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 превого 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:

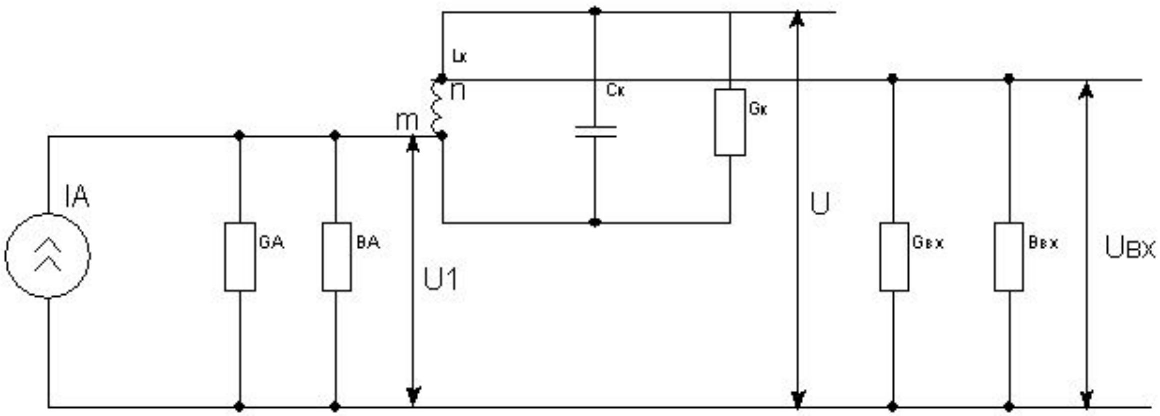


Рис. 1. Эквивалентная схема входной цепи

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

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

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:

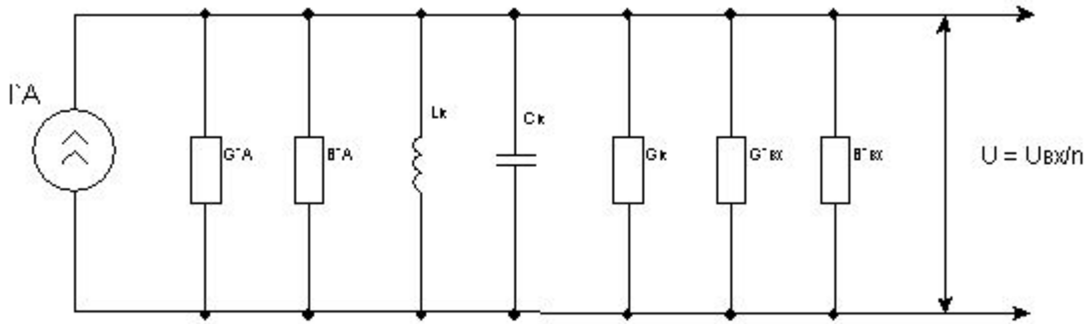


Рис. 2. Приведенная эквивалентная схема входной цепи

Реактивная составляющая проводимости контура составляет:

$$\mathrm{B}_{э} = \omega \mathrm{C}_{к} - \frac{1}{\omega L_{к}} + m^2 B_A + n^2 B_{вх}\,.$$

Для резонансной частоты эквивалентного контура должно выполняться условие: $B_э = 0.$

Активная составляющая проводимости эквивалентного входного контура составляет:

$G_э = \frac{1}{R_э} = G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх}$, где $G_к = \frac{d_к}{\rho} = d_к \omega_0 \mathrm{C}$ - собственная активная проводимость контура.

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

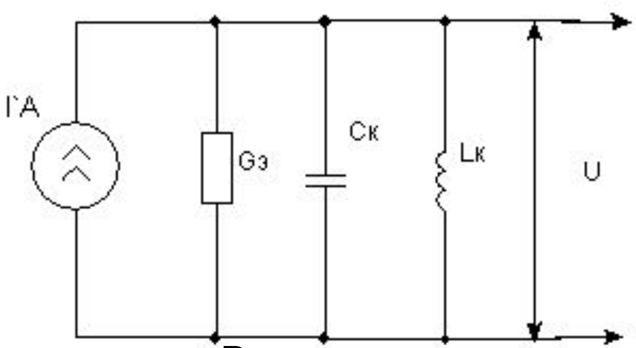


Рис. 3.

Напряжение на контуре по закону Ома равно:

$$\boldsymbol{U = \frac{I`_A}{Y_э} = \frac{mI_A}{Y_э}}\,, \qquad (2)$$

где полная проводимость эквивалентного контура:

$$Y_э = G_э + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G_э\left[1 + \frac{j\omega_0 C}{G_э}\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] = G_э(1 + j\xi)\,.$$

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

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

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: $d_э = \rho G_э = \rho(G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх})$,

где $G_к = \frac{d_к}{\rho} = d_к \omega_0 C$ - собственная активная проводимость контура.

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

$$U_{вх} = nU = \frac{nmI_A}{Y_э} = \frac{nmI_A}{G_э(1+j\xi)} = nmI_A R_э(1+j\xi).$$

Отсюда комплексный коэффициент передачи равен: $\dot{K} = \frac{U_{вх}}{\dot{E}_A} = \frac{mnR_э}{Z_A(1+j\xi)}$.

Модуль коэффициента передачи равен: $К = \frac{mnR_э}{|Z_A|\sqrt{1+\xi^2}}$. (3)

На частоте резонанса ($\xi = 0$):

$$К_0 = \frac{mnR_э}{\left|Z_{A_0}\right|(G_0 + m^2 G_A + n^2 G_{вх})}, \quad (4)$$

где $|Z_{A0}| = \sqrt{R_{A_0}^2 + X_{A_0}^2}$ - модуль полного сопротивления антенной цепи на частоте резонанса эквивалентного входного контура.

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

$$\sigma = \frac{К_0}{К(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{\left|Z_{A_0}\right| m(\omega) n(\omega)} \sqrt{1+\xi^2}.$$

В общем случае коэффициенты *m* и *n* зависят от частоты.

При больших расстройках $(\xi \gg 1)$: $\sigma = \frac{К_0}{К(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{\left|Z_{A_0}\right| m(\omega) n(\omega)} \frac{1}{d_э} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$

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

$$\frac{К_0}{К(f)} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_э}\right)^2} \ . \qquad (5)$$

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

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

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

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:

$$G_э = \frac{1}{R_э} = G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх}, \quad \text{откуда} \quad d_э = \rho G_э = \rho(G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх})$$

а $G_к = \frac{d_к}{\rho} = d_к \omega_0 C$ - собственная активная проводимость контура,

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

$$D = \frac{d_э}{d_к} = \frac{G_э}{G_к} = \frac{(G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх})}{G_к}. \qquad (6)$$

Тогда согласно (4):

$$К_0 = \frac{mn}{|Z_{A_0}| D G_к}. \qquad (7)$$

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

$$m^2 G_A = n^2 G_{вх}.$$

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

$$m^2 G_A = G_{\text{к}} + G_{\text{вх}}. \qquad (8)$$

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

Учитывая (4), (8), (9) и зная, что $G_{\text{A}} = \frac{R_A}{|Z_A|^2}$ 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:

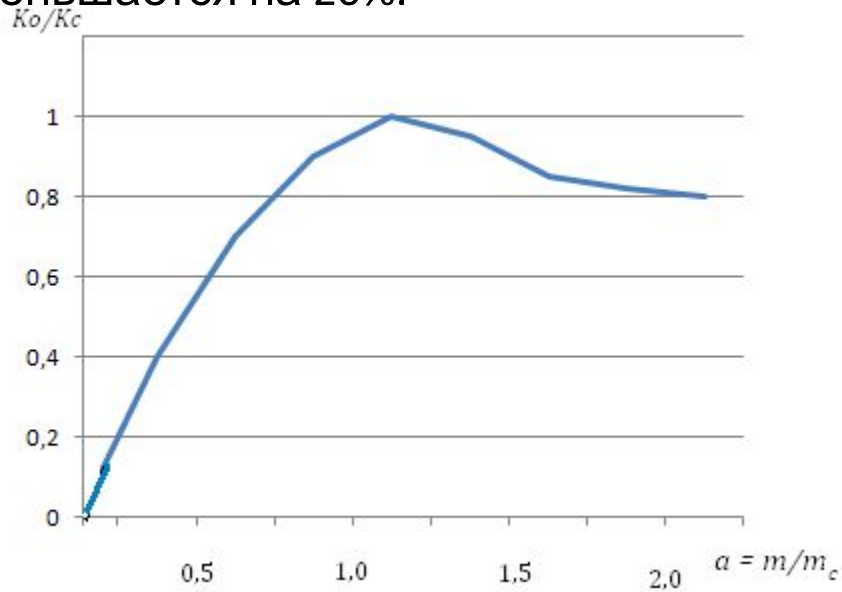
$$\text{К}_{0\text{c}} = \frac{n}{2m_c|Z_{\text{A}_0}|G_A} = \frac{n}{2\sqrt{R_A(G_{\text{к}} + n^2 G_{\text{вх}})}}. \qquad (10)$$

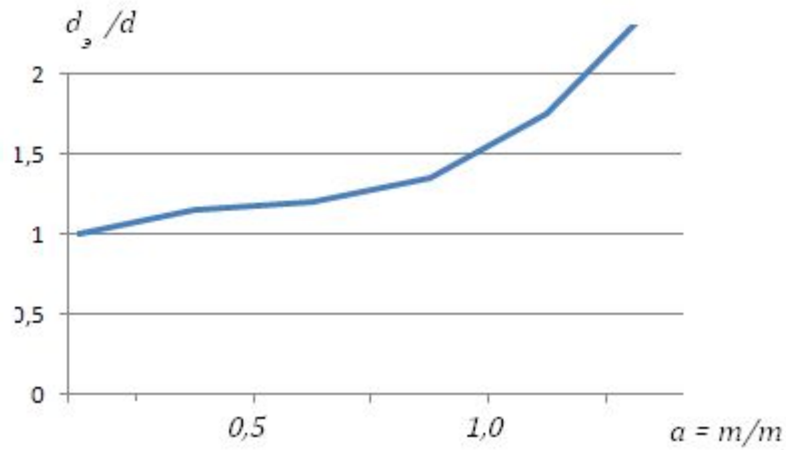
При произвольном значении m коэффициент передачи ВЦ из (4), с учетом (8), (9) и (10) равен:

$$\text{К}_0 = K_{0c}\frac{2a}{1+a^2},$$

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

Зависимость *Ко/Кс* от *а* 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.

$$d_э = \rho G_э = \rho(G_к + m^2 G_A + n^2 G_{вх}) = d(1 + a^2),$$

где $d = \rho(G_к + n^2 G_{вх}) = d_к + n^2 \rho G_{вх}$ - 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

$$d_э = 2d = 2\left(d_к + n^2\rho G_{вх}\right), \tag{11}$$

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

Тогда $$n_c = \sqrt{\frac{d_э - 2d_к}{2\rho G_{вх}}} = \sqrt{\frac{D-2}{2}\frac{G_к}{G_{вх}}} \tag{12}$$

Подставляя (11) в (9) и(10) получим:

$$m_c = \sqrt{\frac{D}{2}\frac{G_к}{G_A}} \tag{13}$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании определяется выражением:

$$К_{0с} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_A G_{вх}}\frac{D-2}{D}} \tag{14}$$

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

тогда $$К_{0с} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_A G_{вх}}}.$$

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

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

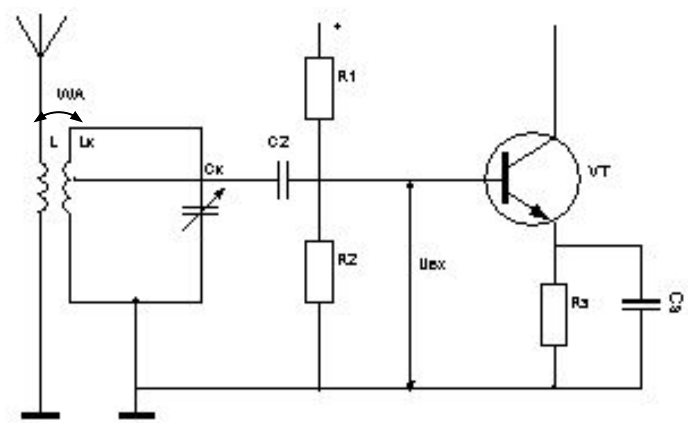
$$К_{0с} = \frac{1}{2\sqrt{R_A G_к}} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{R_A}{R_к}}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_к}{R_А}}.$$

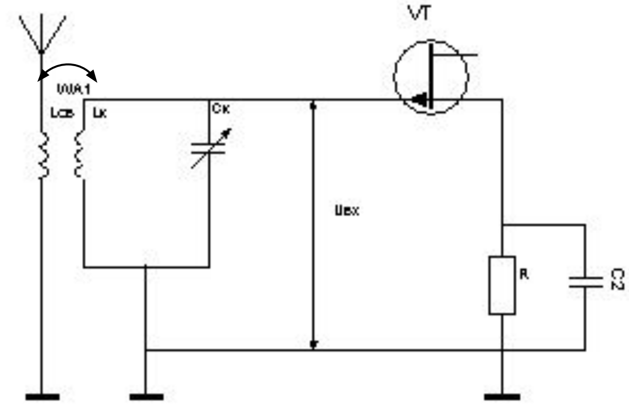
При высоких требованиях к избирательности целесообразно уменьшать связь контура с антенной (см. графики).

Но рассогласование нежелательно при работе с настроенными антеннами и использовании фидерных линий большой длины 9из-за появления многократных отражений сигнала).

Входные цепи с ненастроенными антеннами

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





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

Зная, что на частоте резонанса ($\xi = 0$): $\quad К_0 = \frac{mnR_э}{|Z_{A_0}|(G_0 + m^2 G_A + n^2 G_{вх})}$,

где $|Z_{A0}| = \sqrt{R_{A_0}^2 + X_{A_0}^2}$ - модуль полного сопротивления антенной цепи на частоте резонанса эквивалентного входного контура,

резонансный коэффициент передачи будет иметь вид: $\quad К_0 = \frac{\omega_0 Q_э M n}{|Z_{A_0}|}$.

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

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

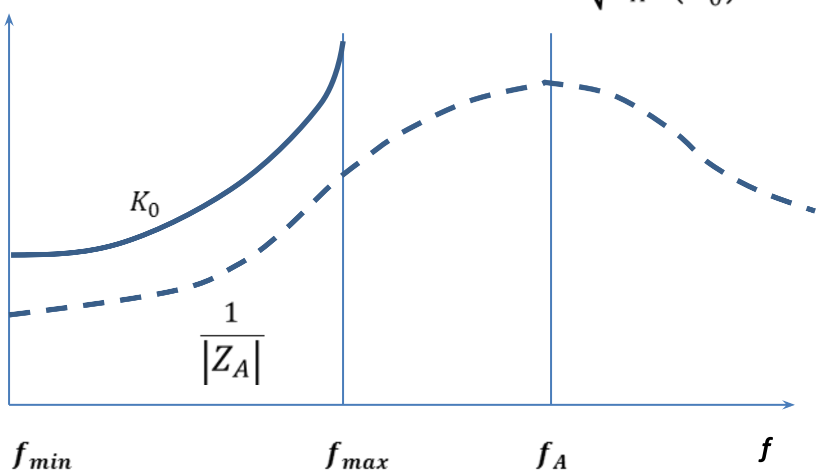
где $L_A = L_{\text{ант}} + L_{\text{св}}$ - индуктивность антенной цепи; $\omega_\text{A} = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}$.

Тогда резонансный коэффициент передачи равен: $\text{К}_0 = \frac{Q_э M n}{L_A\left|1-\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right|} = \frac{k\sqrt{\frac{L_\text{к}}{L_A}}}{\left|1-\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right|} Q_э n$,

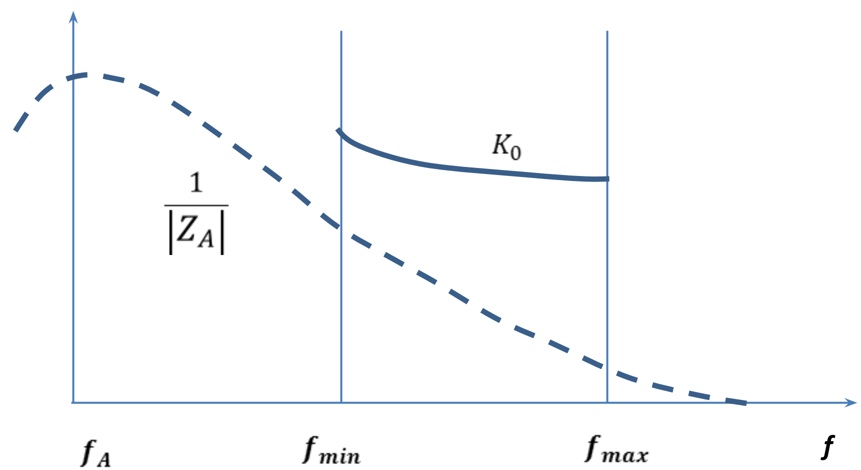
где $k = \frac{M}{\sqrt{L_A L_\text{к}}}$.

Изменение K_0 находится в зависимости от соотношения $\frac{\omega_\text{A}}{\omega_0}$:

Если $f_A^2 \gg f_{0\,max}^2$, то $\text{К}_0 = k\sqrt{\frac{L_\text{к}}{L_A}}\left(\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right) Q_э n$.

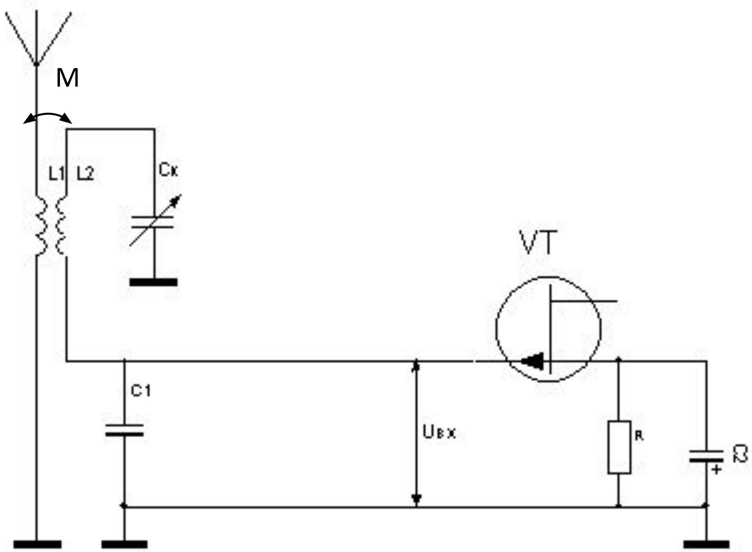


Если $f_A^2 \ll f_{0\,max}^2$, то $\text{К}_0 = k\sqrt{\frac{L_\text{к}}{L_A}} Q_э n$



В схеме с внутренней емкостной связью контура с АЭ коэффициент включения

$$n = \frac{C}{C_{1\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_к C_{1\Sigma}} = \frac{const}{\omega_0^2},$$ где $C_{1\Sigma} = C_1 + C_{вх}$; $C = \frac{C_к C_{1\Sigma}}{C_к + C_{1\Sigma}}$.



Для резонансного коэффициента передачи по поддиапазону,

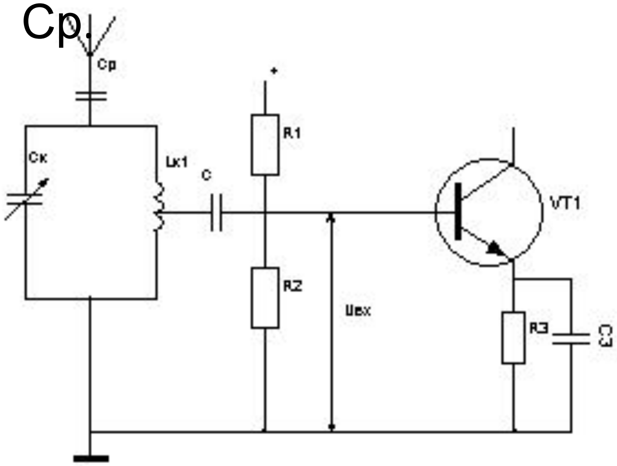
равного: $$К_0 = \frac{Q_э M n}{L_A\left|1-\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right|} = \frac{k\sqrt{\frac{L_к}{L_A}}}{\left|1-\frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right|} Q_э n,$$ значение $$n = \frac{C}{C_{1\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_к C_{1\Sigma}} = \frac{const}{\omega_0^2}$$

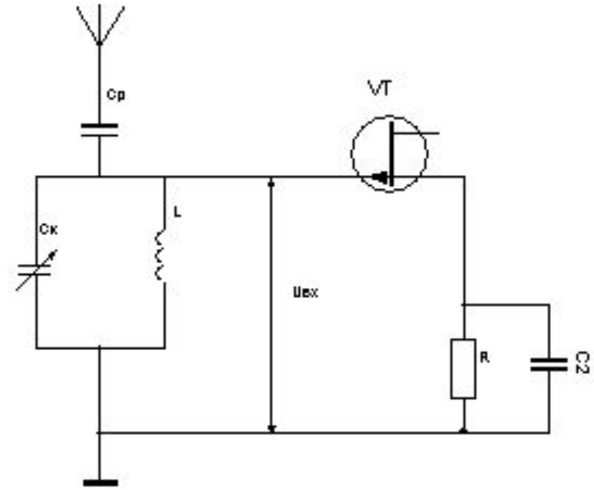
свидетельствует о его изменении только в случае изменения добротности $Q_э$. Собственная частота антенной цепи находится в рабочем диапазоне частот приемника

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

Входные цепи с емкостной связью

Входной контур соединен с антенной через разделительный конденсатор Ср.





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

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

При $\left|\dot{Z}_{A\,0}\right| \approx \frac{1}{\omega C_A}$, m = 1 и $R_э = \omega_0 L_к Q_э$.

Тогда на частоте резонанса ($\xi = 0$): $К_0 = n\omega_0^2 L_к C_A Q_э$.

При $n = const$ и $Q_э = const$, то $К_0 = \omega_0^2 const$.

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 $E_A = \varepsilon_c h_д$. Действующая высота рамочной антенны зависит от площади рамки S_p и числа витков $N_в$: .

резонансный коэффициент передачи определяется выражением:

$$К_0 = \frac{\omega_0 Q_э M n}{\left|Z_{A_0}\right|}.$$

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

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

Входные цепи с настроенными антеннами

Настроенные антенны применятся, как правило, при приеме на метровых и более коротких волнах, а также при профессиональном приеме на декаметровых 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.

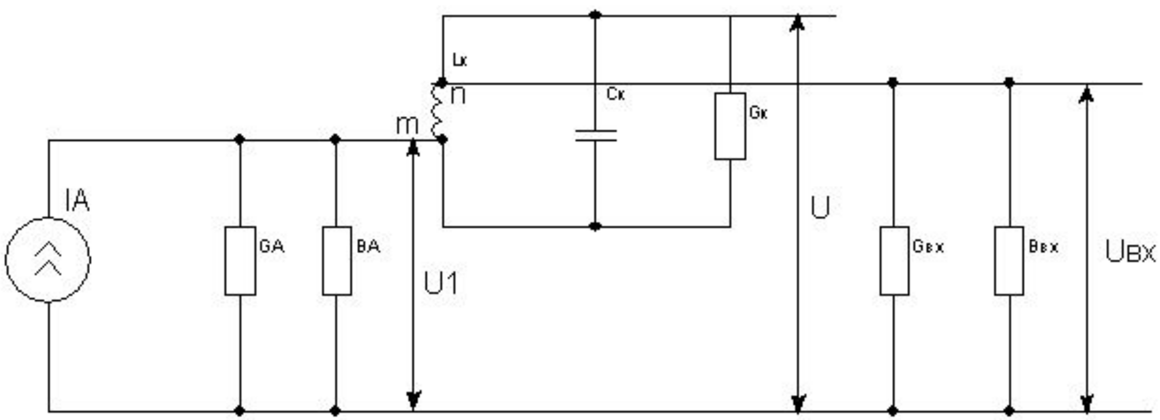


Рис. 1.

Согласование происходит путем выбора коэффициентов трансформации :

$$m_c = \sqrt{\frac{D}{2}\frac{G_к}{G_A}} \qquad \text{и} \qquad n_c = \sqrt{\frac{D-2}{2}\frac{G_к}{G_{вх}}}$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании определяется соотношением:

$$К_{0с} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_A G_{вх}}\frac{D-2}{D}},$$

а при отсутствии согласования:

$$К_0 = K_{0c}\frac{2a}{1+a^2}.$$

Резонансные свойства входной цепи описываются формулами:

1. уравнение характеристики избирательности ВЦ:

$$\sigma = \frac{К_0}{К(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{\left|Z_{A_0}\right| m(\omega) n(\omega)}\sqrt{1+\xi^2}.$$

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

При больших расстройках ($\xi \gg 1$): $\sigma = \frac{К_0}{К(\omega)} = \frac{|Z_A| m(\omega_0) n(\omega_0)}{\left|Z_{A_0}\right| m(\omega) n(\omega)}\frac{1}{d_э}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$,

здесь $\xi = \frac{1}{d_э}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{y}{d_э}$ - 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:*

$$\frac{К_0}{К(f)} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_э}\right)^2}\ .$$

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

$$K_P = \frac{P}{P_{\text{ном}}}, \qquad (15)$$

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

$P_{\text{ном}} = \frac{E_A^2}{4R_A}$ – 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 $\text{К}_{0\text{с}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_A G_{\text{вх}}}\frac{D-2}{D}}$,

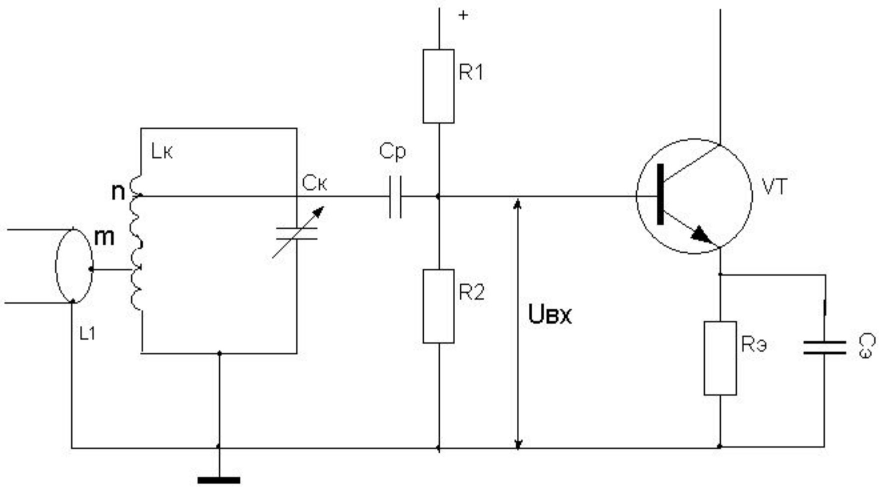
и при отсутствии согласования $\text{К}_0 = K_{0c}\frac{2a}{1+a^2}$:

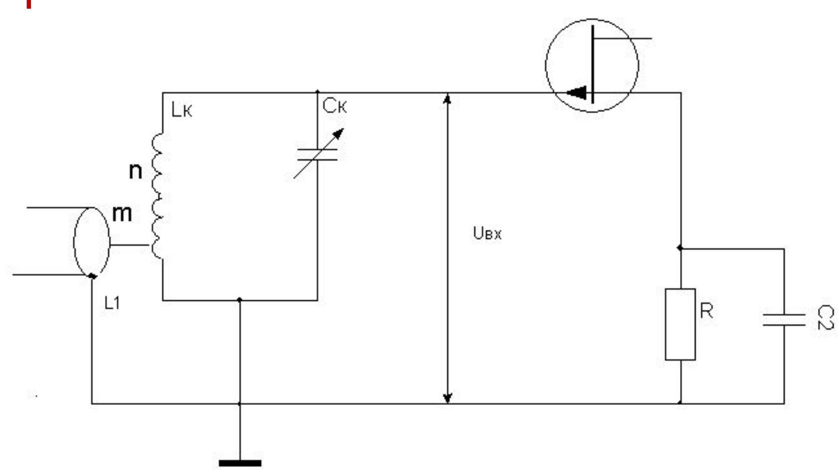
$$K_P = \frac{D-2}{D}\left(\frac{2a}{1+a^2}\right)^2.$$

Отсюда видно, что при отсутствии собственных потерь (при $d_{\text{к}} \approx 0$ 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:





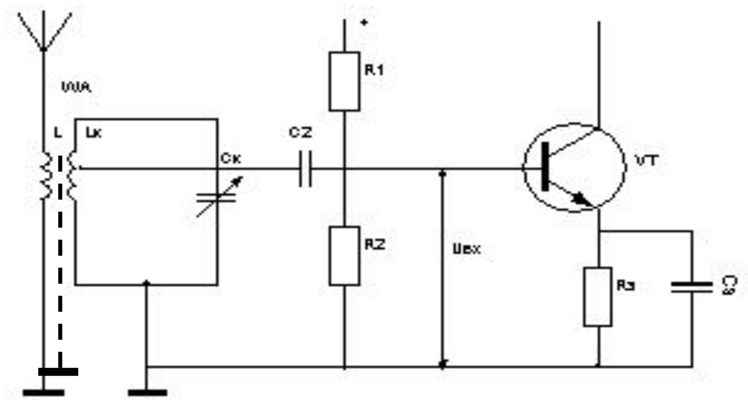
Согласование достигается соответствующим выбором значения коэффициента трансформации $m = \frac{L_1 + M_1}{L_к}$,

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 $|Z_{A_0}| = \rho_A$ 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 взаимоиндуктивностью М. Без электростатического экрана емкость между катушками связи и контура нарушит компенсацию этих токов, т.е. проявится антенный эффект.

Коэффициент трансформации $m = \frac{M}{L_{к}}$ = k $\sqrt{\frac{L_{св}}{L_{к}}}$

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

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

$$k_c = m_c\sqrt{\frac{L_к}{L_{св}}} = \sqrt{\frac{L_к}{L_{св}}\frac{G_к + n^2 G_{вх}}{G_A}}.$$

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

Величина k_c зависит от выбора индуктивности $L_{св.}$

Конструктивно $k_c \le 0{,}5 \ldots 0{,}6.$

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

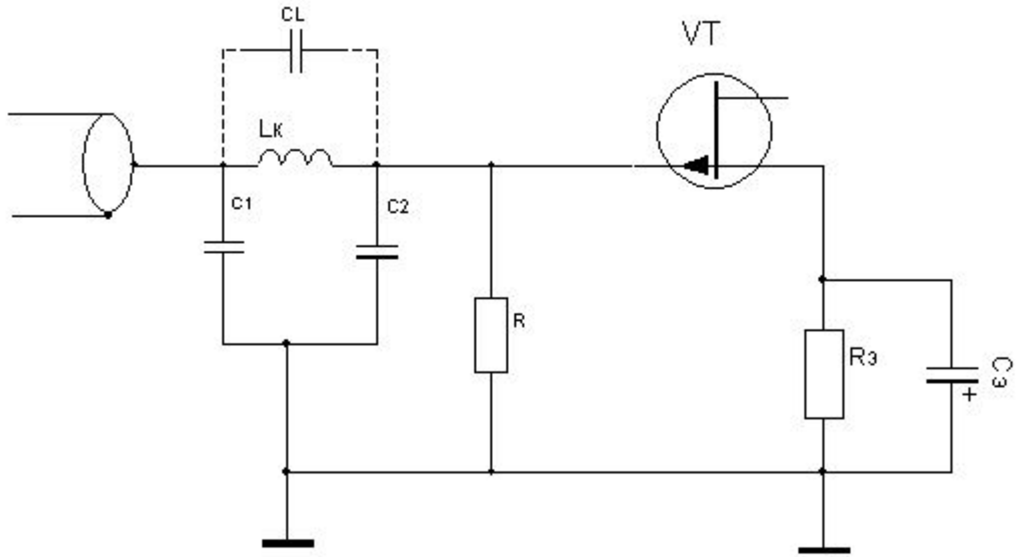
Тогда $L_{св} = \frac{\rho_A}{\omega_0}$, откуда следует, что $k_{min} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_э}.$

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 *Lк* 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 $C_{2\Sigma} = C_2 + C_{вх}$ и C_L – межвитковая емкость катушки *Lк.*

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.*