

3. Преселекторы радиоприёмных устройств

Преселектор супергетеродинного радиоприёмника предназначен для ослабления помех (частотной селекции) по паразитным каналам приёма и состоит из входной цепи (ВЦ) и усилителя радиочастоты (УРЧ). Рассмотрим принцип действия, схемы и основные характеристики этих устройств.

3.1. Входные цепи РПУ

Входная цепь связывает антенно-фидерный тракт с первым каскадом радиоприёмника, которым обычно является маломощный усилитель радиочастоты. Основным назначением ВЦ является выделение полезного сигнала из совокупности различных мешающих сигналов и помех, поступающих от антенны, и передача сигнала на вход первого каскада с наименьшими потерями.

Входная цепь – это пассивный линейный четырехполюсник. В зависимости от диапазона частот 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) на сосредоточенных элементах.

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 $h_d \approx 0,5h_A$, где h_A – высота антенны (рис. 3.2).

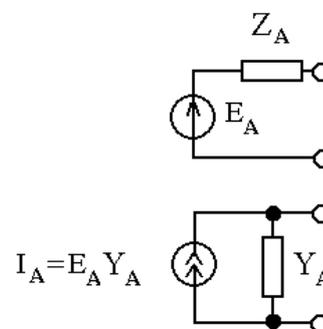


Рис. 3.1. Эквивалентная схема антенны

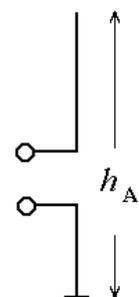


Рис. 3.2. Высота антенны

В общем случае антенна представляет собой цепь с распределёнными пара-

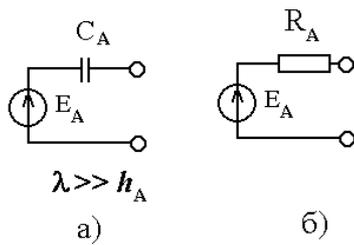


Рис. 3.3. Эквивалентное сопротивление антенны:

а) емкостное; б) активное

тively 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 одиночного 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.

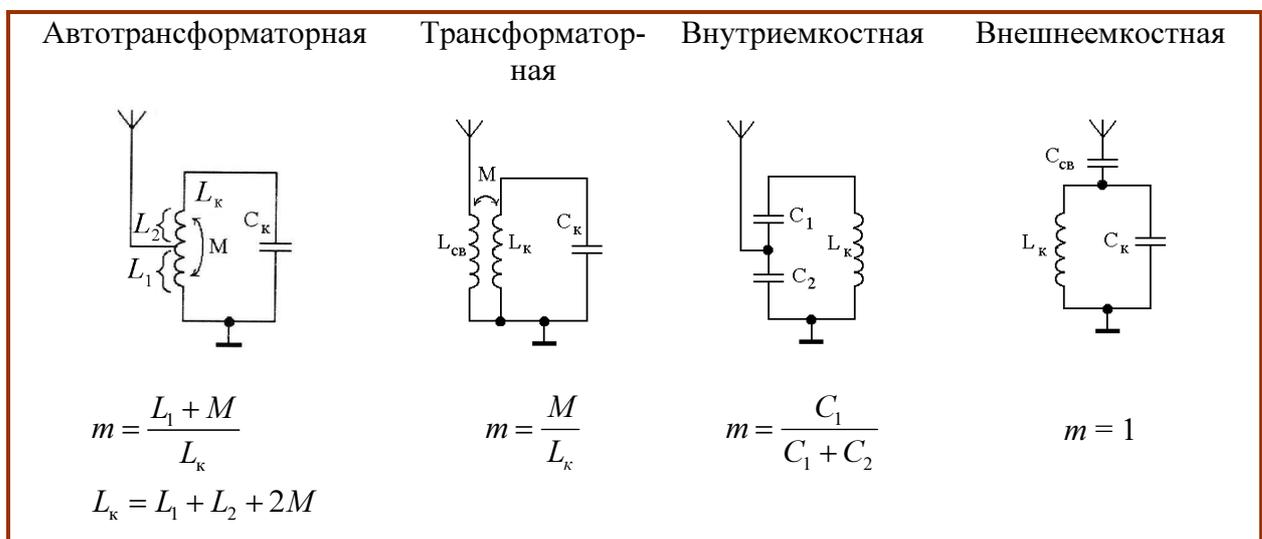


Рис. 3.4. Способы связи входной цепи с антенной

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 ослабляет 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 так называемой **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 $C_{кэ}$ (выражение, определяющее величину $C_{кэ}$ с учётом влияния ёмкости нагрузки, приведено в п. 3.2).

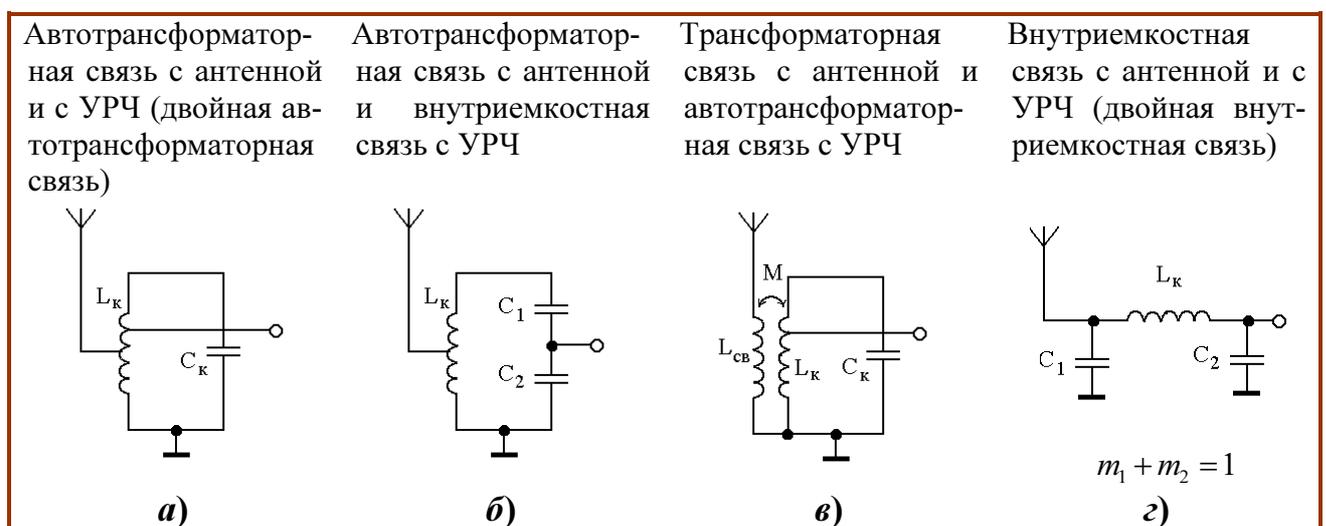


Рис. 3.5. Примеры схем связи ВЦ с антенной и УРЧ

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 эквивалентным источником

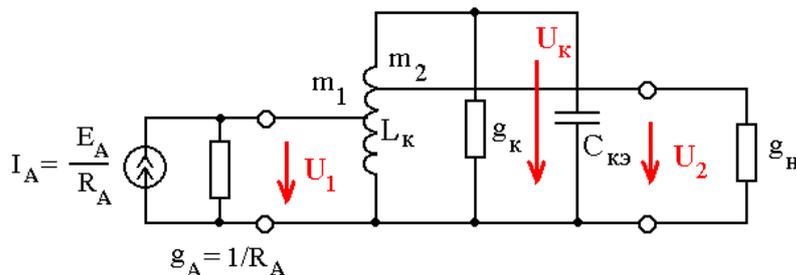


Рис. 3.6. Эквивалентная схема ВЦ с двойной автотрансформаторной связью

источником тока $I_A = E_A / R_A$ и внутренней проводимостью $g_A = 1/R_A$. Коэффициенты включения m_1 и m_2 внешних проводимостей в контур ВЦ определяются как отношение амплитуды напряжения на соответствующей проводимости к амплитуде напряжения на контуре при воздействии сигнала на резонансной частоте:

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

Очевидно, что в схеме с двойной автотрансформаторной связью коэффициенты включения не могут быть больше 1.

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** $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{кз}}}$ (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 $R_k = \rho Q_k$;
- резонансная проводимость $g_k = 1/R_k$;
- характеристическое сопротивление $\rho = 2\pi f_0 L_k = \frac{1}{2\pi f_0 C_{кэ}} = \sqrt{\frac{L_k}{C_{кэ}}}$;
- добротность $Q_k = \rho/r_k$, где r_k – сопротивление потерь контура;
- затухание $d_k = 1/Q_k$;
- 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 влияние внешних активных проводимостей на параметры контура. 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 подключении к нему 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 . Эти две схемы можно считать эквивалентными, если для них выполняется **условие баланса мощностей**: мощность P' , которая рассеивается в эквивалентной схеме с проводимостью g'_k , должна быть равна мощности P , которая рассеивается на элементах исходной эквивалентной схемы:

$$P' = P.$$

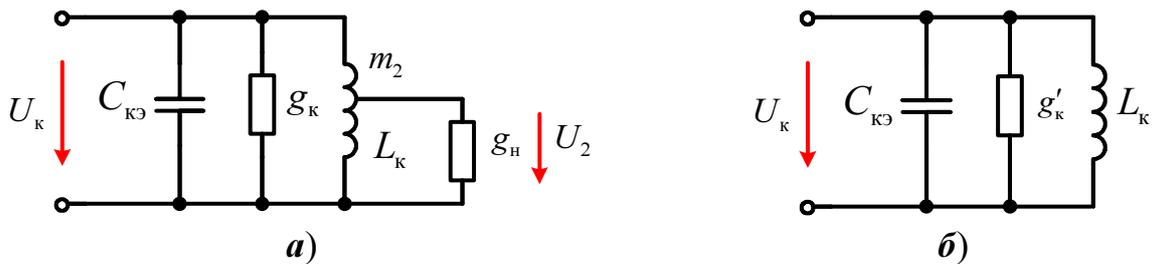


Рис. 3.7. К определению эквивалентной резонансной проводимости нагруженного контура

В схеме на рис.3.7,*а* мощность рассеивается как на проводимости контура g_k , так и на проводимости нагрузки g_n . Поэтому она равна

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

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

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

Приравнявая эти выражения и сокращая $\frac{1}{2}U_k^2$, 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 $Q_C = \frac{1}{2}U_k^2 b_k + \frac{1}{2}U_2^2 b_n$, $Q'_C = \frac{1}{2}U_k^2 b_{k3}$, а $b_k = \omega_0 C_k$, $b_n = \omega_0 C_n$, $b_{k3} = \omega_0 C_{k3}$ – соответствующие емкостные проводимости, можно по-

лучить выражение для эквивалентной ёмкости контура с учётом влияния нагрузки:

$$C_{кэ} = C_k + m_2^2 C_n.$$

2) Теперь найдём эквивалентную резонансную проводимость контура со стороны входных зажимов при неполном подключении к нему (эквивалентную входную проводимость). Исходная эквивалентная схема контура (а) и эквивалентная схема с полным включением и изменённой проводимостью (б) 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 проводимости, $P' = \frac{1}{2} U_k^2 g_k'$ – мощность, рассеиваемая на проводимости контура g_k' .

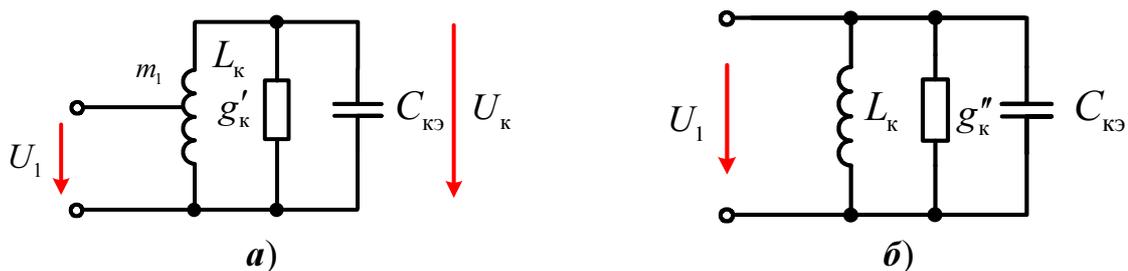


Рис. 3.8. К определению эквивалентной входной проводимости контура

Приравнявая, как и ранее, эти выражения и сокращая $\frac{1}{2} U_k^2$, получим:

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

откуда следует, что эквивалентная входная проводимость контура равна

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

Величину g_k'' называют также *проводимостью, пересчитанной из контура*. Подставляя в (3.5) выражение (3.4) для резонансной прово-

димости контура с учётом влияния проводимости нагрузки, окончательно получим:

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

Используя полученные формулы для 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

$$K_{ВЦ} = \frac{U_H}{E_A}.$$

Напряжение на нагрузке ВЦ определяется как

$$U_H = U_2 = m_2 U_k = \frac{m_2}{m_1} U_1. \quad (3.7)$$

Для определения напряжения U_1 на входе ВЦ при резонансе заменим её эквивалентной входной проводимостью g_k'' (рис. 3.9). Тогда, учитывая (3.6), найдём

$$U_1 = \frac{I_A}{g_A + g_k''} = \frac{E_A g_A}{g_A + \frac{g_k + m_2^2 g_H}{m_1^2}} = E_A \frac{m_1^2 g_A}{m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H}.$$

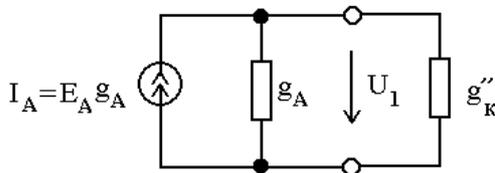


Рис. 3.9. К определению напряжения на входе ВЦ

Величина, стоящая в знаменателе этого выражения, называется **эквивалентной резонансной проводимостью контура** с учётом влияния проводимостей антенны и нагрузки и обозначается $g_{кэ}$:

$$g_{кэ} = m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H. \quad (3.8)$$

Таким образом, напряжение на входе ВЦ равно

$$U_1 = E_A \frac{m_1^2 g_A}{g_{кэ}}. \quad (3.9)$$

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

$$U_H = \frac{m_2}{m_1} U_1 = E_A \frac{m_1 m_2 g_A}{g_{кэ}},$$

откуда следует, что коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_{ВЦ} = \frac{m_1 m_2 g_A}{g_{кэ}} = \frac{m_1 m_2 g_A}{m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H}. \quad (3.10)$$

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):

$$\Pi_{кэ} \propto g_{кэ}.$$

Следовательно,

$$\Pi_{кэ} = \Pi_k \frac{g_{кэ}}{g_k}. \quad (3.11)$$

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

$$\gamma = \frac{d_{кэ}}{d_k} = \frac{Q_k}{Q_{кэ}} = \frac{g_{кэ}}{g_k}. \quad (3.12)$$

Подставляя (3.8) в (3.12), получим

$$\gamma = \frac{g_{кэ}}{g_k} = 1 + m_1^2 \frac{g_A}{g_k} + m_2^2 \frac{g_H}{g_k}. \quad (3.13)$$

Следовательно, полоса пропускания ВЦ равна

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

Как показано в главе 2, избирательность одноконтурной ВЦ определяется формулой

$$\sigma = \sqrt{1 + \xi^2},$$

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, следовательно, к ухудшению её избирательности.

3.3. Характеристики входной цепи в режиме согласования с антенной

Одна из функций, которую выполняет входная цепь, – согласование антенно-фидерного тракта со входом приёмника. Известно, что при согласовании в антенно-фидерном тракте устанавливается режим бегущей волны и из антенны во входную цепь передаётся максимальная мощность. Можно показать, что при этом будет также максимальным коэффициент передачи ВЦ, определяемый в соответствии с (3.1).

Условием согласования является равенство эквивалентной проводимости антенны $g_{\text{А}}$ и входной проводимости $g_{\text{к}}''$ контура ВЦ со стороны антенны:

$$g_{\text{к}}'' = g_{\text{А}}.$$

В соответствии с (3.6)

$$g_{\text{к}}'' = \frac{g_{\text{к}} + m_2^2 g_{\text{Н}}}{m_1^2}.$$

Следовательно, условие согласования можно записать в следующем виде:

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

где m_{1c} – оптимальное значение коэффициента включения, при котором обеспечивается согласование ВЦ с антенной. Из (3.16) следует, что

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

Определим основные характеристики ВЦ в режиме согласования.

1) **Коэффициент передачи.** В соответствии с общим выражением (3.10) коэффициент передачи в этом режиме равен

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

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

$$K_{\text{ВЦс}} = \frac{m_{1c} m_2 g_A}{2m_{1c}^2 g_A} = \frac{m_2}{2m_{1c}}. \quad (3.18,а)$$

Подставляя сюда выражение (3.17) для оптимального коэффициента включения m_{1c} , получим

$$K_{\text{ВЦс}} = \frac{m_2}{2} \sqrt{\frac{g_A}{g_k + m_2^2 g_H}}. \quad (3.18,б)$$

2) **Коэффициент расширения полосы.**

Подставляя (3.17) в (3.13), получим:

$$\gamma_c = 1 + m_{1c}^2 \frac{g_A}{g_k} + m_2^2 \frac{g_H}{g_k} = 2 \left(1 + m_2^2 \frac{g_H}{g_k} \right) > 2. \quad (3.19)$$

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 $K_{\text{ВЦ}}(m_2)$ (3.18,б) показывает, что $\frac{dK_{\text{ВЦ}}(m_2)}{dm_2} > 0$ и что, следовательно, коэффициент передачи

ВЦ в режиме согласования монотонно возрастает при увеличении коэффициента включения m_2 (рис. 3.10). Следовательно, коэффициент передачи ВЦ будет максимальным при $m_2 = 1$, т.е. в случае **полного включения** УРЧ в контур ВЦ (рис. 3.11). При этом в соответствии с (3.17), (3.18,а) оптимальное значение коэффициента включения антенны в контур и коэффициент передачи ВЦ равны соответственно

$$m_{1M} = \sqrt{\frac{g_k + m_2^2 g_H}{g_A}} \Big|_{m_2=1} = \sqrt{\frac{g_k + g_H}{g_A}}, \quad (3.20)$$

$$K_{ВЦМ} = \frac{m_2}{2m_{1C}} \Big|_{\substack{m_{1C}=m_{1M} \\ m_2=1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_A}{g_k + g_H}}. \quad (3.21)$$

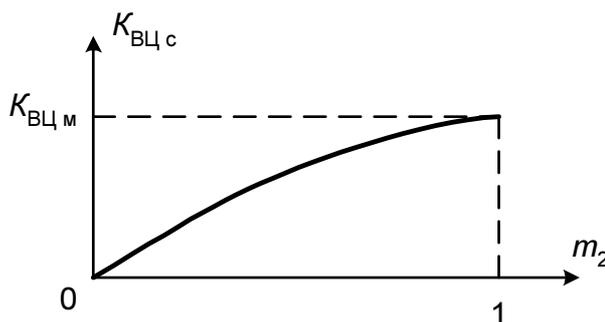


Рис. 3.10. Зависимость коэффициента передачи ВЦ в режиме согласования от коэффициента включения m_2

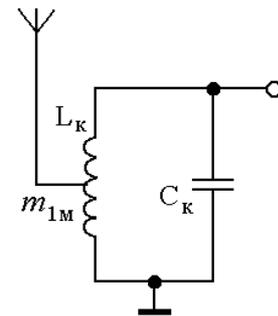


Рис. 3.11. Полное включение нагрузки в контур ВЦ

Таким образом, коэффициент передачи ВЦ в рассматриваемом режиме тем больше, чем больше отношение $\frac{g_A}{g_k + g_H}$. Поэтому для увеличения коэффициента передачи ВЦ целесообразно использование антенны 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 (3.20) следует, что для того чтобы коэффициент включения антенны в контур m_{1M} не превышал 1, должно выполняться условие $g_A \geq g_k + g_H$ или, иначе, $R_A \leq R_k \parallel R_H$. 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 $R_H \approx 100 - 1000$ Ом;
- для схемы с общей базой $R_H \approx 10 - 50$ Ом.

Расчёт показывает, что при этих значениях сопротивлений суммарная проводимость контура и нагрузки может быть как меньше, так и больше проводимости антенны. Если $g_A \geq g_k + g_H$, то используется полное включение со стороны нагрузки, а коэффициент включения антенны определяется формулой (3.20).

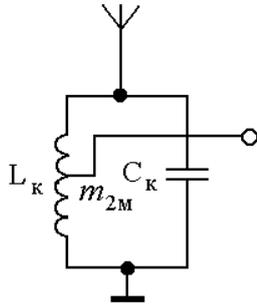


Рис. 3.12. Полное включение антенны в контур ВЦ

Если же окажется, что $g_A < g_k + g_H$ (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 (3.16) согласования ВЦ с антенной:

$$m_{2M} = \sqrt{\frac{g_A - g_k}{g_H}}. \quad (3.22)$$

В этом случае коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_{ВЦМ} = \frac{m_{2M}}{2m_1} \Big|_{m_1=1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_A - g_k}{g_H}}. \quad (3.23)$$

Поскольку обычно $g_k \ll g_H$, 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.

Определим коэффициент расширения полосы ВЦ при найденных коэффициентах включения. Подставляя в (3.19) значение коэффициента включения m_2 равное 1 при полном подключении нагрузки и

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

$$\gamma_M = \begin{cases} 2 \left(1 + \frac{g_H}{g_k} \right) & \text{при } g_A \geq g_k + g_H \text{ (полное подключение нагрузки)} \\ 2 \frac{g_A}{g_k} & \text{при } g_A < g_k + g_H \text{ (неполное подключение нагрузки)} \end{cases} \quad (3.24)$$

При указанных выше типичных значениях сопротивлений антенны, контура и нагрузки коэффициент расширения полосы составляет величину от нескольких десятков до 100 и более. Следовательно, эффективная частотная селекция в режиме максимальной передачи ВЦ невозможна.

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 $\Pi_{кэ}$ максимальный коэффициент передачи ВЦ.

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

$$\gamma = \frac{g_{кэ}}{g_k},$$

то можно записать следующее соотношение:

$$g_{кэ} = m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H = \gamma g_k.$$

В соответствии с условием согласования (3.16)

$$g_k + m_2^2 g_H = m_1^2 g_A.$$

Поэтому эквивалентная резонансная проводимость равна

$$g_{кэ} = m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H = 2m_1^2 g_A,$$

откуда следует, что в рассматриваемом режиме

$$\gamma g_k = 2m_1^2 g_A$$

и поэтому коэффициент включения антенны в контур равен

$$m_{1\gamma} = \sqrt{\frac{\gamma g_k}{2g_A}}. \quad (3.25)$$

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

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

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

$$m_{2\gamma} = \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_k}{2g_H}}. \quad (3.26)$$

Используя (3.18,а), определим коэффициент передачи ВЦ в рассматриваемом режиме:

$$K_{\text{ВЦ}\gamma} = \frac{m_{2\gamma}}{2m_{1\gamma}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_A}{\gamma g_H}}. \quad (3.27)$$

Видно, что он возрастает при увеличении проводимости антенны, при уменьшении проводимости нагрузки, а также при увеличении коэффициента расширения полосы.

Следовательно, 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,з). Такая схема часто применяется в диапазоне высоких частот (порядка 200...300 МГц). В ней не требуется делать отводы от катушки индуктивности либо использовать дополнительную катушку связи, что трудно реализовать практически, т.к. на 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:

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

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

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

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 (3.19), а при расчёте УРЧ его полосу пропускания задают исходя из требуемой полосы преселектора и рассчитанной полосы ВЦ.

3.4. Характеристики входной цепи при рассогласовании с антенной

В п. 3.3 было отмечено, 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:

$$a = \frac{m_1}{m_{1c}}. \quad (3.28)$$

1) **Коэффициент передачи ВЦ.** Получим зависимость коэффициента передачи ВЦ от параметра a . Для этого, используя соотношение (3.16), 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 коэффициент передачи ВЦ будет определяться выражением

$$K_{ВЦ} = \frac{m_1 m_2}{m_1^2 + m_{1c}^2}. \quad (3.29)$$

Теперь найдём отношение коэффициента передачи ВЦ в общем случае (3.29) к коэффициенту передачи в режиме согласования (3.18,а):

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

Таким образом,

$$K_{ВЦ} = K_{ВЦс} \frac{2a}{a^2 + 1}. \quad (3.30)$$

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 γ_c равно

$$\frac{\gamma}{\gamma_c} = \frac{g_{кз}}{g_{кз}|_{m_{1c}}}.$$

Записывая, как и ранее, выражение для эквивалентной резонансной проводимости в виде

$$g_{кз} = (m_1^2 + m_{1c}^2) g_A,$$

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,

$$\gamma = \gamma_c \frac{1 + a^2}{2}. \quad (3.31)$$

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 .

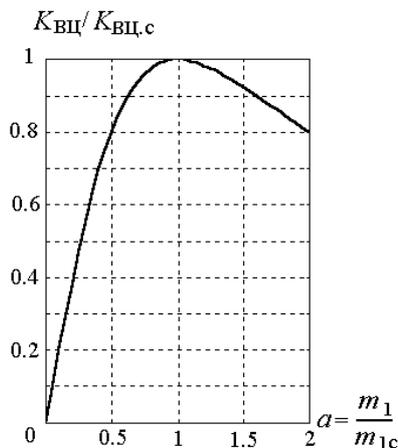


Рис. 3.13. Нормированный коэффициент передачи ВЦ

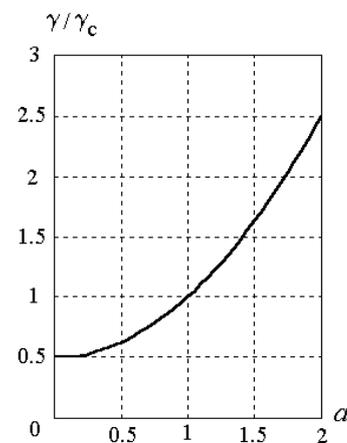


Рис. 3.14. Нормированный коэффициент расширения полосы

3.5. Общие сведения об усилителях радиочастоты

Усилитель радиочастоты – вторая составная часть преселектора супергетеродинного радиоприёмника. Он размещается между входной цепью и преобразователем частоты.

Назначение усилителя радиочастоты:

- усиление сигнала непосредственно на частоте несущего колебания;
- обеспечение (совместно с входной цепью) частотной избирательности по паразитным каналам приёма супергетеродинного радиоприёмника – зеркальному, прямого прохождения и комбинационным;
- повышение шумовой чувствительности радиоприёмного устройства в целом.

Состав и виды УРЧ

В состав УРЧ входят **усилительный прибор и частотно-избирательный фильтр**.

В качестве **усилительных приборов** используются:

- транзисторы (биполярные и полевые);
- малощумящие широкополосные усилители в микронном исполнении;
- электронные лампы;
- лампы бегущей волны и лампы обратной волны (в диапазоне СВЧ).

Кроме того, эффект усиления радиочастотного сигнала может быть получен в параметрических УРЧ и усилителях на туннельных диодах, которые используются в некоторых случаях в диапазоне СВЧ.

В качестве **частотно-избирательного фильтра** используются:

- параллельный колебательный контур;
- система колебательных контуров;
- электроакустические резонаторы;
- микрополосковые резонансные цепи;
- объёмные резонаторы.

Характеристики УРЧ

Наиболее важными **электрическими характеристиками УРЧ** являются следующие:

- резонансный коэффициент усиления по напряжению;
- частотная селективность;

- коэффициент шума, характеризующий интенсивность собственных шумов, возникающих в усилителе;
- коэффициент устойчивости;
- динамический диапазон;
- диапазон рабочих частот.

Типовые схемы транзисторных УРЧ

Мы будем рассматривать УРЧ диапазона умеренно высоких частот (до 200-300 МГц). Такие УРЧ обычно выполняются на биполярных или полевых транзисторах и состоят из одного или нескольких усилительных каскадов. В нашем курсе рассматриваются простейшие однокаскадные схемы УРЧ.

На рис. 3.15 показана схема преселектора, состоящего из входной цепи (контур $L_{к(1)}C_{к(1)}$) и однокаскадного резонансного УРЧ на биполярном транзисторе, нагрузкой которого является колебательный контур $L_{к(2)}C_{к(2)}$. Оба колебательных контура настроены на частоту сигнала f_0 . Связь контуров с элементами схемы – автотрансформаторная. Транзистор включён по схеме с общим эмиттером (ОЭ) (эмиттер соединён по переменному току с земляной шиной через блокировочный конденсатор $C_{Э}$). Сигнал с антенны через разделительный конденсатор $C_{р1}$ подаётся на отвод катушки первого (входного) колебательного контура. Напряжение, снимаемое со второго отвода контурной катушки $L_{к(1)}$, прикладывается к переходу «база-эмиттер» транзистора. Переменная составляющая коллекторного тока протекает через второй (выходной) колебательный контур и конденсатор фильтра $C_{ф}$. Усиленное напряжение снимается со второго отвода катушки выходного колебательного контура и через разделительный конденсатор $C_{р2}$ поступает на выход усилителя. Конденсатор $C_{б}$ является блокировочным, он соединяет по переменному току нижнюю точку входного колебательного контура с земляной шиной. Конденсатор $C_{Э}$ – также блокировочный, он устраняет последовательную отрицательную обратную связь по переменному току, которая при его отсутствии приводила бы к снижению коэффициента усиления каскада.

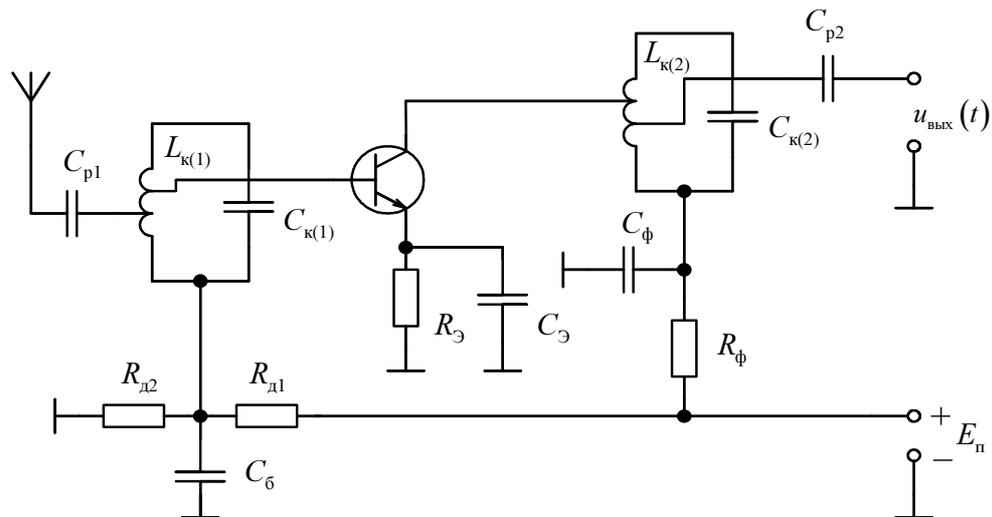


Рис. 3.15. Преселектор с УРЧ на биполярном транзисторе

Режим транзистора по постоянному току и температурная стабилизация обеспечиваются резисторами $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{э}$:

- резистор $R_{э}$ создаёт отрицательную обратную связь по постоянному току и тем самым обеспечивает температурную стабилизацию рабочей точки транзистора;
- резисторы $R_{д1}$, $R_{д2}$ образуют базовый делитель, обеспечивающий заданное положение рабочей точки на входной характеристике транзистора и входящий в состав цепи температурной стабилизации.

Резистор $R_{ф}$ совместно с конденсатором $C_{ф}$ образует развязывающий RC -фильтр, препятствующий прохождению высокочастотного усиленного сигнала в цепь питания; этим обеспечивается развязка по переменному току отдельных блоков радиоприёмника, что повышает устойчивость его работы.

Коэффициенты включения $m_{1(1)}$, $m_{2(1)}$ первого (входного) колебательного контура определяются исходя из заданного режима работы входной цепи. Выбор коэффициентов включения $m_{1(2)}$, $m_{2(2)}$ второго (выходного) контура будет рассмотрен позднее.

На рис. 3.16 показана схема УРЧ на полевом транзисторе с каналом p -типа, включённом с общим истоком. В этой схеме используется автотрансформаторная связь первого контура (входной цепи) с антенной и трансформаторная связь цепи стока транзистора со вторым контуром. Основное отличие этой схемы от предыдущей заключается в полном включении транзистора в контур входной цепи. Это возможно благодаря очень высокому входному сопротивлению полевого

транзистора (сопротивлению цепи «затвор-исток») и, следовательно, пренебрежимо малому шунтированию контура.

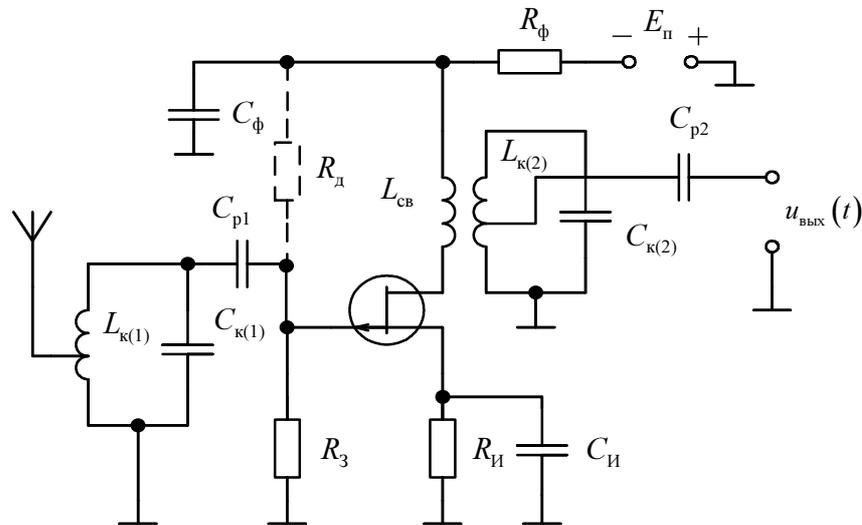


Рис. 3.16. Преселектор с УРЧ на полевом транзисторе

Назначение остальных элементов схемы аналогично назначению соответствующих элементов каскада на биполярном транзисторе:

- C_{p1} , C_{p2} – разделительные конденсаторы;
- $R_{и}$ – резистор обратной связи по постоянному току в цепи истока, обеспечивающий температурную стабилизацию каскада и требуемое напряжение смещения на затворе;
- $C_{и}$ – блокировочный конденсатор, устраняющий отрицательную обратную связь по переменному току;
- $R_{з}$ – резистор в цепи затвора, обеспечивающий подачу запирающего напряжения (напряжения автоматического смещения);
- $R_{д}$ – дополнительный резистор, уменьшающий (при необходимости) запирающее напряжение на затворе;
- $R_{ф}$, $C_{ф}$ – элементы развязывающего RC -фильтра в цепи питания.

3.6. Анализ характеристик каскада транзисторного УРЧ

Обобщённая эквивалентная схема каскада УРЧ

Рассмотрим обобщённую эквивалентную схему каскада УРЧ на биполярном транзисторе, включённом по схеме с ОЭ (рис. 3.17). Ко-

эффиценты включения внешних цепей в колебательные контуры усилителя определяются следующими соотношениями:

- коэффициенты включения в первый (входной) контур:

$$m_{1(1)} = \frac{U_{1(1)}}{U_{к(1)}}, \quad m_{2(1)} = \frac{U_{2(1)}}{U_{к(1)}};$$

- коэффициенты включения во второй (выходной) контур:

$$m_{1(2)} = \frac{U_{1(2)}}{U_{к(2)}}, \quad m_{2(2)} = \frac{U_{2(2)}}{U_{к(2)}}.$$

Найдём **комплексный коэффициент передачи каскада УРЧ на резонансной частоте**

$$\dot{K}_0 = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{U}_{2(2)}}{\dot{U}_{2(1)}}. \quad (3.32)$$

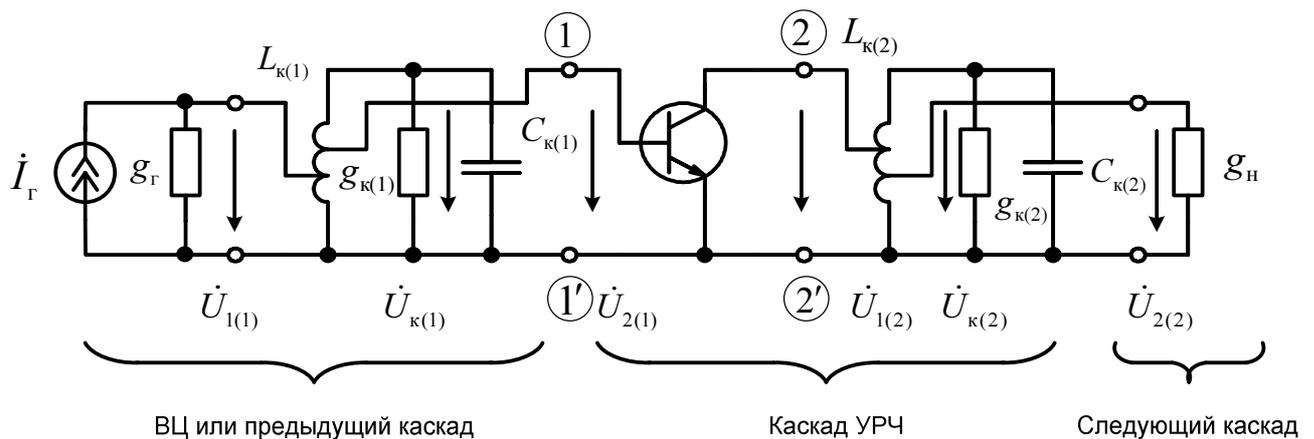


Рис. 3.17. Эквивалентная схема каскада УРЧ

Поскольку УРЧ работает в режиме слабого сигнала, то по переменному току транзистор можно рассматривать как линейный четырёхполюсник. На частотах до 200-300 МГц транзистор описывается малосигнальными Y -параметрами. Коллекторная цепь транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером, представляется эквивалентной схемой, показанной на рис. 3.18. Отнесём мнимую составляющую $b_{22} = \text{Im } Y_{22}$ выходной проводимости транзистора к реактивным элементам выходного колебательного контура. Тогда получим эквивалентную схему цепи коллектора и выходного колебательного контура, изображённую на рис. 3.19.

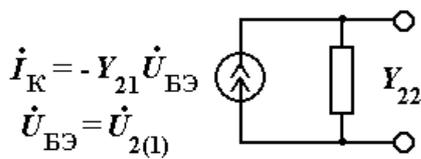


Рис. 3.18. Эквивалентная схема цепи коллектора

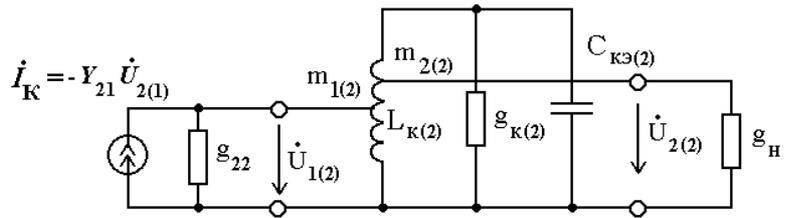


Рис. 3.19. Эквивалентная схема цепи коллектора и выходного колебательного контура

Эта схема идентична рассмотренной в п. 3.2 обобщённой эквивалентной схеме входной цепи с той лишь разницей, что вместо источника тока \dot{I}_A здесь фигурирует источник тока $\dot{I}_K = -Y_{21} \dot{U}_{2(1)}$ ^{*}, а вместо проводимости антенны g_A – выходная проводимость транзистора g_{22} . Поэтому для определения резонансного коэффициента передачи каскада УРЧ используется такая же методика, что и для определения коэффициента передачи ВЦ.

Комплексная амплитуда напряжения на нагрузке усилительного каскада равна

$$\dot{U}_{2(2)} = \frac{m_{2(2)}}{m_{1(2)}} \dot{U}_{1(2)}. \quad (3.33)$$

Комплексная амплитуда напряжения на отводе катушки индуктивности $L_{к(2)}$, соединённом с коллектором транзистора, равна

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1(2)} &= \frac{\dot{I}_K}{g_{22} + g_{к(2)}} = \frac{-Y_{21} \dot{U}_{2(1)}}{g_{22} + \frac{g_{к(2)} + m_{2(2)}^2 g_H}{m_{1(2)}^2}} = \\ &= -Y_{21} \dot{U}_{2(1)} \frac{m_{1(2)}^2}{m_{1(2)}^2 g_{22} + g_{к(2)} + m_{2(2)}^2 g_H}, \end{aligned} \quad (3.34)$$

где $g_{к(2)}$ – собственная резонансная проводимость второго контура. Подставляя (3.34) в (3.33), а результат – в (3.32), получим выражение для комплексного коэффициента передачи каскада УРЧ на резонансной частоте:

^{*} Знак «-» в правой части равенства обусловлен тем, что для усилительного каскада, построенного по схеме с общим эмиттером, выходное напряжение находится в противофазе с током коллектора.

$$\dot{K}_0 = \frac{\dot{U}_{2(2)}}{\dot{U}_{2(1)}} = -\frac{m_{1(2)}m_{2(2)}Y_{21}}{g_{кэ(2)}}, \quad (3.34)$$

где

$$g_{кэ(2)} = m_{1(2)}^2 g_{22} + g_{к(2)} + m_{2(2)}^2 g_{н} \quad (3.35)$$

– эквивалентная резонансная проводимость второго (выходного) колебательного контура.

Резонансный коэффициент усиления по напряжению каскада УРЧ равен

$$K_0 = \left| \dot{K}_0 \right| = \frac{m_{1(2)}m_{2(2)}|Y_{21}|}{g_{кэ(2)}}. \quad (3.36)$$

Другая важная характеристика УРЧ – **полоса пропускания**. Так же как и для входной цепи, изменение полосы пропускания выходного контура УРЧ за счёт шунтирующего влияния выходной проводимости транзистора g_{22} и входной проводимости следующего каскада $g_{н}$ характеризуется коэффициентом расширения полосы

$$\gamma = \frac{\Pi_{кэ(2)}}{\Pi_{к(2)}} = \frac{g_{кэ(2)}}{g_{к(2)}} = 1 + m_{1(2)}^2 \frac{g_{22}}{g_{к(2)}} + m_{2(2)}^2 \frac{g_{н}}{g_{к(2)}}. \quad (3.37)$$

Из (3.37) следует, что коэффициент расширения полосы возрастает при увеличении проводимости нагрузки и выходной проводимости транзистора, а также при увеличении соответствующих коэффициентов включения.

Устойчивость работы УРЧ

Одна из основных функций УРЧ в составе супергетеродинного приёмника – предварительное усиление сигнала на частоте несущей для ослабления влияния шумов преобразователя частоты, т.е. для повышения шумовой чувствительности радиоприёмника в целом. Однако возможность получения максимального коэффициента усиления ограничена дополнительным требованием, которое связано с понятием **устойчивости работы УРЧ**.

Поясним это понятие. До сих пор мы рассматривали входную цепь и УРЧ, а также различные каскады, входящие в состав много-

каскадного УРЧ, отдельно. Реально же они связаны, поскольку существует паразитная обратная связь, действующая с выхода каскада УРЧ на его вход. Эта обратная связь может быть вызвана следующими физическими причинами:

- прохождением высокочастотного колебания по цепям питания;
- индуктивной связью между катушками колебательных контуров;
- внутренней обратной связью в транзисторе, которая проявляет себя на относительно высоких частотах.

Обратная связь, обусловленная первыми двумя причинами, может быть достаточно эффективно ослаблена: обратная связь по цепи питания – с помощью развязывающего RC -фильтра; индуктивная связь – путём экранирования катушек индуктивности. Внутренняя обратная связь принципиально неустранима, и поэтому будем рассматривать именно её влияние на характеристики УРЧ.

Наличие обратной связи приводит к тому, что высокочастотное напряжение на выходе усилительного прибора влияет на ток, протекающий через входной контур. Это влияние приводит к изменению параметров контура, в том числе его АЧХ, и при определенных условиях может вызвать самовозбуждение каскада. Поэтому устойчивость работы УРЧ можно косвенно охарактеризовать степенью искажения АЧХ входного колебательного контура. С учётом этого дадим следующее качественное определение устойчивого режима работы УРЧ (количественное определение будет сформулировано позднее, после введения количественной меры искажения АЧХ):

устойчивый режим работы УРЧ – это такой режим, при котором искажение АЧХ входного колебательного контура не превышает некоторой допустимой величины и когда есть достаточно большой запас по усилению по сравнению с режимом, при котором наступает самовозбуждение.

Рассмотрим влияние внутренней обратной связи на устойчивость каскада УРЧ на биполярном транзисторе, включённом по схеме с общим эмиттером. Для упрощения анализа примем следующие допущения:

- 1) будем рассматривать сравнительно узкополосный УРЧ, для которого в пределах полосы пропускания Y -параметры транзистора можно считать постоянными;
- 2) примем, что проводимость прямой передачи транзистора (крутизна) Y_{21} вещественна, т.е. рабочая частота УРЧ много меньше граничной частоты f_S транзистора по крутизне;
- 3) примем, что активная составляющая проводимости внутренней обратной связи пренебрежимо мала по сравнению с реактивной составляющей, которая имеет емкостной характер:

$$Y_{oc} \approx j\omega C_{БК} \approx j|Y_{12}|,$$

где $C_{БК}$ – внутренняя ёмкость между базой и коллектором транзистора, Y_{12} – проводимость обратной передачи транзистора;

- 4) будем считать, что внешние проводимости включены во входной и выходной колебательные контуры полностью и что полосы пропускания контуров одинаковы.

Эквивалентная схема каскада с учётом внутренней обратной связи показана на рис. 3.20. Здесь входным контуром является контур ВЦ либо выходной контур предыдущего каскада УРЧ. Эквивалентная схема усилительного каскада включает в себя эквивалентные схемы колебательных контуров и транзистора. Здесь эквивалентная резонансная проводимость контуров определяется с учётом влияния входной g_{11} (для 1-го контура) и выходной g_{22} (для 2-го контура) проводимостей транзистора. Внутренняя обратная связь в транзисторе учитывается с помощью ёмкости между базой и коллектором $C_{БК}$.

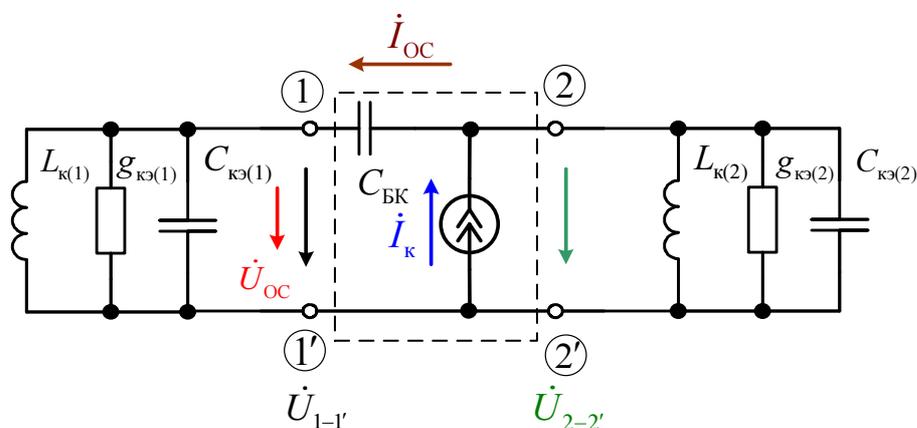


Рис. 3.20. Эквивалентная схема каскада УРЧ с учётом внутренней обратной связи

Определим комплексную проводимость $Y_{1-1'}^{oc}$ между точками 1–1' эквивалентной схемы с учётом влияния внутренней обратной связи. Эта проводимость складывается из проводимости первого колебательного контура $Y_{1-1'}$ и дополнительного слагаемого $\Delta Y_{вх}^{oc}$, обусловленного изменением входной проводимости усилительного каскада из-за наличия внутренней обратной связи:

$$Y_{1-1'}^{oc} = Y_{1-1'} + \Delta Y_{вх}^{oc}. \quad (3.38)$$

Входная проводимость каскада с учётом влияния внутренней обратной связи равна

$$Y_{вх}^{oc} = Y_{11} + Y_{12} \frac{\dot{U}_{2-2'}}{\dot{U}_{1-1'}} = Y_{11} + Y_{12} \dot{K}, \quad (3.39)$$

где $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{2-2'}}{\dot{U}_{1-1'}}$ – комплексный коэффициент усиления. Изменение входной проводимости каскада под действием обратной связи определяется вторым слагаемым (3.39) *):

$$\Delta Y_{вх}^{oc} = Y_{12} \dot{K} = -Y_{oc} \dot{K} \approx -j|Y_{12}| \dot{K}. \quad (3.40)$$

Поскольку комплексный коэффициент усиления каскада с нагрузкой в виде колебательного контура равен

$$\dot{K} = -\frac{K_0}{1 + j\xi}, \quad (3.41)$$

то

$$\Delta Y_{вх}^{oc} \approx -j|Y_{12}| \left(-\frac{K_0}{1 + j\xi} \right) = \frac{jB}{1 + j\xi} = \frac{B\xi}{1 + \xi^2} + j \frac{B}{1 + \xi^2}, \quad (3.42)$$

где ξ – обобщённая расстройка; $B = |Y_{12}|K_0$ – параметр, характеризующий глубину внутренней обратной связи; K_0 – резонансный коэффициент усиления.

Вещественная часть (3.42) определяет активную составляющую изменения входной проводимости каскада

*) Знак « \rightarrow » в этом выражении связан с тем, что при определении Y -параметров четырёхполюсника положительным считается входной ток, втекающий в четырёхполюсник, а реальный ток, проходящий через проводимость обратной связи при положительном напряжении на коллекторе транзистора, вытекает из четырёхполюсника.

$$\Delta g_{\text{вх}}^{\text{oc}} = \frac{B\xi}{1 + \xi^2}, \quad (3.43)$$

а мнимая часть – реактивную составляющую

$$\Delta b_{\text{вх}}^{\text{oc}} = \frac{B}{1 + \xi^2}. \quad (3.44)$$

Графики зависимостей $\Delta g_{\text{вх}}^{\text{oc}}$ и $\Delta b_{\text{вх}}^{\text{oc}}$ от частоты при различной глубине обратной связи показаны на рис. 3.21. Отрицательное значение $\Delta g_{\text{вх}}^{\text{oc}}$ при $f < f_0$ означает, что на этих частотах обратная связь по своему характеру является положительной, и, следовательно, входной колебательный контур «подпитывается» энергией, поступающей по цепи обратной связи с выхода транзистора.

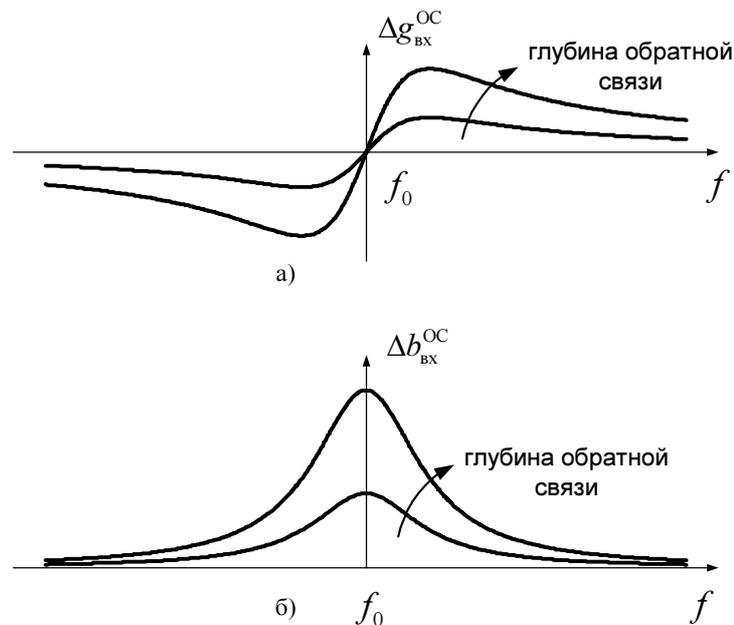


Рис. 3.21. Зависимости от частоты активной (а) и реактивной (б) составляющих изменения входной проводимости каскада УРЧ при различной глубине внутренней обратной связи

В результате этого эквивалентное затухание входного контура в этой области частот уменьшается, что приводит к сужению его полосы пропускания и увеличению резонансного коэффициента передачи. Если глубина обратной связи будет настолько большой, что потери энергии в контуре будут полностью скомпенсированы (т.е. активная составляющая $g_{1-1'}^{\text{oc}}$ суммарной проводимости $Y_{1-1'}^{\text{oc}}$ станет равной нулю), то произойдет самовозбуждение каскада.

Положительное значение величины $\Delta b_{\text{ВХ}}^{\text{oc}}$ означает, что реактивная составляющая приращения входной проводимости каскада имеет емкостной характер. Это равносильно тому, что параллельно входному контуру подключается некоторая дополнительная ёмкость, которая уменьшает его резонансную частоту.

В отсутствие обратной связи комплексная проводимость входного контура равна

$$Y_{1-1'} = g_{\text{кэ}(1)} (1 + j\xi) . \quad (3.45)$$

Подставляя (3.45) и (3.42) в (3.38), определим полную проводимость между точками 1–1':

$$Y_{1-1'}^{\text{oc}} = g_{\text{кэ}(1)} (1 + j\xi) + \frac{jB}{1 + j\xi} . \quad (3.46)$$

Форма АЧХ входного контура определяется частотной зависимостью модуля комплексного сопротивления между точками 1–1'

$$\left| Z_{1-1'}^{\text{oc}} \right| = \frac{1}{\left| Y_{1-1'}^{\text{oc}} \right|} = \left| \frac{1 + j\xi}{g_{\text{кэ}(1)} (1 + j\xi)^2 + jB} \right| . \quad (3.47)$$

Графики АЧХ входного контура, рассчитанной по формуле (3.47) при различной глубине обратной связи, а также при её отсутствии, приведены на рис. 3.22. Видно, что обратная связь приводит к уменьшению резонансной частоты, сужению полосы пропускания и увеличению резонансного сопротивления. Поскольку и $\Delta g_{\text{ВХ}}^{\text{oc}}$, и $\Delta b_{\text{ВХ}}^{\text{oc}}$ зависят от частоты, то указанные изменения параметров входного контура сопровождаются искажением формы его АЧХ – она становится заметно несимметричной.

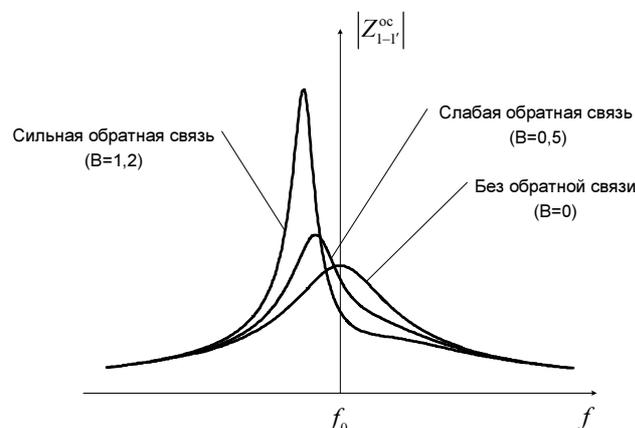


Рис. 3.22. АЧХ входного контура каскада УРЧ при различной глубине внутренней обратной связи

Следует подчеркнуть, что при других способах включения транзистора (отличных от схемы с общим эмиттером) и в случае широкополосных УРЧ проведённый анализ устойчивости каскада не справедлив.

Количественно степень искажений АЧХ характеризуется **коэффициентом устойчивости** усилительного каскада, который определяется как отношение минимальной величины активной проводимости между точками 1–1' к величине этой проводимости в отсутствие обратной связи (рис. 3.23):

$$k_y = \frac{g_{1-1'}^{oc}}{g_{1-1'}}. \quad (3.48)$$

Поскольку при $g_{1-1'}^{oc} = 0$ потери энергии во входном колебательном

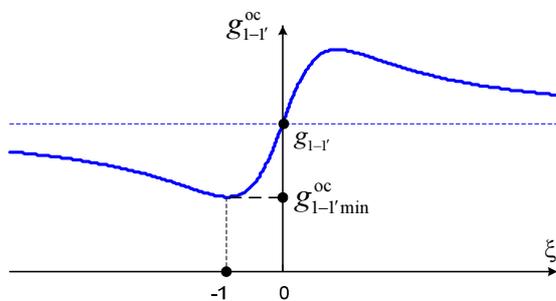


Рис. 3.23. Активная проводимость между точками 1–1'

контуре полностью компенсируются поступлением энергии по цепи обратной связи и происходит самовозбуждение каскада, то коэффициент устойчивости всегда неотрицателен и может принимать значение от 0 до 1. При малой глубине внутренней обратной связи искажения АЧХ входного контура проявляются

главным образом в уменьшении полосы пропускания. В этом случае

$$k_y \approx \frac{\Pi_{кэ(1)}^{oc}}{\Pi_{кэ(1)}}, \quad (3.49)$$

т.е. можно считать, что **коэффициент устойчивости характеризует относительное сужение полосы пропускания входного контура каскада УРЧ из-за действия внутренней обратной связи в транзисторе.**

Глубина внутренней обратной связи пропорциональна коэффициенту усиления каскада. Поэтому можно определить некоторый максимально допустимый коэффициент усиления каскада, при котором обеспечивается заданная величина коэффициента устойчивости – **коэффициент устойчивого усиления каскада.**

Поскольку строгий количественный анализ устойчивости каскада УРЧ весьма громоздок, то приведём без вывода выражение, связывающее коэффициент устойчивости с параметрами транзистора и усилительного каскада:

$$k_y = 1 - \frac{|Y_{12}| |Y_{21}| m_{1(2)}^2 m_{2(1)}^2}{2g_{кэ(1)} g_{кэ(2)}}, \quad (3.50)$$

а также выражение для коэффициента устойчивого усиления:

$$K_{0\text{уст}} = \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2(1 - k_y) \frac{|Y_{21}| g_{кэ(1)}}{|Y_{12}| g_{кэ(2)}}}. \quad (3.51)$$

Здесь $g_{кэ(1)} = m_{1(1)}^2 g_A + g_{к(1)} + m_{2(1)}^2 g_{\text{вх.УРЧ}}$ – эквивалентная резонансная проводимость контура ВЦ (см. (3.8)); $g_{\text{вх.УРЧ}}$ – входная проводимость каскада УРЧ без учёта влияния внутренней обратной связи.

Полагая в (3.51) $k_y = 0$, получим выражение для **предельного коэффициента усиления**, при котором наступает самовозбуждение каскада:

$$K_{0\text{пред}} = \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2 \frac{|Y_{21}| g_{кэ(1)}}{|Y_{12}| g_{кэ(2)}}}. \quad (3.52)$$

Отношение $K_{0\text{пред}}/K_{0\text{уст}}$ определяет запас по усилению каскада при заданном коэффициенте устойчивости:

$$\frac{K_{0\text{пред}}}{K_{0\text{уст}}} = \frac{1}{\sqrt{1 - k_y}}. \quad (3.53)$$

Обычно считают, что искажения АЧХ входного контура допустимо малы, если $k_y = 0,8 - 0,9$. В частности, при $k_y = 0,9$ отношение предельного коэффициента усиления к коэффициенту устойчивого усиления равно

$$\frac{K_{0\text{пред}}}{K_{0\text{уст}}} = \sqrt{10} \approx 3,2,$$

т.е. в данном случае имеется примерно трёхкратный запас по усилению. С учётом этого можно дать следующее количественное определение устойчивого режима работы каскада УРЧ:

устойчивый режим работы каскада УРЧ – это такой режим, при котором коэффициент устойчивости не менее заданной величины (обычно 0,8 – 0,9). При этом имеется достаточно большой запас по усилению (в 2 – 3 раза) по сравнению с режимом, в котором наступает самовозбуждение.

Основной практический вывод из анализа устойчивости каскада УРЧ состоит в следующем:

коэффициент усиления каскада не должен превышать коэффициента устойчивого усиления, который зависит от параметров транзистора и параметров каскада.

3.7. Режимы работы УРЧ

В п. 3.6 было получено выражение (3.36) для резонансного коэффициента усиления каскада по напряжению

$$K_0 = \frac{m_{1(2)} m_{2(2)} |Y_{21}|}{g_{кэ(2)}}.$$

В зависимости от выбора коэффициентов включения $m_{1(2)}$ и $m_{2(2)}$ транзистора и нагрузки в выходной колебательный контур возможны различные режимы работы каскада УРЧ. Каждый из этих режимов характеризуется своим определенным значением коэффициента усиления, коэффициента устойчивого усиления и коэффициента расширения полосы. Рассмотрим эти режимы.

Режим максимального усиления при заданной полосе пропускания

При заданной полосе пропускания выходного контура каскада УРЧ $\Pi_{кэ(2)}$ известен коэффициент расширения полосы $\gamma = \frac{\Pi_{кэ(2)}}{\Pi_{к(2)}}$. Зная

γ , выразим один из коэффициентов включения через другой – например, $m_{1(2)}$ через $m_{2(2)}$. Для этого на основании (3.12) запишем коэффициент расширения полосы как отношение эквивалентной резонансной проводимости контура к собственной резонансной проводимости:

$$\gamma = \frac{g_{кэ(2)}}{g_{к(2)}} = \frac{g_{к(2)} + m_{1(2)}^2 g_{22} + m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{к(2)}} = 1 + \frac{m_{1(2)}^2 g_{22} + m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{к(2)}}. \quad (3.54)$$

Отсюда получим, что

$$(\gamma - 1)g_{к(2)} = m_{1(2)}^2 g_{22} + m_{2(2)}^2 g_{н}$$

и, следовательно,

$$m_{1(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)} - m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{22}}}. \quad (3.55)$$

Затем, подставляя (3.55) в общую формулу (3.36) для коэффициента усиления и учитывая, что $g_{кэ(2)} = \gamma g_{к(2)}$, запишем коэффициент усиления в рассматриваемом режиме как функцию только одного коэффициента включения $m_{2(2)}$:

$$K_0 = \frac{m_{1(2)} m_{2(2)} |Y_{21}|}{\gamma g_{к(2)}} = \frac{m_{2(2)} |Y_{21}|}{\gamma g_{к(2)}} \sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)} - m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{22}}}.$$

Для того чтобы определить оптимальное значение коэффициента включения, при котором коэффициент усиления будет максимальным, найдём производную $\frac{dK_0}{dm_{2(2)}}$ и приравняем её нулю:

$$\frac{dK_0}{dm_{2(2)}} = \frac{|Y_{21}|}{\gamma g_{к(2)}} \left[\sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)} - m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{22}}} + \frac{m_{2(2)}}{2\sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)} - m_{2(2)}^2 g_{н}}{g_{22}}}} \left(-\frac{2g_{н}}{g_{22}} m_{2(2)} \right) \right] = 0.$$

В результате получим уравнение

$$(\gamma - 1)g_{к(2)} - 2m_{2(2)}^2 g_{н} = 0,$$

решение которого определяет оптимальный коэффициент включения:

$$m_{2(2)м} = \sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)}}{2g_{н}}}. \quad (3.56)$$

(Здесь индекс «м» в обозначении коэффициента включения указывает на то, что он относится к режиму максимального усиления). Подставляя (3.56) в выражение (3.55), связывающее $m_{1(2)}$ с $m_{2(2)}$, найдём оптимальное значение другого коэффициента включения:

$$m_{1(2)м} = \sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)}}{2g_{22}}}. \quad (3.57)$$

Сравним полученные выражения для оптимальных коэффициентов включения. Видно, что они имеют одинаковый вид и различаются только проводимостью, стоящей в знаменателе: в формуле (3.57) для

коэффициента включения транзистора $m_{1(2)M}$ в знаменателе стоит выходная проводимость транзистора g_{22} , а в формуле (3.56) для коэффициента включения нагрузки $m_{2(2)M}$ – проводимость нагрузки g_H . Следовательно, справедливо следующее равенство:

$$m_{1(2)M}^2 g_{22} = m_{2(2)M}^2 g_H. \quad (3.58)$$

Левая его часть – не что иное, как выходная проводимость транзистора, пересчитанная в контур, а правая часть – проводимость нагрузки, пересчитанная в контур. Равенство этих проводимостей означает, что в рассматриваемом режиме выходной контур каскада УРЧ в одинаковой степени шунтируется как со стороны транзистора, так и со стороны нагрузки. В связи с этим режим максимального усиления при заданной полосе пропускания называют ещё **режимом равного шунтирования**.

Теперь, подставляя (3.56) и (3.57) в (3.36), найдём резонансный коэффициент усиления при оптимальных коэффициентах включения, т.е. максимально возможный коэффициент усиления:

$$K_{0M} = \frac{m_{1(2)M} m_{2(2)M} |Y_{21}|}{\gamma g_{K(2)}} = \frac{|Y_{21}|}{2\sqrt{g_{22} g_H}} \frac{\gamma - 1}{\gamma}. \quad (3.59)$$

Из полученного выражения следует, что для увеличения коэффициента усиления нужно:

1. уменьшать проводимость нагрузки, т.е. увеличивать входное сопротивление следующего каскада;
2. использовать транзистор с большой крутизной и малой выходной проводимостью;
3. увеличивать собственную добротность выходного контура, поскольку это приводит к сужению его полосы пропускания и, следовательно, к увеличению коэффициента расширения полосы.

Из (3.59) следует, что режиму максимального усиления присуща интересная закономерность: по мере увеличения допустимого расширения полосы пропускания растёт и значение коэффициента усиления.

При проектировании каскада УРЧ максимальный коэффициент усиления должен быть сопоставлен с коэффициентом устойчивого усиления для данного режима. Если окажется, что $K_{0M} > K_{0уст}$, то нужно отказаться от режима максимального усиления и использовать **режим ограниченного усиления**, который рассматривается ниже.

Режим ограниченного усиления при заданной полосе пропускания

Режим ограниченного усиления применяется в том случае, когда в режиме максимального усиления не обеспечивается условие устойчивости, т.е. $K_{0м} > K_{0уст}$. В режиме ограниченного усиления коэффициенты включения коллекторной цепи транзистора и нагрузки в выходной колебательный контур определяются исходя из условия

$$K_{0огр} \leq K_{0уст}. \quad (3.60)$$

Подставляя в (3.60) выражение (3.36) для коэффициента усиления и (3.51) для коэффициента устойчивого усиления, получим неравенство

$$\frac{m_{1(2)} m_{2(2)} |Y_{21}|}{g_{кэ(2)}} \leq \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2(1 - k_y) \frac{|Y_{21}| g_{кэ(1)}}{|Y_{12}| g_{кэ(2)}}}, \quad (3.61)$$

которое после возведения в квадрат приводится к следующему виду:

$$\frac{m_{1(2)}^2 |Y_{21}|}{g_{кэ(2)}} \leq \frac{2(1 - k_y) g_{кэ(1)}}{m_{2(1)}^2 |Y_{12}|}. \quad (3.62)$$

Отсюда следует, что

$$m_{1(2)}^2 \leq \frac{2(1 - k_y) g_{кэ(1)} g_{кэ(2)}}{m_{2(1)}^2 |Y_{12}| |Y_{21}|}. \quad (3.63)$$

Поскольку $g_{кэ(2)} = \gamma g_{к(2)}$, то (3.63) даёт следующее неравенство, определяющее допустимые значения коэффициента включения $m_{1(2)}$:

$$m_{1(2)огр} \leq \frac{1}{m_{2(1)}} \sqrt{\frac{2(1 - k_y) g_{кэ(1)} \gamma g_{к(2)}}{|Y_{12}| |Y_{21}|}}. \quad (3.64)$$

После определения $m_{1(2)огр}$ коэффициент включения $m_{2(2)}$ находится из выражения для эквивалентной резонансной проводимости выходного контура в рассматриваемом режиме

$$g_{кэ(2)} = m_{1(2)огр}^2 g_{22} + g_{к(2)} + m_{2(2)огр}^2 g_{н}. \quad (3.65)$$

Подставляя в (3.65) $g_{кэ(2)} = \gamma g_{к(2)}$, получим:

$$m_{2(2)\text{огр}} = \sqrt{\frac{(\gamma - 1)g_{к(2)} - m_{1(2)\text{огр}}^2 g_{22}}{g_{н}}} \quad (3.66)$$

Если окажется, что рассчитанное по формуле (3.66) значение $m_{2(2)\text{огр}}$ больше единицы, то нужно принять $m_{2(2)\text{огр}} = 1$ (т.е. использовать полное включение нагрузки) и подключить параллельно контуру шунтирующий резистор с проводимостью

$$g_{ш} = g_{кэ(2)} - (g_{к(2)} + g_{н} + m_{1(2)\text{огр}}^2 g_{22}) = (\gamma - 1)g_{к(2)} - (g_{н} + m_{1(2)\text{огр}}^2 g_{22}). \quad (3.67)$$

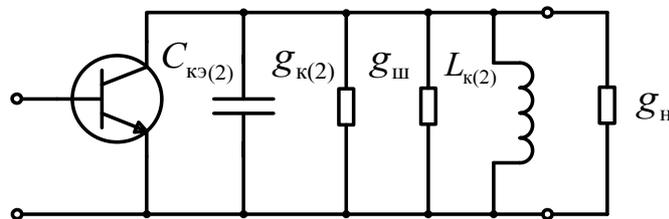
Коэффициент усиления каскада в режиме ограниченного усиления рассчитывается по общей формуле:

$$K_{0\text{огр}} = \frac{m_{1(2)\text{огр}} m_{2(2)\text{огр}} |Y_{21}|}{\gamma g_{к(2)}} \quad (3.68)$$

Коэффициент устойчивого усиления может быть найден по формуле (3.51), однако практически в его определении нет необходимости, поскольку в рассматриваемом режиме условие устойчивости заведомо выполняется.

Режим широкополосного усиления (режим непосредственного включения)

Данный режим используется в широкополосных УРЧ, когда нужно обеспечить требуемую широкую полосу пропускания. В этом случае применяется полное включение транзистора и нагрузки в колебательный контур: $m_{1(2)} = m_{2(2)} = 1$. Для дополнительного расширения полосы параллельно колебательному контуру включается шунтирующий резистор (шунт) (рис. 3.24) с проводимостью $g_{ш}$.



**Рис. 3.24. Эквивалентная схема каскада УРЧ
в режиме широкополосного усиления**

Определим требуемую величину этой проводимости. Если необходимо получить полосу пропускания $\Pi_{кэ(2)}$, а полоса пропускания изолированного конту-

ра равна $\Pi_{к(2)}$, то требуемый коэффициент расширения полосы определяется как

$$\gamma = \frac{\Pi_{кэ(2)}}{\Pi_{к(2)}} = \frac{g_{кэ(2)}}{g_{к(2)}}, \quad (3.69)$$

где $g_{кэ(2)}$ – требуемая эквивалентная резонансная проводимость колебательного контура. Поскольку $m_{1(2)} = m_{2(2)} = 1$, то в соответствии с формулой (3.35), в которой дополнительно учитывается проводимость $g_{ш}$,

$$g_{кэ(2)} = g_{22} + g_{к(2)} + g_{н} + g_{ш}.$$

Следовательно,

$$g_{ш} = g_{кэ(2)} - (g_{22} + g_{к(2)} + g_{н}) = (\gamma - 1)g_{к(2)} - (g_{22} + g_{н}). \quad (3.70)$$

В соответствии с общей формулой (3.36) коэффициент усиления в режиме непосредственного включения равен

$$K_{0\text{шир}} = \frac{|Y_{21}|}{g_{кэ(2)}} = \frac{|Y_{21}|}{2\pi C_{кэ(2)} \Pi_{кэ(2)}}. \quad (3.71)$$

Видно, что в данном режиме, в отличие от режимов максимального усиления, при увеличении требуемой полосы пропускания каскада коэффициент усиления уменьшается. Это объясняется тем, что расширение полосы пропускания выходного колебательного контура достигается не за счёт увеличения коэффициентов включения, которые в режиме непосредственного включения имеют максимально возможную величину равную единице, а за счёт подключения шунтирующего резистора. Из формулы (3.71) следует также, что для увеличения коэффициента усиления нужно уменьшать эквивалентную ёмкость контура.

В заключение раздела сформулируем условия практической реализуемости каскада УРЧ, которые должны выполняться при любом режиме работы:

1. коэффициенты включения транзистора и нагрузки в выходной колебательный контур должны быть не больше единицы;
2. резонансный коэффициент усиления не должен превышать коэффициента устойчивого усиления для данного режима;
3. элементы колебательного контура должны быть конструктивно реализуемы: индуктивность контурной катушки должна быть не менее $L_{к\text{min}} = 0,05$ мкГн; ёмкость конденсатора должна быть не менее $C_{к\text{min}} = 2 - 5$ пФ.

3.8. Методы повышения устойчивости УРЧ

Существуют две группы методов повышения устойчивости каскада УРЧ:

- пассивные;
- активные.

Пассивные методы основаны на снижении усиления каскада до величины коэффициента устойчивого усиления выбором коэффициентов включения $m_{1(2)}$ и $m_{2(2)}$. Такой подход использован в режиме ограниченного усиления.

Активные методы основаны на увеличении коэффициента устойчивого усиления. К таким методам относятся следующие два.

1) Нейтрализация внутренней обратной связи в усилительном приборе за счёт дополнительной внешней обратной связи.

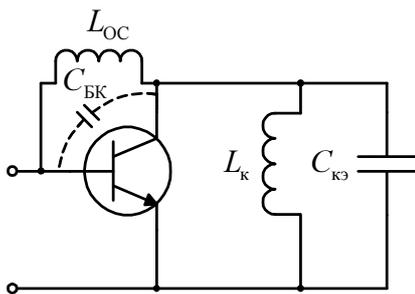


Рис. 3.25. Нейтрализация внутренней обратной связи

ляется из условия резонанса:

$$2\pi f_0 C_{\text{БК}} = \frac{1}{2\pi f_0 L_{\text{ОС}}},$$

откуда следует, что

$$L_{\text{ОС}} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{\text{БК}}}.$$

Данный способ повышения устойчивости каскада применяется сравнительно редко, т.к. паразитная ёмкость внутренней обратной связи имеет разброс и зависит от температуры.

Пример использования этого метода показан на рис. 3.25. Здесь дополнительно включённая катушка индуктивности $L_{\text{ОС}}$ образует с внутренней паразитной ёмкостью $C_{\text{БК}}$ параллельный колебательный контур (режекторный фильтр), настроенный на частоту сигнала f_0 . Величина нейтрализующей индуктивности определяется

2) Использование других способов включения транзистора: схемы с общей базой (ОБ) или каскадной схемы «общий эмиттер – общая база», содержащей два транзистора^{*)}.

Каскад УРЧ с общей базой

Рассмотрим схему и основные характеристики каскада УРЧ при включении транзистора с общей базой. Принципиальная схема каскада показана на рис. 3.26. По постоянному току эта схема не отличается от схемы с общим эмиттером, рассмотренной ранее. Усиливаемый сигнал подаётся с входного колебательного контура через разделительный конденсатор C_{p1} на эмиттер транзистора. База транзистора, которая является общим электродом для входного и выходного сигналов, заземлена по высокой частоте через блокировочный конденсатор C_6 . Резистор R_ϕ и конденсатор C_ϕ , так же как и схеме с общим эмиттером, образуют развязывающий фильтр, который предотвращает попадание усиленного сигнала в цепь питания и тем самым устраняет паразитную межкаскадную обратную связь. C_{p2} – разделительный конденсатор.

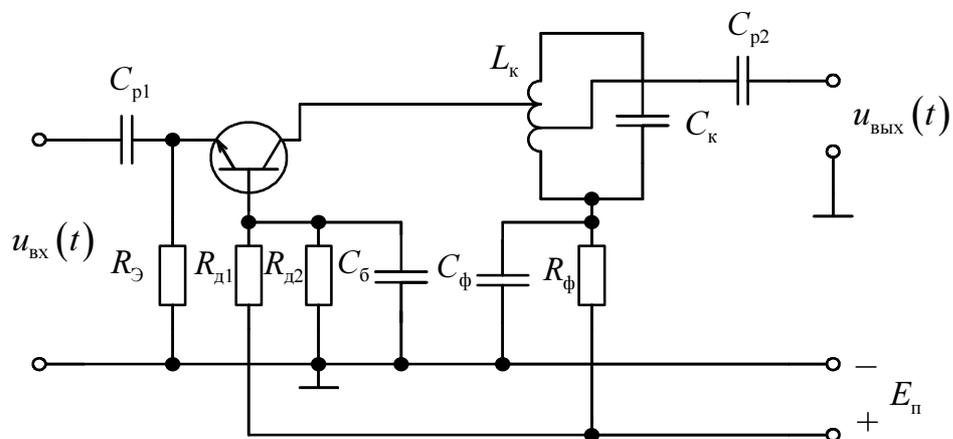


Рис. 3.26. Каскад УРЧ с общей базой

Схема с ОБ имеет следующие особенности по сравнению со схемой с ОЭ:

- в схеме с ОБ усиливаемый сигнал не инвертируется; это связано с тем, что в данной схеме управляющее напряжение тран-

^{*)} Для полевых транзисторов используются соответственно схема с общим затвором и каскадная схема «общий исток – общий затвор».

зистора $u_{\text{БЭ}}(t)$ равно $-u_{\text{ВХ}}(t)$, а не $+u_{\text{ВХ}}(t)$, как в схеме с ОЭ (см. рис. 3.17);

- выходной (коллекторный) ток протекает через цепь эмиттера, который в данной схеме является входным электродом (см. рис. 3.27); в результате возникает 100%-я параллельная отрицательная обратная связь по току, которая значительно увеличивает входную проводимость каскада:

$$g_{\text{ВХ ОБ}} \gg g_{\text{ВХ ОЭ}}.$$

Y -параметры транзистора, включённого по схеме с ОБ, выражаются через Y -параметры в схеме с ОЭ следующим образом:

$$Y_{11\text{ОБ}} = Y_{11\text{ОЭ}} + Y_{12\text{ОЭ}} + Y_{21\text{ОЭ}} + Y_{22\text{ОЭ}} \approx Y_{21\text{ОЭ}}, \quad (3.72, \text{а})$$

$$Y_{12\text{ОБ}} = -(Y_{12\text{ОЭ}} + Y_{22\text{ОЭ}}), \quad (3.72, \text{б})$$

$$Y_{21\text{ОБ}} = -(Y_{21\text{ОЭ}} + Y_{22\text{ОЭ}}) \approx -Y_{21\text{ОЭ}}, \quad (3.72, \text{в})$$

$$Y_{22\text{ОБ}} = Y_{22\text{ОЭ}}. \quad (3.72, \text{г})$$

В соответствии с (3.36) резонансный коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ равен

$$K_{0\text{ОБ}} = \frac{m_{1(2)} m_{2(2)} |Y_{21\text{ОБ}}|}{g_{\text{кЭ}(2)}}. \quad (3.73)$$

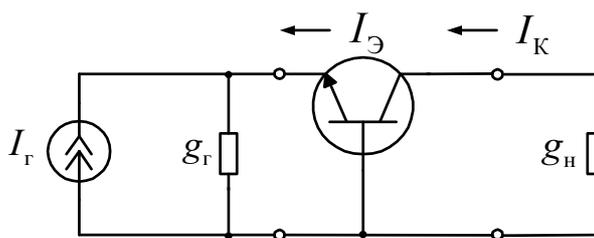


Рис. 3.27. Эквивалентная схема каскада УРЧ с общей базой. Входной ток

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Э}} \approx I_{\text{К}} \gg I_{\text{Б}}$$

большой ток. Однако, поскольку входная проводимость транзистора в схеме с ОБ значительно больше, чем в схеме с ОЭ (см. (3.72,а)), то этот ток обратной связи создаёт на входе транзистора меньшее падение напряжения, чем в схеме с ОЭ. Строгий количественный анализ также показывает, что при включении транзистора с ОБ коэффициент устойчивого усиления каскада больше, чем при использовании схемы с ОЭ.

Из (3.72,б) следует, что транзистор, включённый по схеме с ОБ, обладает большей проводимостью внутренней обратной связи Y_{12} , чем при включении по схеме с ОЭ. Следовательно, под действием выходного напряжения по цепи обратной связи протекает

Основной недостаток схемы с ОБ – низкое входное сопротивление каскада, что приводит к уменьшению коэффициента передачи ВЦ (если данный каскад УРЧ является первым) либо коэффициента усиления предыдущего каскада. Поэтому такая схема используется сравнительно редко. Гораздо большее распространение получила комбинированная схема, построенная на двух транзисторах, первый из которых включён по схеме с ОЭ, а второй – по схеме с ОБ. Такая схема называется **каскадной**.

Каскадная схема УРЧ

Рассмотрим каскадную схему на биполярных транзисторах. Аналогичная схема может быть построена на полевых транзисторах (когда первый транзистор включён по схеме с общим истоком (ОИ), а второй – по схеме с общим затвором (ОЗ)) или на комбинации полевого транзистора (схема с ОИ) и биполярного (схема с ОБ). Особенность каскадной схемы состоит в том, что два транзистора соединяются между собой непосредственно, без промежуточного колебательного контура и образуют единый активный элемент (рис. 3.28).

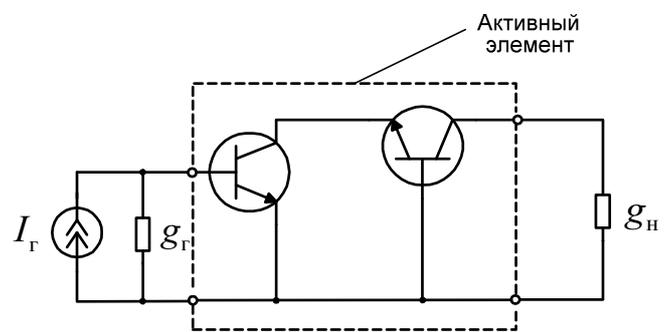


Рис. 3.28. Эквивалентная схема каскадно-соединённых транзисторов

Такой активный элемент характеризуется эквивалентными Y -параметрами, которые выражаются через Y -параметры схемы с ОЭ:

$$Y_{11к} = Y_{11ОЭ} - \frac{Y_{12ОЭ}Y_{21ОЭ}}{Y_{\Sigma} + Y_{22ОЭ}} \approx Y_{11ОЭ}, \quad (3.74,а)$$

$$Y_{12к} = \frac{Y_{12ОЭ}(Y_{12ОЭ} + Y_{22ОЭ})}{Y_{\Sigma} + Y_{22ОЭ}} \approx \frac{Y_{12ОЭ}Y_{22ОЭ}}{Y_{21ОЭ}}, \quad (3.74,б)$$

$$Y_{21к} = \frac{Y_{21ОЭ}(Y_{21ОЭ} + Y_{22ОЭ})}{Y_{\Sigma} + Y_{22ОЭ}} \approx Y_{21ОЭ}, \quad (3.74,в)$$

$$\begin{aligned}
 Y_{22к} &= Y_{22ОЭ} - \frac{(Y_{12ОЭ} + Y_{22ОЭ})(Y_{21ОЭ} + Y_{22ОЭ})}{Y_{\Sigma} + Y_{22ОЭ}} \approx \\
 &\approx \frac{Y_{11ОЭ}Y_{22ОЭ} - Y_{12ОЭ}Y_{21ОЭ}}{Y_{21ОЭ} + Y_{11ОЭ}} \approx -Y_{12ОЭ}.
 \end{aligned}
 \tag{3.74,г}$$

Здесь $Y_{\Sigma} = Y_{11ОЭ} + Y_{12ОЭ} + Y_{21ОЭ} + Y_{22ОЭ}$.

Резонансный коэффициент усиления по напряжению каскада УРЧ, построенного по каскодной схеме, равен

$$K_{0к} = \frac{m_{1(2)}m_{2(2)}|Y_{21к}|}{g_{кэ(2)}}.
 \tag{3.75}$$

Поскольку $|Y_{21к}| \approx |Y_{21ОЭ}|$, то при тех же значениях коэффициентов включения, что и для схемы с ОЭ,

$$K_{0к} \approx K_{0ОЭ}.
 \tag{3.76}$$

Если же дополнительно учесть, что $g_{22к} \approx |g_{12ОЭ}| \ll g_{22ОЭ}$, то можно увеличить коэффициент включения $m_{1(2)}$ транзистора в колебательный контур. В этом случае коэффициент усиления каскодной схемы будет больше, чем схемы с ОЭ. В каскодной схеме, так же как и в схеме с ОЭ, происходит инверсия усиливаемого сигнала.

Считая параметры транзисторов одинаковыми, определим, какой вклад вносит в результирующий коэффициент усиления каждый из транзисторов каскодной пары. Поскольку нагрузкой первого транзистора является входная проводимость второго транзистора, включённого по схеме с ОБ, то коэффициент усиления первого транзистора по напряжению равен

$$K_1 = \frac{|Y_{21ОЭ}|}{|Y_{22ОЭ} + Y_{11ОБ}|}.
 \tag{3.77}$$

В соответствии с (3.72,а) $Y_{11ОБ} \approx Y_{21ОЭ}$, а поскольку $|Y_{22ОЭ}| \ll |Y_{21ОЭ}|$, то знаменатель (3.77) приближённо равен $|Y_{21ОЭ}|$. Следовательно $K_1 \approx 1$. Таким образом, первый транзистор по напряжению сигнал не усиливает. Его функция состоит в том, что он, во-первых, усиливая сигнал по току, запитывает второй транзистор, а во-вторых, обеспечивает сравнительно высокое входное сопротивление каскодной пары. Другими словами, он создаёт развязку между источником сигнала и вто-

рым транзистором, включённым по схеме с ОБ.

Коэффициент усиления по напряжению второго транзистора, включённого по схеме с ОБ, равен

$$K_2 = K_{0\text{ОБ}} \approx K_{0\text{ОЭ}}.$$

Следовательно, усиление по напряжению в каскодной схеме обеспечивается вторым транзистором.

Коэффициент устойчивого усиления каскодной схемы рассчитывается по общей формуле (3.51), но с использованием эквивалентных Y -параметров (3.74). Оценим выигрыш в коэффициенте устойчивого усиления при переходе от схемы с ОЭ к каскодной схеме, считая значения эквивалентных резонансных проводимостей контуров $g_{кэ(1)}$ и $g_{кэ(2)}$ неизменными и принимая, что

$$|Y_{21к}| \approx |Y_{21\text{ОЭ}}|, \quad (3.78)$$

$$|Y_{12к}| \approx \left| \frac{Y_{12\text{ОЭ}} Y_{22\text{ОЭ}}}{Y_{21\text{ОЭ}}} \right|. \quad (3.79)$$

Подстановка (3.78) и (3.79) в (3.51) даёт приближённое выражение для коэффициента устойчивого усиления каскодной схемы:

$$K_{0\text{уст.к}} \approx \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2(1 - k_y) \frac{g_{кэ(1)} |Y_{21\text{ОЭ}}|}{g_{кэ(2)} |Y_{12\text{ОЭ}}| |Y_{22\text{ОЭ}}| / |Y_{21\text{ОЭ}}|}}. \quad (3.80)$$

Разделив (3.80) на (3.51), найдём выигрыш в коэффициенте устойчивого усиления:

$$\frac{K_{0\text{уст.к}}}{K_{0\text{уст.ОЭ}}} \approx \sqrt{\frac{|Y_{21\text{ОЭ}}|}{|Y_{22\text{ОЭ}}|}}. \quad (3.81)$$

Поскольку в области средних частот крутизна транзистора, включённого по схеме с ОЭ, $|Y_{21\text{ОЭ}}|$ обычно превышает выходную проводимость $|Y_{22\text{ОЭ}}|$ в 4 – 25 раз, то выигрыш в коэффициенте устойчивого усиления составляет от 2 до 5 раз. При этом, как правило, в УРЧ удастся реализовать режим максимального усиления.

В каскодной схеме транзисторы включены по переменному току последовательно. При этом напряжение питания транзисторов может подаваться как последовательно, так и параллельно.

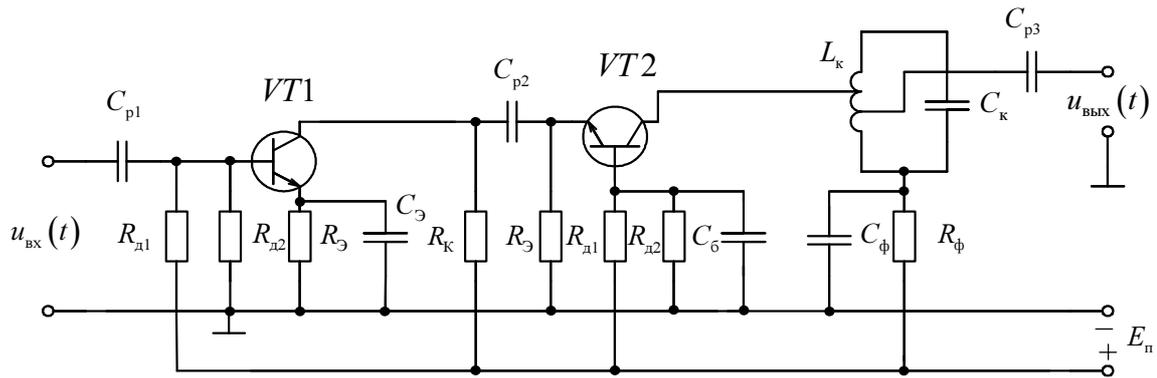


Рис. 3.29. Каскодная схема каскада УРЧ с параллельным питанием

На рис. 3.29 изображён вариант каскодной схемы каскада УРЧ с параллельным питанием, а на рис. 3.30 – с последовательным питанием. Назначение элементов этих схем – такое же, как назначение аналогичных элементов ранее рассмотренных схем с ОЭ и ОБ. Достоинство схемы с последовательным питанием – отсутствие разделительного конденсатора между транзисторами, что делает её удобной для использования в микросхемах. Однако такая схема требует вдвое большего напряжения питания.

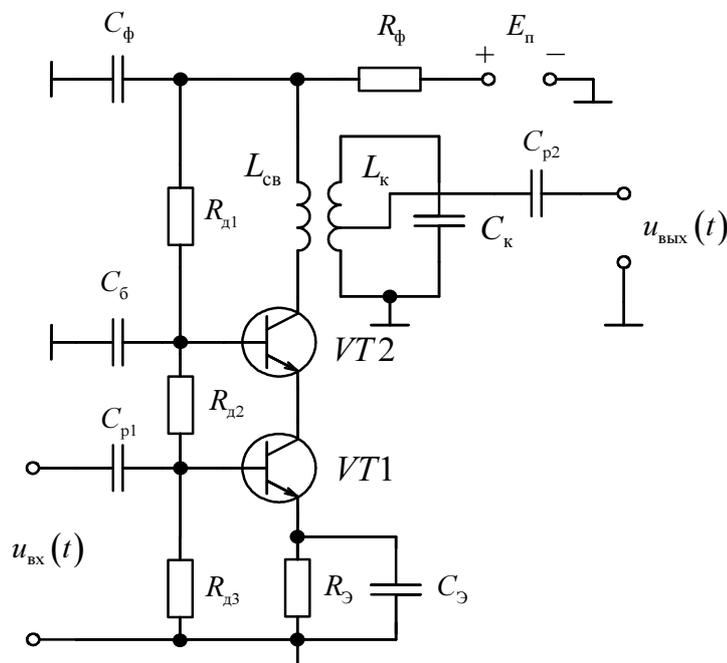


Рис. 3.30. Каскодная схема каскада УРЧ с последовательным питанием

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет входная цепь в составе супергетеродинного радиоприёмника?
2. Какая величина называется коэффициентом передачи ВЦ?
3. Каким образом можно повысить коэффициент передачи ВЦ при заданном допустимом расширении полосы пропускания?
4. Какая величина называется коэффициентом включения внешней цепи в контур ВЦ?
5. Как рассчитывается проводимость, вносимая в контур ВЦ со стороны антенны?
6. Как рассчитывается проводимость, вносимая в контур ВЦ со стороны нагрузки?
7. Какая величина называется собственной резонансной проводимостью контура ВЦ?
8. Какая величина называется эквивалентной резонансной проводимостью контура ВЦ?
9. Каково минимально возможное значение коэффициента расширения полосы в режиме согласования ВЦ с антенной?
10. Как изменяется коэффициент расширения полосы при рассогласовании ВЦ с антенной?
11. Как изменяется коэффициент передачи при рассогласовании ВЦ с антенной?
12. Как изменяются параметры входного колебательного контура из-за действия внутренней обратной связи в транзисторе?
13. Какая величина называется коэффициентом устойчивого усиления каскада УРЧ?
14. Какая величина называется предельным коэффициентом усиления каскада УРЧ?
15. Какие достоинства и недостатки имеет схема каскада УРЧ с общей базой?
16. В чём преимущество каскодной схемы УРЧ по сравнению со схемой с общей базой?
17. Какие существуют методы повышения устойчивости УРЧ?
18. Как зависит коэффициент усиления каскада УРЧ в режиме максимального усиления от полосы пропускания?
19. Как зависит коэффициент усиления каскада УРЧ в режиме широкополосного усиления от полосы пропускания?