

Входные цепи

ВЦ – это цепи приемника, связывающие антенну с первым усилительным или преобразовательным прибором – активным элементом (АЭ или АП).

Основным назначением **ВЦ** являются:

1. передача полезного сигнала от антенны ко входу первого АЭ приемника
2. предварительная фильтрация помех на частотах побочных каналов приема.

Анализ одноконтурной входной цепи

Одноконтурные ВЦ различаются способами связи колебательного контура с антенной и первым АЭ приемника.

Рассмотрим эквивалентную схему, представленную на рисунке:

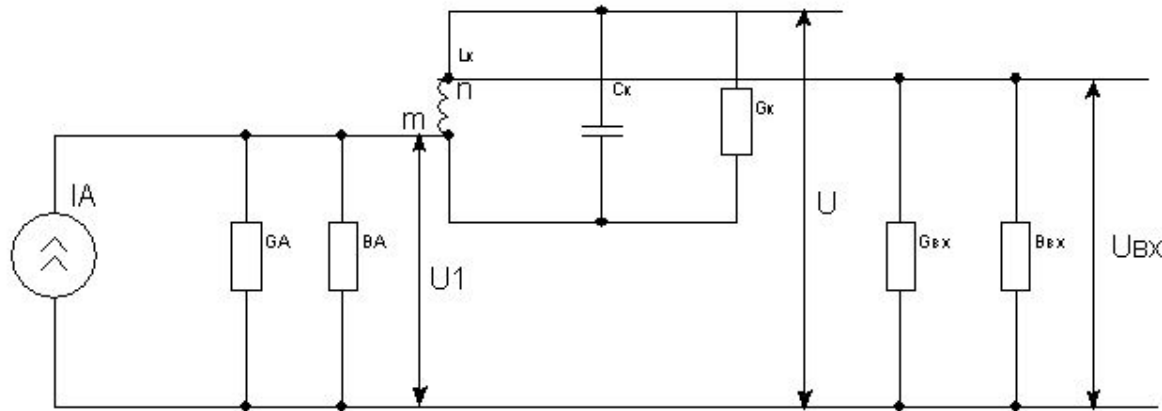


Рис. 1. Эквивалентная схема входной цепи

Автотрансформаторное подключение контура к антенной цепи и ко входу АЭ с коэффициентами трансформации:

$$m = \frac{U_1}{U} \text{ и } n = \frac{U_{\text{ВХ}}}{U}. \quad (1)$$

Трансформированный ток равен $I'_A \approx mI_A$,

а трансформированные проводимости, соответственно:

$G'_A \approx m^2 G_A$; $G'_{\text{ВХ}} \approx n^2 G_{\text{ВХ}}$ - активные составляющие проводимости антенны и входа АЭ

$B'_A \approx m^2 B_A$; $B'_{\text{ВХ}} \approx n^2 B_{\text{ВХ}}$ - реактивные составляющие проводимостей антенны и входа АЭ.

Тогда эквивалентная схема будет выглядеть следующим образом:

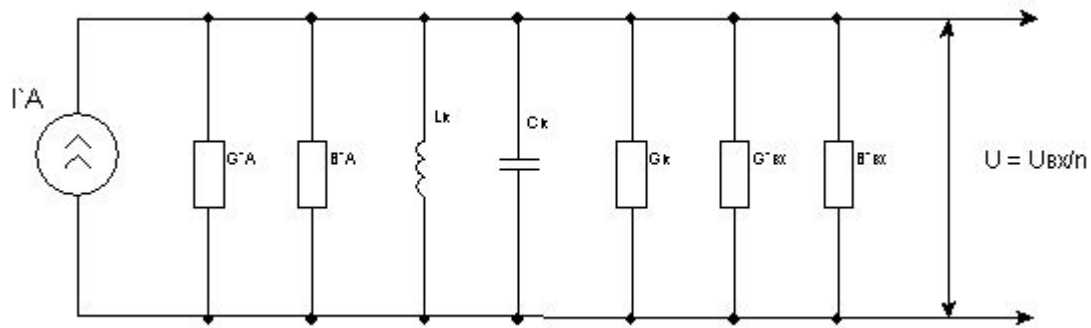


Рис. 2. Приведенная эквивалентная схема входной цепи

Реактивная составляющая проводимости контура составляет:

$$B_{\text{э}} = \omega C_{\text{к}} - \frac{1}{\omega L_{\text{к}}} + m^2 B_A + n^2 B_{\text{ВХ}}.$$

Для резонансной частоты эквивалентного контура должно выполняться условие: $B_{\text{э}} = 0$.

Активная составляющая проводимости эквивалентного входного контура составляет:

$$G_{\text{э}} = \frac{1}{R_{\text{э}}} = G_{\text{к}} + m^2 G_A + n^2 G_{\text{ВХ}}, \quad \text{где } G_{\text{к}} = \frac{d_{\text{к}}}{\rho} = d_{\text{к}} \omega_0 C \text{ - собственная активная}$$

проводимость контура.

Тогда эквивалентная схема приобретает вид, представленный на рис. 3:

Напряжение на контуре по закону Ома равно:

$$U = \frac{I_A}{Y_{\text{э}}} = \frac{m I_A}{Y_{\text{э}}}, \quad (2)$$

где полная проводимость эквивалентного контура:

$$Y_{\text{э}} = G_{\text{э}} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G_{\text{э}} \left[1 + \frac{j\omega_0 C}{G_{\text{э}}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] = G_{\text{э}} (1 + j\xi).$$

здесь $\xi = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{y}{d_{\text{э}}}$ - обобщенная расстройка контура,

где $y = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ - относительная расстройка.

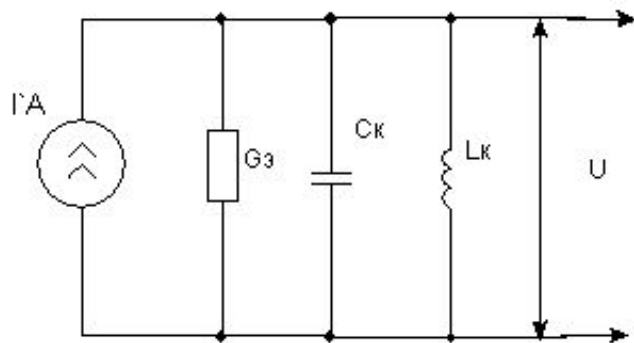


Рис. 3.

При малых расстройках: $y \approx 2 \frac{\Delta f}{f_0}$, где $\Delta f = f - f_0$, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Результирующее затухание контура: $d_{\text{э}} = \rho G_{\text{э}} = \rho(G_{\text{к}} + m^2 G_{\text{А}} + n^2 G_{\text{ВХ}})$,
где $G_{\text{к}} = \frac{d_{\text{к}}}{\rho} = d_{\text{к}} \omega_0 C$ - собственная активная проводимость контура.

С учетом (1) и (2): напряжение на входе АЭ равно:

$$U_{\text{ВХ}} = nU = \frac{nmI_{\text{А}}}{Y_{\text{э}}} = \frac{nmI_{\text{А}}}{G_{\text{э}}(1+j\xi)} = nmI_{\text{А}}R_{\text{э}}(1+j\xi).$$

Отсюда комплексный коэффициент передачи равен: $\dot{K} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{\dot{E}_{\text{А}}} = \frac{mnR_{\text{э}}}{Z_{\text{А}}(1+j\xi)}$.

Модуль коэффициента передачи равен: $K = \frac{mnR_{\text{э}}}{|Z_{\text{А}}|\sqrt{1+\xi^2}}$. (3)

На частоте резонанса ($\xi = 0$):

$$K_0 = \frac{mnR_{\text{э}}}{|Z_{\text{А}0}|(G_0 + m^2 G_{\text{А}} + n^2 G_{\text{ВХ}})}, \quad (4)$$

где $|Z_{\text{А}0}| = \sqrt{R_{\text{А}0}^2 + X_{\text{А}0}^2}$ - модуль полного сопротивления антенной цепи на частоте резонанса эквивалентного входного контура.

Из (3) и (4) следует **уравнение характеристики избирательности ВЦ**:

$$\sigma = \frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{|Z_{A0}| m(\omega) n(\omega)} \sqrt{1 + \xi^2}.$$

В общем случае коэффициенты m и n зависят от частоты.

При больших расстройках ($\xi \gg 1$):

$$\sigma = \frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{|Z_{A0}| m(\omega) n(\omega)} \frac{1}{d_э} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

При малых расстройках, пренебрегая изменением Z_A и коэффициентов m и n :

$$\frac{K_0}{K(f)} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_э} \right)^2}. \quad (5)$$

Из (5) следует определение полосы пропускания ВЦ при заданной неравномерности γ (АЧХ):

$$\Pi_\gamma = f_0 d_э \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1}.$$

В частном случае при $\gamma = 0,707$: $\Pi_{0,7} = f_0 d_э$.

Фазочастотная характеристика ВЦ определяется соотношением:

$$\varphi = \arctg \xi + \arctg \left(\frac{X_A}{R_A} \right).$$

Коэффициент передачи имеет максимальное значение при согласовании антенны с фидером, а фидера со входом приемника. При этом в фидере нет режима бегущей волны. Согласование фидера со входом приемника и получение заданного затухания достигаются выбором коэффициентов трансформации m и n :

Условия для получения максимального значения коэффициента передачи при заданном ограничении полного затухания контура:

Пусть, зная, что активная составляющая проводимости эквивалентного входного контура составляет:

$$G_{\text{э}} = \frac{1}{R_{\text{э}}} = G_{\text{к}} + m^2 G_{\text{А}} + n^2 G_{\text{ВХ}}, \text{ откуда } d_{\text{э}} = \rho G_{\text{э}} = \rho(G_{\text{к}} + m^2 G_{\text{А}} + n^2 G_{\text{ВХ}})$$

а $G_{\text{к}} = \frac{d_{\text{к}}}{\rho} = d_{\text{к}} \omega_0 C$ - собственная активная проводимость контура,

примем *коэффициент шунтирования*, определяющий допуск на увеличение результирующего затухания по сравнению с конструктивным:

$$D = \frac{d_{\text{э}}}{d_{\text{к}}} = \frac{G_{\text{э}}}{G_{\text{к}}} = \frac{(G_{\text{к}} + m^2 G_{\text{А}} + n^2 G_{\text{ВХ}})}{G_{\text{к}}}. \quad (6)$$

Тогда согласно (4):

$$K_0 = \frac{mn}{|Z_{\text{А0}}| D G_{\text{к}}}. \quad (7)$$

Коэффициент передачи ВЦ максимален при одинаковом шунтировании контура как со стороны антенны, так и со стороны входа следующего каскада, т.е. когда:

$$m^2 G_{\text{А}} = n^2 G_{\text{ВХ}}.$$

При работе с настроенными антеннами стараются согласовать **цепь антенны со входом приемника**. Условие согласования:

$$m^2 G_A = G_K + G_{BX}. \quad (8)$$

Тогда для согласования необходимо: $m_c = \frac{\sqrt{(G_K + n^2 G_{BX})}}{G_A}$ (9)

Учитывая (4), (8), (9) и зная, что $G_A = \frac{R_A}{|Z_A|^2}$ и $B_A = \frac{X_A}{|Z_A|^2}$ — это соответственно активная и реактивная составляющие проводимости антенны, следует, что резонансный коэффициент передачи в режиме согласования равен:

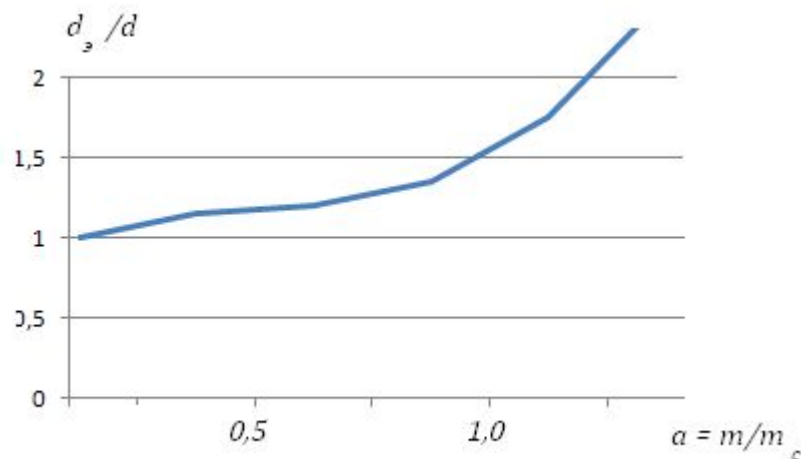
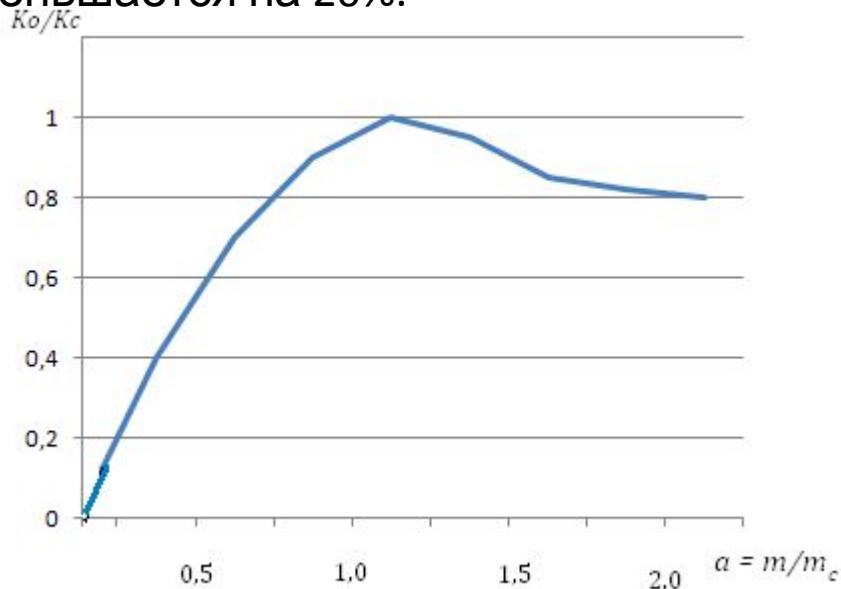
$$K_{0c} = \frac{n}{2m_c |Z_{A0}| G_A} = \frac{n}{2\sqrt{R_A(G_K + n^2 G_{BX})}}. \quad (10)$$

При произвольном значении m коэффициент передачи ВЦ из (4), с учетом (8), (9) и (10) равен:

$$K_0 = K_{0c} \frac{2a}{1+a^2},$$

где $a = \frac{m}{m_c}$ — относительный коэффициент связи.

Зависимость K_o/K_c от a показывает, что при отклонении коэффициента связи от оптимального значения в 2 раза коэффициент передачи уменьшается на 20%.



Коэффициент передачи ВЦ при согласовании, как следует из (10) зависит от коэффициента подключения контура к АЭ.

$$d_3 = \rho G_3 = \rho(G_K + m^2 G_A + n^2 G_{BX}) = d(1 + a^2),$$

где $d = \rho(G_K + n^2 G_{BX}) = d_K + n^2 \rho G_{BX}$ - собственное затухание контура с учетом вносимого затухания со стороны АЭ.

При увеличении связи контура с антенной затухание быстро возрастает, а избирательность уменьшается.

При согласовании цепи антенны со входом приемника ($a = 1$) результирующее затухание

$$d_{\text{э}} = 2d = 2(d_{\text{к}} + n^2 \rho G_{\text{вх}}), \quad (11)$$

где d - затухание контура с учетом вносимого затухания со стороны последующего каскада.

Тогда

$$n_c = \sqrt{\frac{d_{\text{э}} - 2d_{\text{к}}}{2\rho G_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{D-2}{2} \frac{G_{\text{к}}}{G_{\text{вх}}}} \quad (12)$$

Подставляя (11) в (9) и(10) получим:

$$m_c = \sqrt{\frac{D}{2} \frac{G_{\text{к}}}{G_{\text{А}}}} \quad (13)$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании определяется выражением:

$$K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_{\text{А}} G_{\text{вх}}} \frac{D-2}{D}} \quad (14)$$

Из (14) видно, что контур нужно выполнять с возможно меньшим собственным затуханием ($D \gg 2$),

$$\text{тогда } K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_A G_{BX}}}.$$

Из (12), пренебрегая d_k , получаем $d_э = 2 n^2 \rho G_{BX}$, что характерно для схем с БТ.

При использовании ПТ, где $G_k \gg G_{BX}$ затухание определяется собственными потерями и не зависит от n , т.е. $d_э \approx 2d_k$. Принимают $n = 1$. Тогда, исходя из (10) следует, что

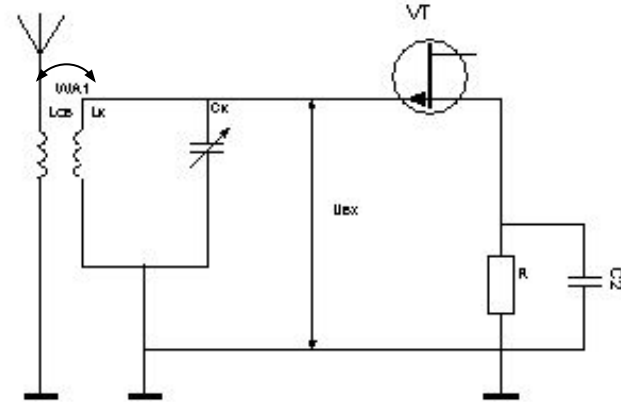
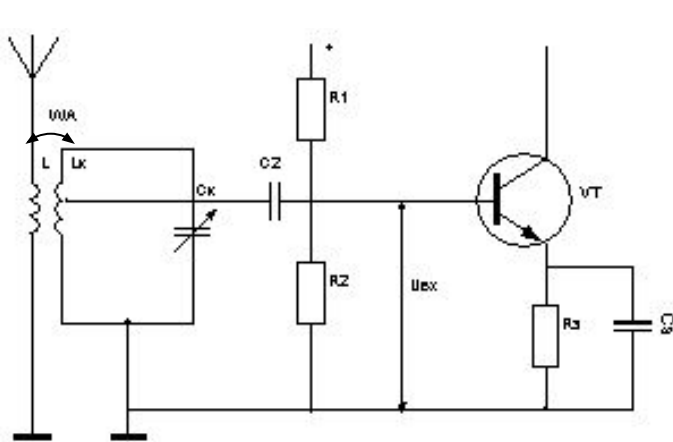
$$K_{0c} = \frac{1}{2\sqrt{R_A G_k}} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{R_A}{R_k}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_k}{R_A}}.$$

При высоких требованиях к избирательности целесообразно уменьшать связь контура с антенной (см. графики).

Но рассогласование нежелательно при работе с настроенными антеннами и использовании фидерных линий большой длины из-за появления многократных отражений сигнала).

Входные цепи с ненастроенными антеннами

Ненастроенные антенны применяются, как правило, при приеме НЧ, СЧ и ВЧ.



В такой схеме коэффициент трансформации со стороны антенны: $m = \frac{M}{L_K}$.

Зная, что на частоте резонанса ($\xi = 0$):
$$K_0 = \frac{mnR_3}{|Z_{A0}|(G_0 + m^2G_A + n^2G_{BX})}$$

где $|Z_{A0}| = \sqrt{R_{A0}^2 + X_{A0}^2}$ - модуль полного сопротивления антенной цепи на частоте резонанса эквивалентного входного контура,

резонансный коэффициент передачи будет иметь вид:
$$K_0 = \frac{\omega_0 Q_3 Mn}{|Z_{A0}|}$$

А если пренебречь активным сопротивлением антенной цепи по сравнению с реактивным,

$$\text{то } |Z_{A_0}| \approx X_{A_0} = \left| \omega_0 L_A - \frac{1}{\omega_0 C_A} \right| = \omega_0 L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|,$$

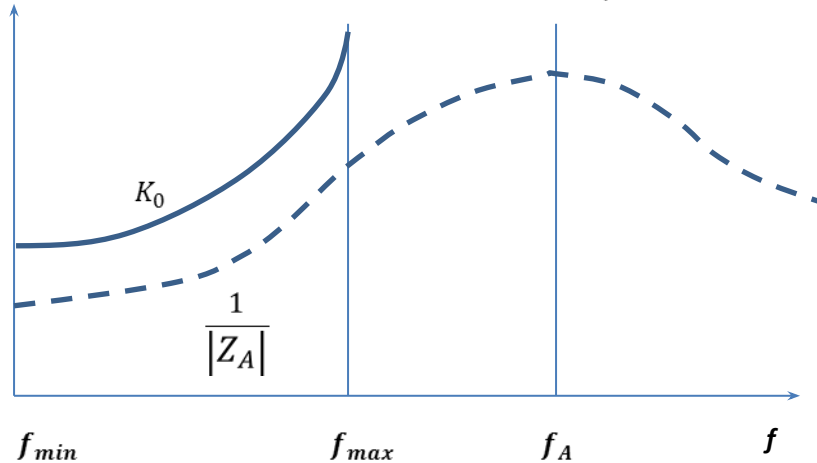
где $L_A = L_{\text{АНТ}} + L_{\text{СВ}}$ - индуктивность антенной цепи; $\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}$.

Тогда резонансный коэффициент передачи равен: $K_0 = \frac{Q_3 M n}{L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} = \frac{k \sqrt{\frac{L_K}{L_A}}}{\left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} Q_3 n,$

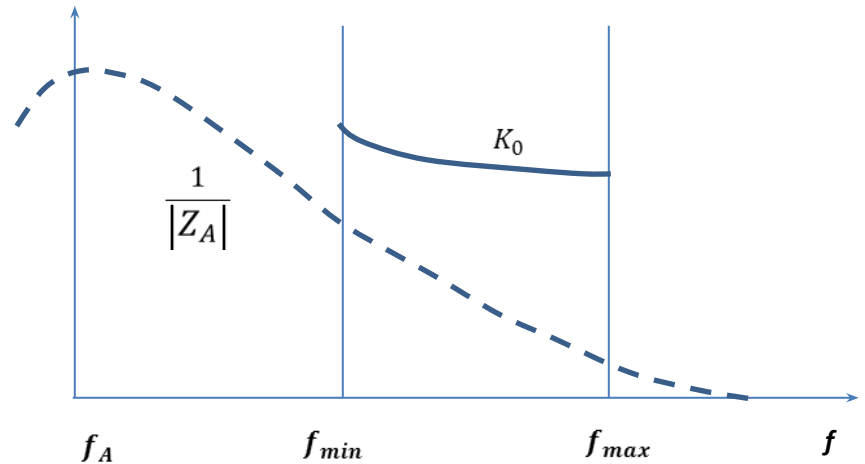
где $k = \frac{M}{\sqrt{L_A L_K}}$.

Изменение K_0 находится в зависимости от соотношения $\frac{\omega_A}{\omega_0}$:

Если $f_A^2 \gg f_{0 \max}^2$, то $K_0 = k \sqrt{\frac{L_K}{L_A}} \left(\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right) Q_3 n.$

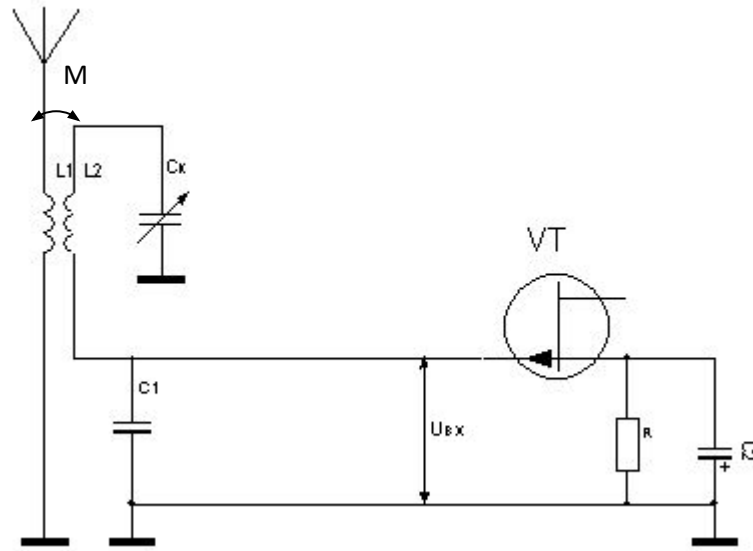


Если $f_A^2 \ll f_{0 \max}^2$, то $K_0 = k \sqrt{\frac{L_K}{L_A}} Q_3 n$



В схеме с внутренней емкостной связью контура с АЭ коэффициент включения

$$n = \frac{C}{C_{1\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{1\Sigma}} = \frac{const}{\omega_0^2}, \quad \text{где } C_{1\Sigma} = C_1 + C_{BX}; C = \frac{C_K C_{1\Sigma}}{C_K + C_{1\Sigma}}.$$



Для резонансного коэффициента передачи по поддиапазону,

равного:
$$K_0 = \frac{Q_3 Mn}{L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} = \frac{k \sqrt{\frac{L_K}{L_A}}}{\left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} Q_3 n, \quad \text{значение } n = \frac{C}{C_{1\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{1\Sigma}} = \frac{const}{\omega_0^2}$$

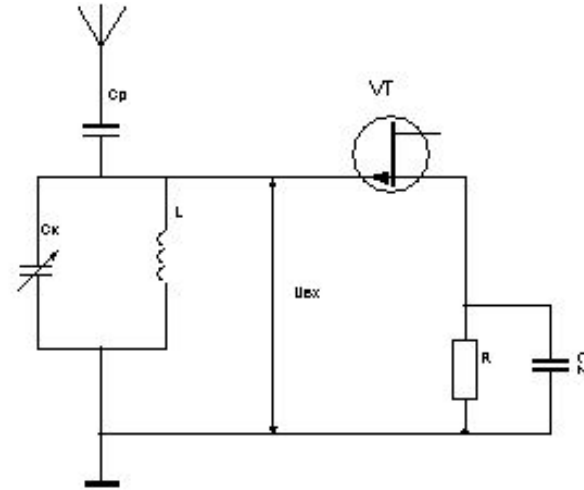
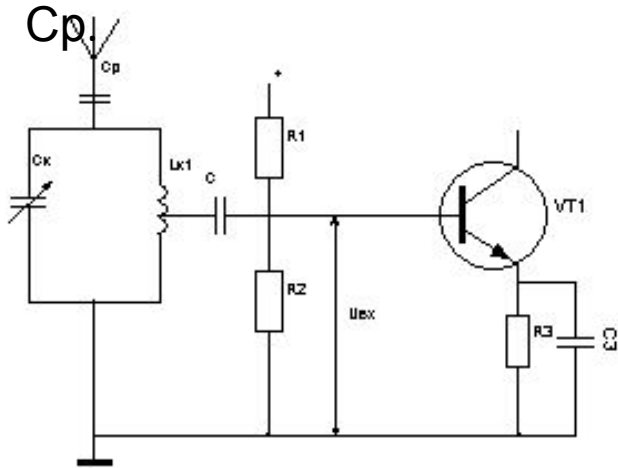
свидетельствует о его изменении только в случае изменения добротности Q_3 .

Собственная частота антенной цепи находится в рабочем диапазоне частот приемника

$$f_{0min} < f_A < f_{0max}$$

Входные цепи с емкостной связью

Входной контур соединен с антенной через разделительный конденсатор



Емкость C_p берется малой, чтобы изменение параметров антенны мало влияло на настройку контура. Пусть $C_A = \frac{C_{\text{ант}} C_p}{C_{\text{ант}} + C_p}$.

Реактивное сопротивление $\frac{1}{\omega C_A}$ намного больше, чем ωL_A и R_A .

При $|\dot{Z}_{A0}| \approx \frac{1}{\omega C_A}$, $m = 1$ и $R_3 = \omega_0 L_K Q_3$.

Тогда на частоте резонанса ($\xi = 0$): $K_0 = n \omega_0^2 L_K C_A Q_3$.
 При $n = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, то $K_0 = \omega_0^2 \text{const}$.

Входные цепи приемника с рамочными и ферритовыми антеннами

Рамочные антенны обладают направленными свойствами.

Свойства направленности выражаются в том, ЭДС сигнала в антенне E_A зависит от угла α между плоскостью рамки и направлением прихода сигнала: $E_A = E_{A0} \cos \alpha$, где $E_A = \varepsilon_c h_d$. Действующая высота рамочной антенны зависит от площади рамки S_p и числа витков N_B :

резонансный коэффициент передачи определяется выражением:

$$K_0 = \frac{\omega_0 Q_3 M n}{|Z_{A0}|}.$$

Для уменьшения размеров рамки при сохранении достаточной действующей высоты применяют сердечник из феррита, который увеличивает ЭДС сигнала благодаря концентрации магнитного потока.

Действующая высота ферритовой антенны $h_d = \frac{2\pi S_p N_B \mu_d \psi}{\lambda}$, где μ_d - действующая магнитная проницаемость ферритового сердечника, ψ - коэффициент, определяемый формой антенной катушки и положением ее на сердечнике.

Входные цепи с настроенными антеннами

Настроенные антенны применяются, как правило, при приеме на метровых и более коротких волнах, а также при профессиональном приеме на дециметровых волнах, например, на магистральных линиях связи. При этом необходимо обеспечить высокие требования к чувствительности приемника, которая ограничена собственными шумами приемника. Поэтому надо обеспечить наилучшую **передачу** сигнала от антенны ко входу УРЧ.

Максимальный коэффициент передачи достигается при согласовании антенны с фидером и фидера со входом приемника.

Типичная эквивалентная схема входной цепи, работающей с согласованной фидерной линией показана на рис. 1.

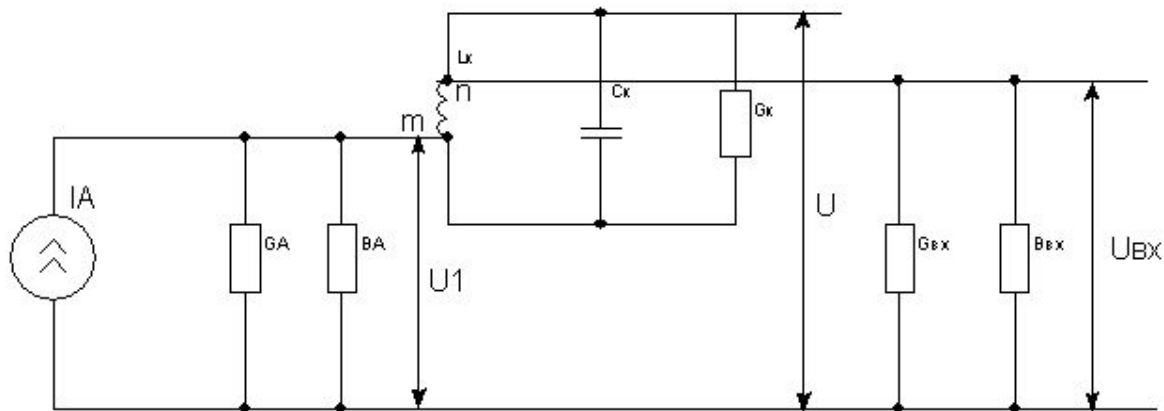


Рис.
1.

Согласование происходит путем выбора коэффициентов трансформации :

$$m_c = \sqrt{\frac{D G_K}{2 G_A}} \quad \text{и} \quad n_c = \sqrt{\frac{D-2 G_K}{2 G_{BX}}}$$

Резонансный коэффициент передачи **при согласовании** определяется соотношением:

$$K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_A G_{BX}} \frac{D-2}{D}},$$

а **при отсутствии согласования**:

$$K_0 = K_{0c} \frac{2a}{1+a^2}.$$

Резонансные свойства входной цепи описываются формулами:

1. уравнение характеристики избирательности ВЦ:

$$\sigma = \frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{|Z_{A0}| m(\omega) n(\omega)} \sqrt{1 + \xi^2}.$$

2. зависимость коэффициентов **m** и **n** от частоты:

При больших расстройках ($\xi \gg 1$):

$$\sigma = \frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{|Z_{A0}| m(\omega) n(\omega)} \frac{1}{d_3} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right),$$

здесь $\xi = \frac{1}{d_3} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{y}{d_3}$ - обобщенная расстройка контура,

где $y = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ - относительная расстройка.

При малых расстройках, пренебрегая изменением Z_A и коэффициентов **m** и **n**:

$$\frac{K_0}{K(f)} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_3} \right)^2}.$$

Режим работы с настроенными антеннами удобно характеризовать коэффициентом использования номинальной мощности:

$$K_P = \frac{P}{P_{\text{НОМ}}}, \quad (15)$$

где $P = U_{\text{ВХ}}^2 G_{\text{ВХ}}$ - мощность фактически развиваемая на входе следующего каскада;

$$P_{\text{НОМ}} = \frac{E_A^2}{4R_A} - \text{номинальная мощность антенно-фидерной системы.}$$

После подстановки в (15) получается зависимость между коэффициентом использования номинальной мощности и коэффициентом передачи напряжения:

$$K_P = 4K_0^2 G_{\text{ВХ}} R_A$$

или после подстановки резонансного коэффициента передачи **при согласовании** $K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_A G_{\text{ВХ}}} \frac{D-2}{D}}$,

и **при отсутствии согласования** $K_0 = K_{0c} \frac{2a}{1+a^2}$:

$$K_P = \frac{D-2}{D} \left(\frac{2a}{1+a^2} \right)^2.$$

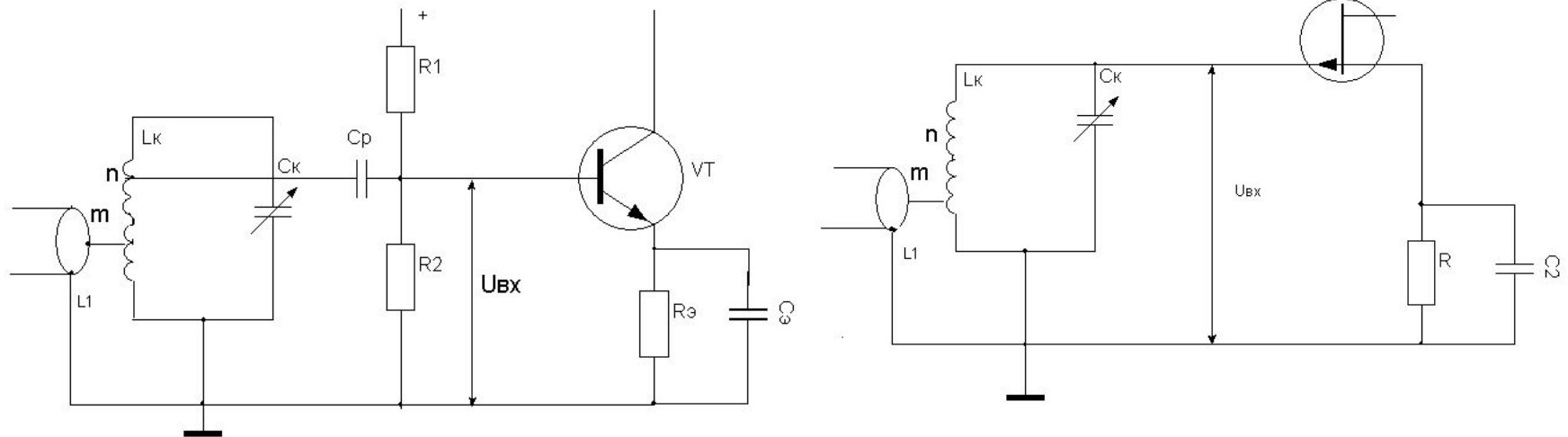
Отсюда видно, что при отсутствии собственных потерь (при $d_k \approx 0$ или $D \gg 2$) и при полном согласовании ($a = 1$) $K_P = 1$, а в остальных случаях $K_P < 1$.

Возможны схемы согласования:

автотрансформаторная, применяющаяся при несимметричном(коаксиальном) фидере;
 трансформаторная, применяющаяся как при несимметричном, так и при симметричном фидере;

и с емкостным делителем, применяющаяся при несимметричном(коаксиальном) фидере, которые практически равноценны при исполь

Схема с автотрансформаторным согласованием:



Согласование достигается соответствующим выбором значения коэффициента

трансформации
$$m = \frac{L_1 + M_1}{L_K},$$

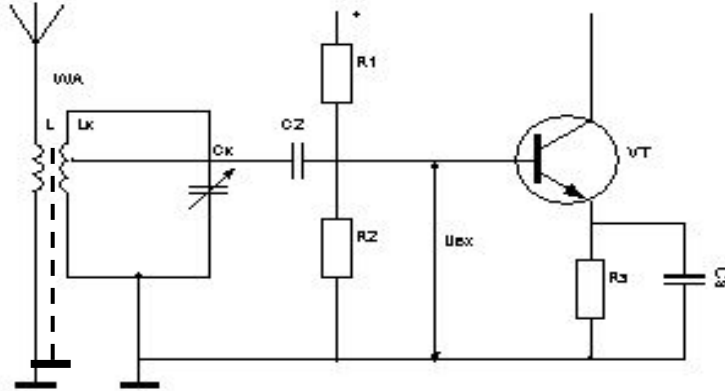
где L_1 – индуктивность части контурной катушки между точками подключения фидера;

M_1 – взаимоиндуктивность между точками подключения фидера и всеми витками контура.

Здесь: при учете соотношений $R_A = \rho_A$ и $X_A = 0$

выполняется
$$|Z_{A_0}| = \rho_A \text{ и } G_A = \frac{1}{\rho_A}.$$

Схема с трансформаторным согласованием:



Применяется как при несимметричном, так и при симметричном фидере; в первом случае для устранения антенного эффекта неэкранированного фидера, когда применяется электростатический экран между катушкой связи и контурной катушкой, при наличии которого связь между катушками обеспечивается только взаимоиנדуктивностью M . Без электростатического экрана емкость между катушками связи и контура нарушит компенсацию этих токов, т.е. проявится антенный эффект.

$$\text{Коэффициент трансформации } m = \frac{M}{L_K} = k \sqrt{\frac{L_{CB}}{L_K}}$$

Коэффициент трансформации $m = \frac{M}{L_K} = k \sqrt{\frac{L_{CB}}{L_K}}$, где $k = \frac{M}{\sqrt{L_K L_{CB}}}$.

Коэффициент связи k_c , необходимый для согласования, зная что $m_c = \frac{\sqrt{(G_K + n^2 G_{BX})}}{G_A}$,

$$k_c = m_c \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}} = \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}} \frac{G_K + n^2 G_{BX}}{G_A}}.$$

После преобразований $k_c = \sqrt{d} \sqrt{\frac{\rho_A}{\omega_0 L_{CB}} + \frac{\omega_0 L_{CB}}{\rho_A}}$.

Величина k_c зависит от выбора индуктивности L_{CB} .

Конструктивно $k_c \leq 0,5 \dots 0,6$.

Поэтому L_{CB} следует выбирать таким, чтобы согласование достигалось при возможно меньшем значении k_c , т.е. при $\frac{dk_c}{dL_c} = 0$.

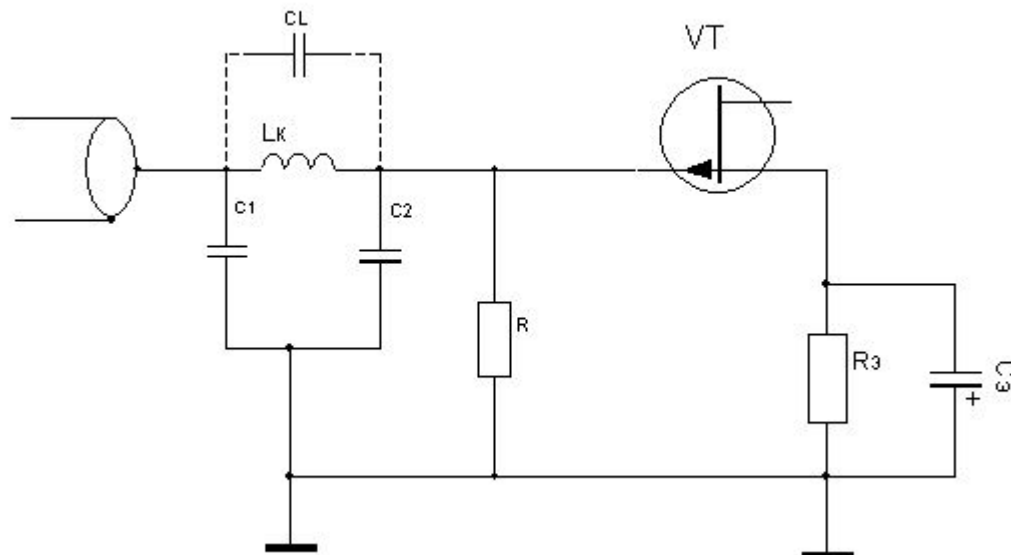
Тогда $L_{CB} = \frac{\rho_A}{\omega_0}$, откуда следует, что $k_{min} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_{\text{э}}}$.

Данный вид согласования применяется в приемниках, работающих на фиксированной частоте или в сравнительно узком поддиапазоне частот.

Связь входного контура с фидером конструктивно выполняется постоянной. Коэффициент передачи сохраняется близким к максимальному значению.

Схема с емкостным делителем

Используется при несимметричном фидере.



Контур образован индуктивностью L_k и емкостью

$$C = \frac{C_1 C_{2\Sigma}}{(C_1 + C_{2\Sigma}) + C_L} \approx \frac{C_1 C_{2\Sigma}}{(C_1 + C_{2\Sigma})},$$

где $C_{2\Sigma} = C_2 + C_{\text{вх}}$ и C_L – межвитковая емкость катушки L_k .

Здесь полная емкость контура определяется последовательным соединением составляющих делителя C_1 и C_2 . Поэтому результирующее значение меньше, чем в контурах, где емкости включены параллельно и суммируются.

Коэффициенты включения делителя: $m = \frac{C}{C_1} \approx \frac{C_{2\Sigma}}{(C_1 + C_{2\Sigma})} < 1$

и $n = \frac{C}{C_{2\Sigma}} \approx \frac{C_1}{(C_1 + C_{2\Sigma})} < 1.$

При этом $m + n = 1.$

Спасибо за внимание.