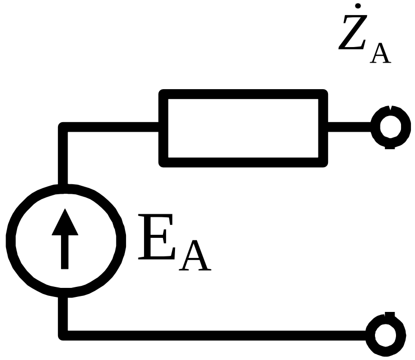
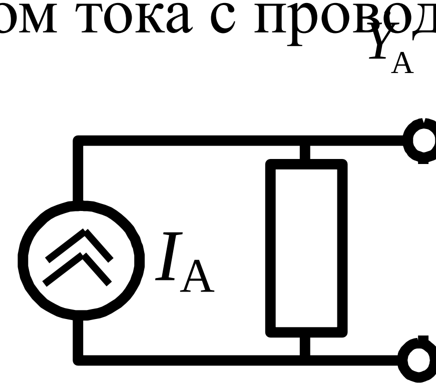
Входные цепи (ВЦ) радиоприемных устройств

Антенна обычно представляется источником ЭДС наводимой в антенне с импедансом $Z_\text{А}$ или источником тока с проводимостью $Y_\text{А}$:





$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A$$

$$\dot{Y}_A = G_A + jB_A$$

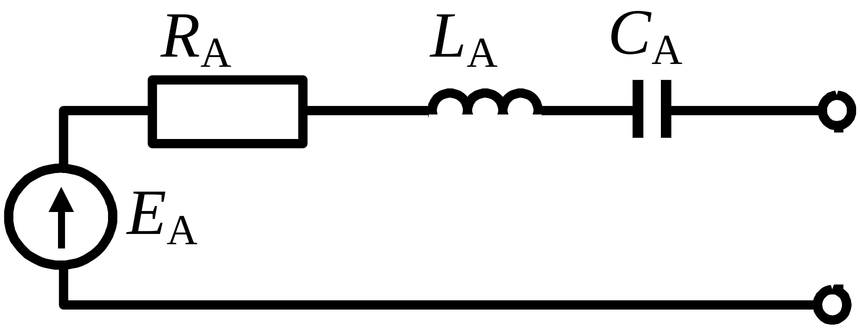
$$G_A = \frac{R_A}{\left|Z_A\right|^2} \qquad B_A = \frac{X_A}{\left|Z_A\right|^2}$$

$\text{Z}_\text{А}$ – в общем случае антенна это цепь с распределенными параметрами (линейные, апертурные, решетки).

Если антенна представляет собой кусок провода, то в зависимости от частоты $f_с$ возбуждаемых в ней колебаний $Z_А$ различно.

Если $l_А \ll \lambda_с$

Например: для $l_А$ = 10 …100 м на $\lambda_с$=100…1000м ($f_с$ = 3 …0,3 МГц)

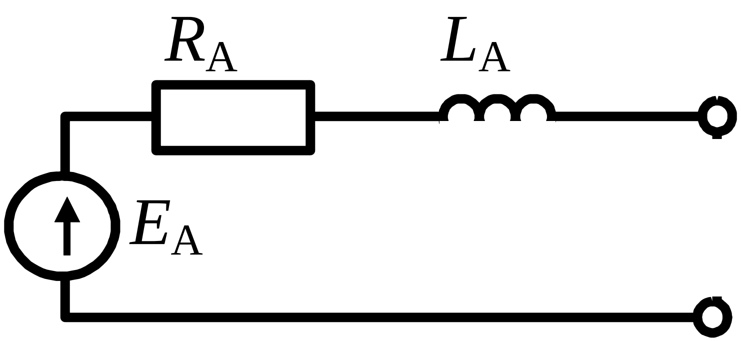


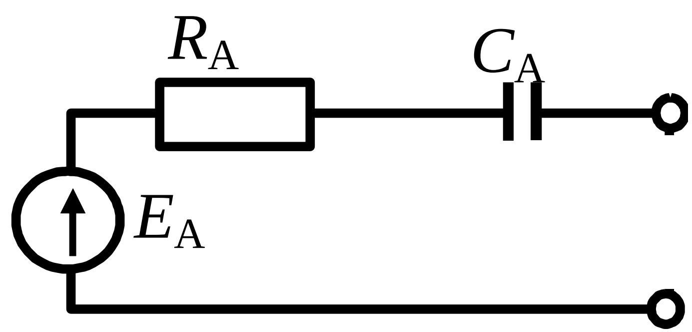
$L_А$=10…30мкГ,
$C_А$=50…250 пФ,
$R_А$=50…60 Ом

Если $l_А \approx \lambda_с$

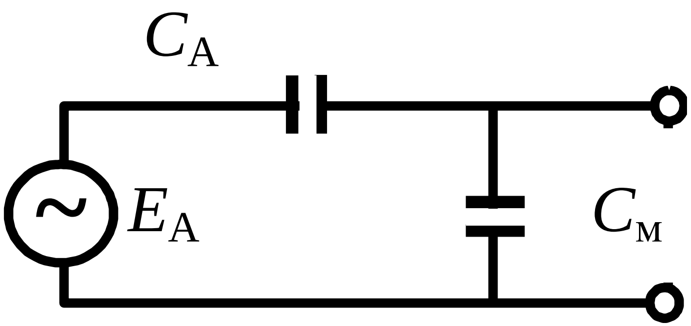
Например: для $l_А$ = 10 …100 м на $\lambda_с$=10…100м($f_с$ = 30 …3 МГц)

$Z_А$ может иметь индуктивный или емкостной характер.





Пример. Автомобильная антенна $l_А$=0,7…1,2 м на рабочих частотах $f_с$ ≈100 МГц ($λ_с$≈3м) антенна представляется как:



$С_м$ - емкость подводящих проводников

Широко распространенные ферритовые антенны рассматриваются как источник с индуктивным сопротивлением.

В диапазоне метровых и более коротких волн антенна обладает активным $R_А$, которое равно волновому сопротивлению фидера $ρ_А$.

Антенна эквивалентна ЭДС с внутренним сопротивлением $ρ_А$
$E_А = I_А ρ_А = I_А R_А$, или генератору тока $I_А = E_А / ρ_А = E_А / R_А$.

В СВЧ антенна настроена на $f_с$ и согласованна с фидером.

ВЦ передают сигнал из антенны (АФС) на вход приемника.

Сопротивление 1- го каскада приемника $Z_{\text{вх пр}} = R_{\text{вх пр}} + jX_{\text{вх пр}}$ (параллельно включенные $C_{\text{вх пр}}$ и $R_{\text{вх пр}}$).

Для передачи максимальной мощности $Z_A = Z_{\text{вх пр}}$

Требования к ВЦ

1. Избирательность
2. Высокий коэффициент передачи
3. Малые частотные и нелинейные искажения
4. Малый коэффициент шума
5. Диапазон рабочих частот и полоса пропускания

ВЦ проектируют для работы с настроенными и ненастроенным антеннами.

На длинных, средних, коротких и метровых волнах во ВЦ используются контуры на сосредоточенных элементах.

На СВЧ ВЦ используют коаксиальные, полосковые, микрополосковые линии и полые резонаторы.

ВЦ проектируют на фиксированные частоты и на диапазон частот с настройкой на частоту сигнала изменением емкости контура.

ВЦ различают по числу контуров. Обычно одно и двух контурные. Апериодические и многоконтурные встречаются редко.

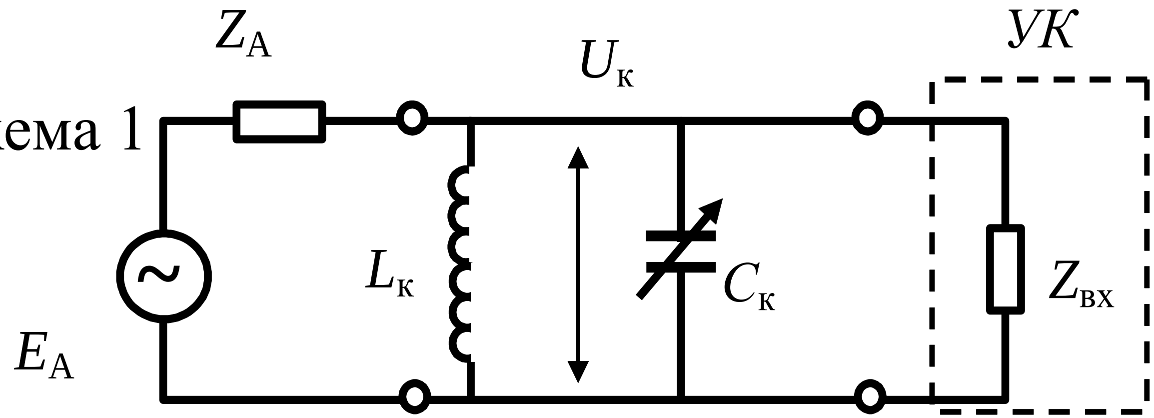
Связь ВЦ-антенна может быть: непосредственная, индуктивная, емкостная и комбинированная.

Для проектирования ВЦ нужно знать: $Z_{\text{А}}$, $R_{\text{вх пр}}$ и $C_{\text{вх пр}}$, $f_{\text{с}}$ (или $\Delta f_{\text{с}}$)

Цепь связи антенны (А) с усилительным каскадом (УК)

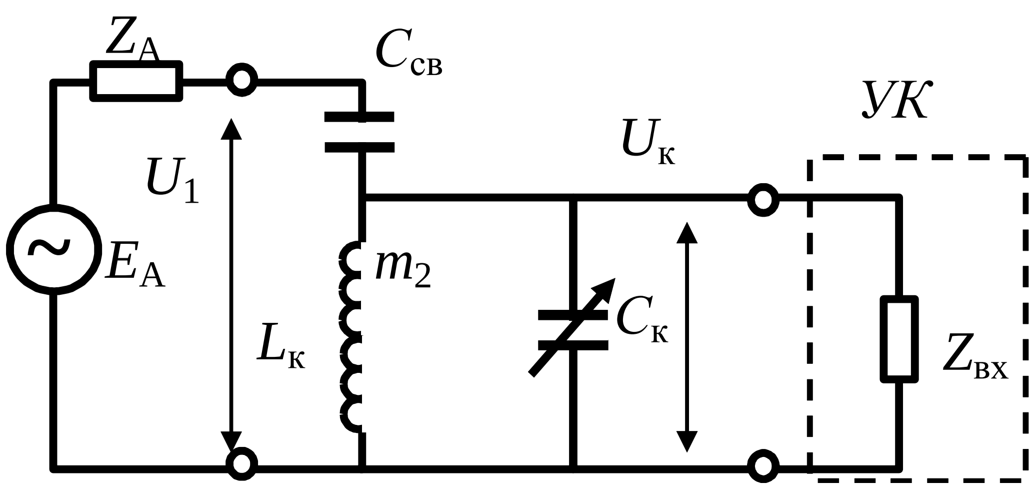
А и УК могут подключатся к контуру: непосредственно, через емкость, через трансформатор, автотрансформатор или через комбинированные типы связи.

Схема 1



Непосредственная или полная связь А и УК

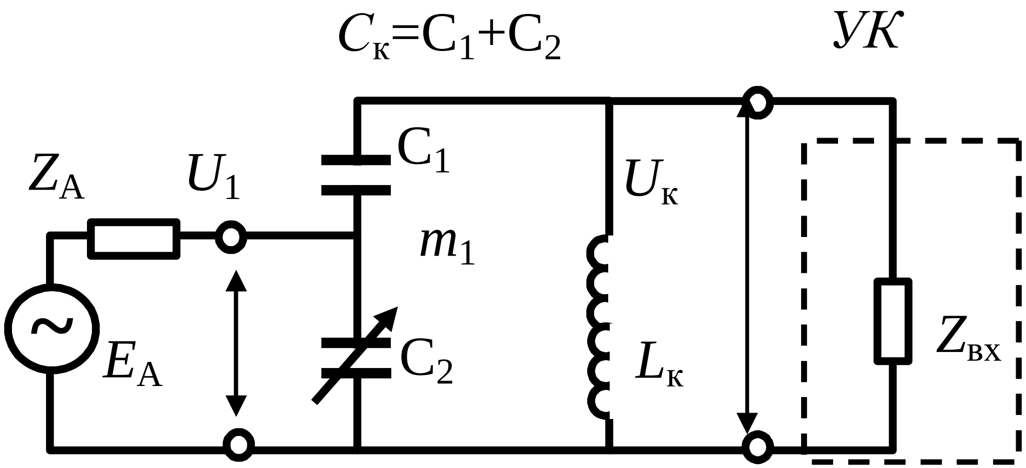
Схема 2



Внешне емкостная связь с А и полная с УК

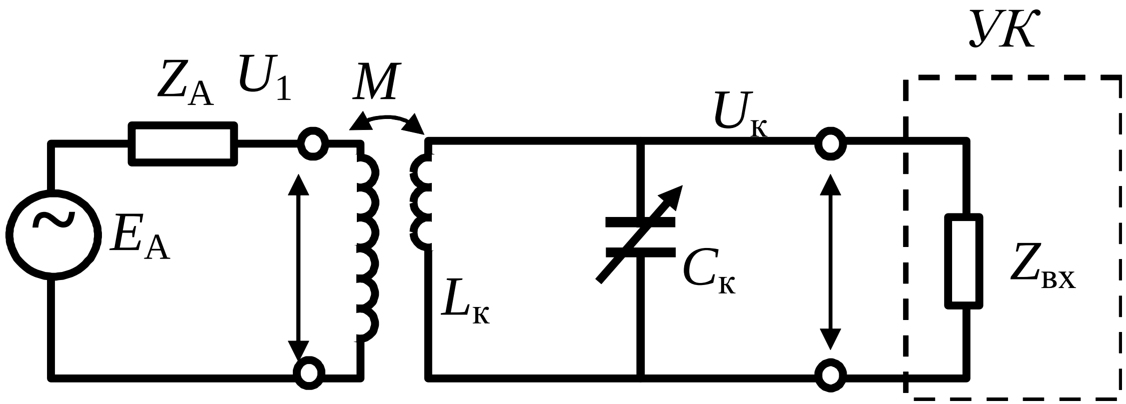
Схема 3

Внутренняя емкостная связь с А и полная с УК



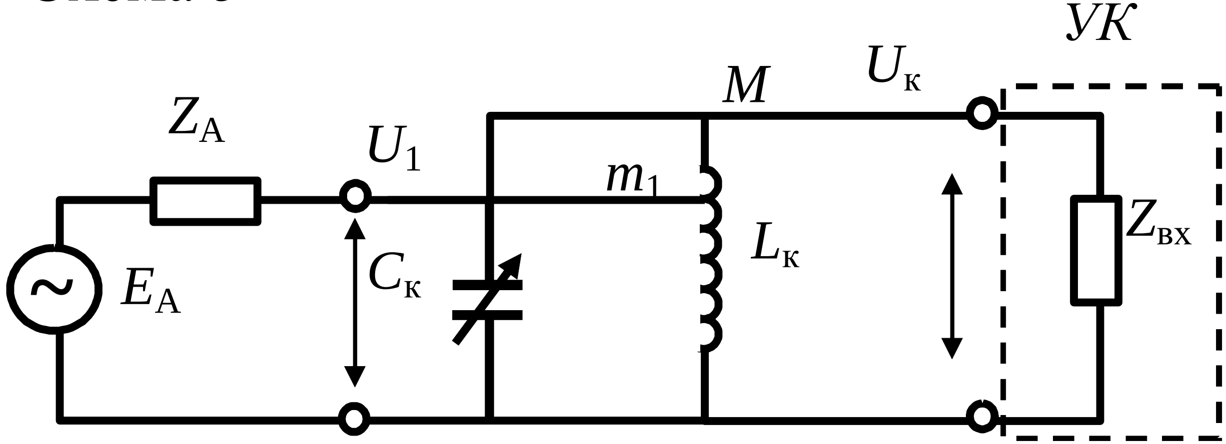
Обеспечивает постоянный коэффициент передачи по диапазону. Недостаток – коэффициент передачи зависит от емкости антенны. В малогабаритной аппаратуре действующая емкость мала, эффективность такой связи мала.

Схема 4



Индуктивная связь с А и полная с УК

Схема 5

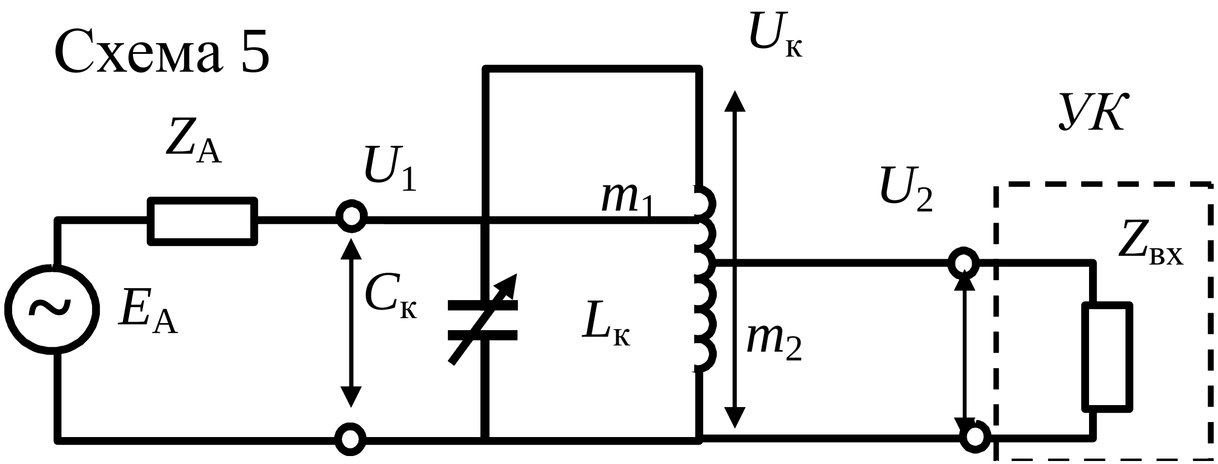


Автотрансформаторная связь с А и полная с УК

Все рассмотренные выше виды связи использующие полное включение УК в контур возможны при использовании ПТ в УК.

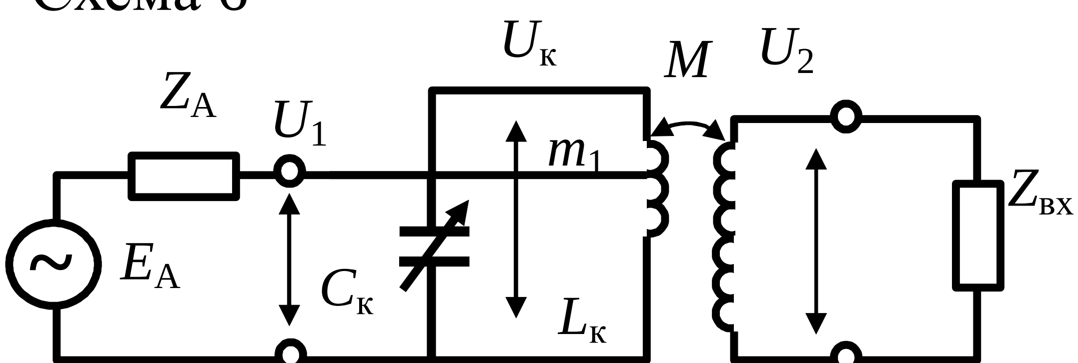
Для УК на БТр обладающих не большим $R_{вх}$ необходимо их частичное включение в контур ВЦ.

Схема 5



Автотрансформаторная связь с А и с УК

Схема 6

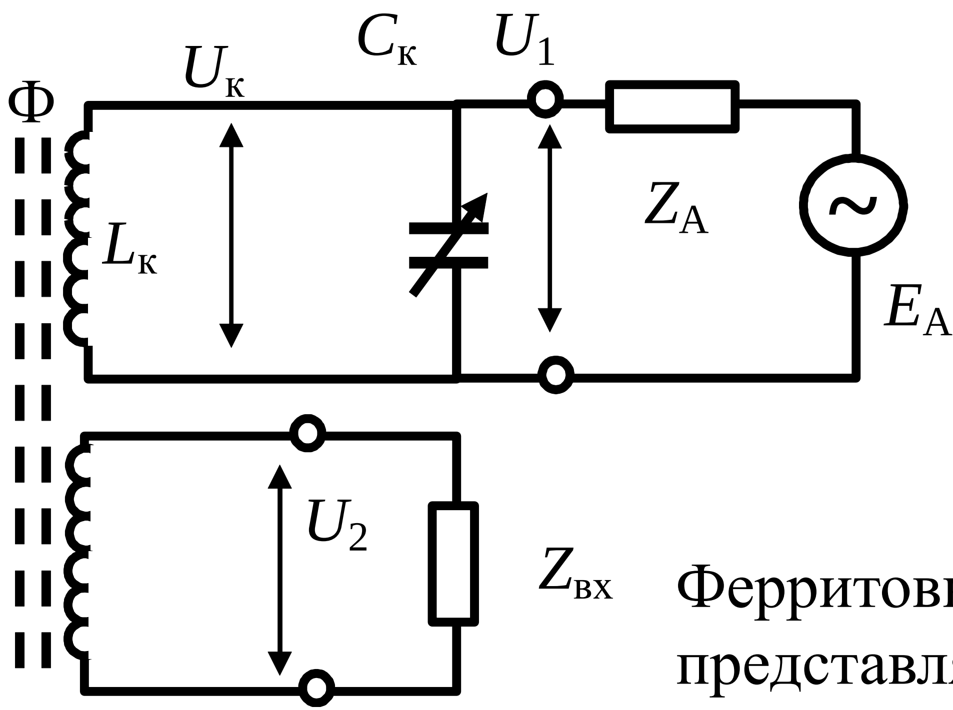


Комбинированные связи.

Автотрансформаторная связь с А и индуктивная с УК

Схема 6

Непосредственная связь с ферритовой антенной

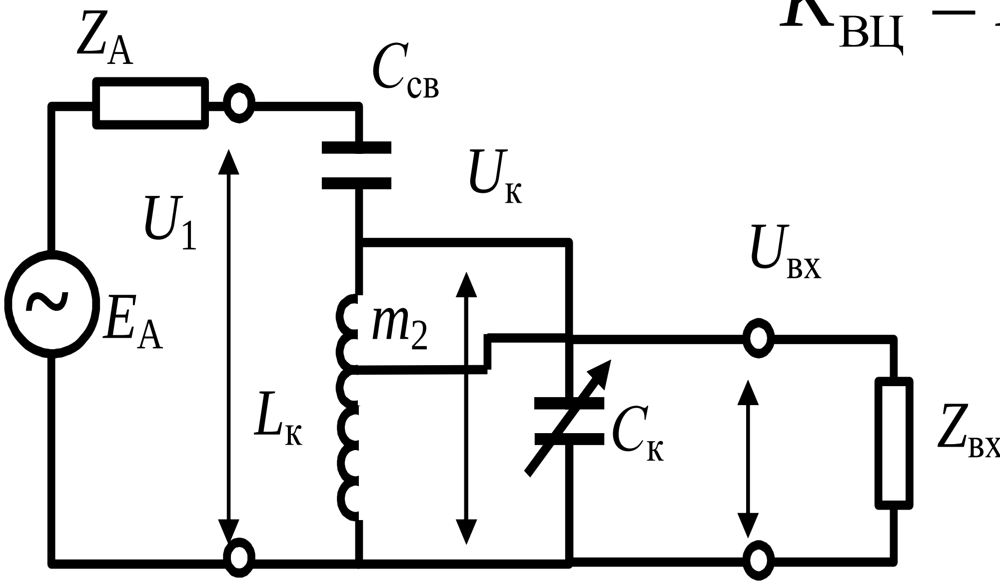


Ферритовые антенны представляются как индуктивно связанные с А и УК

Расчет коэффициента передачи входной цепи $К_{ВЦ}$

Схема 1

$$K_{ВЦ} = K_1 K_к K_2$$

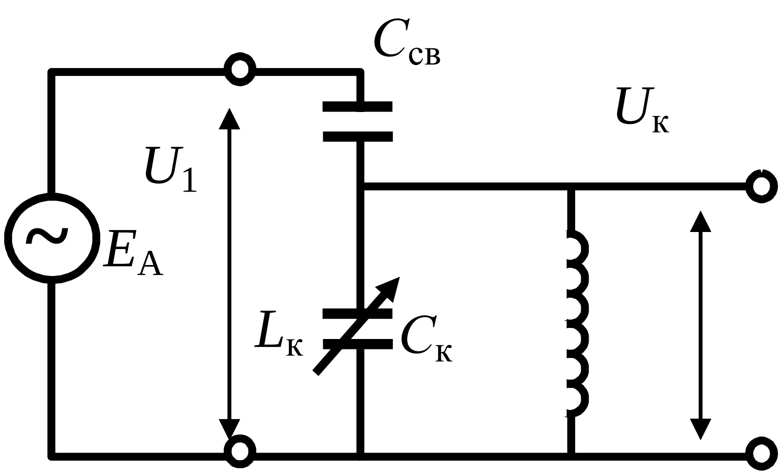


Определение К1

Обычно $C_{св}$ мала и $Z_А$ не влияет на контур

$$Z_A << \frac{1}{\omega C_{св}} \qquad E_А \approx U_1$$

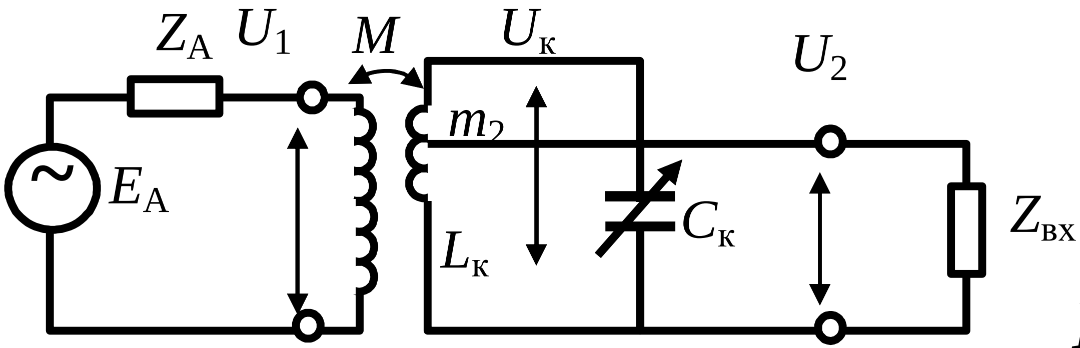
$$\dot{K}_1 = \frac{\dot{U}_k}{\dot{E}_A} = \frac{\frac{1}{j\omega C_к}}{\left(\frac{1}{j\omega C_к} + \frac{1}{j\omega C_{св}}\right)}$$



$$K_1 = \frac{C_{св}}{C_{св} + C_к} = m_1 \qquad \omega_0{}^2 = \frac{1}{(C_{св} + C_к) L_к}$$

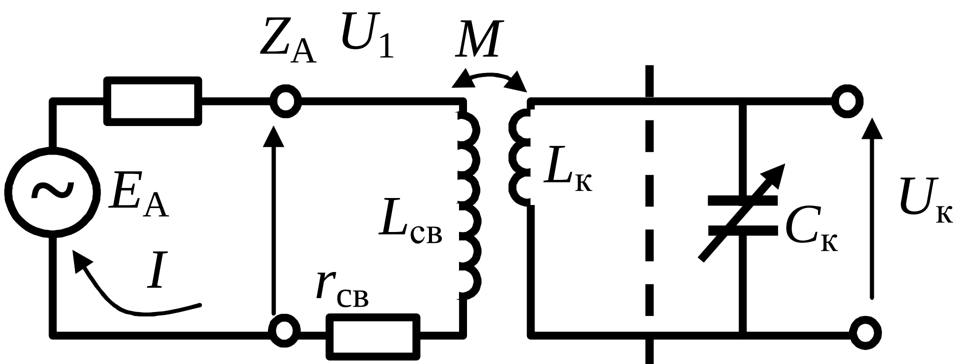
$$K_1 = C_{св} L_к \omega_0{}^2$$

Схема 2



$$Z_A = R_A + jX_A$$

$$\dot{E}_к = \dot{U}_к = j\omega M\dot{I} = j\omega M\frac{\dot{E}_A}{\dot{Z}_0}$$



M – коэффициент взаимной индукции между $L_{св}$ и $L_к$.

$$\dot{K}_1 = \frac{\dot{E}_к}{\dot{E}_A} = \frac{j\omega M}{\dot{Z}_0}$$

$$\dot{Z}_0 = (R_A + r_{св}) + j(X_A + \omega L_{св})$$

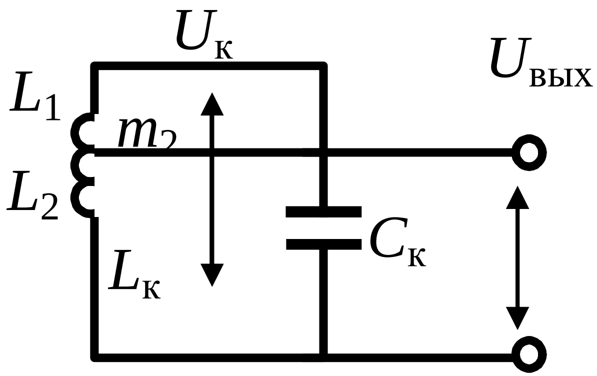
$$Z_0 \cong Z_A = R_A + jX_A$$

Модуль коэффициента передачи:

$$|K_1| \cong \frac{\omega M}{|Z_A|} = m_1$$

Определение К2

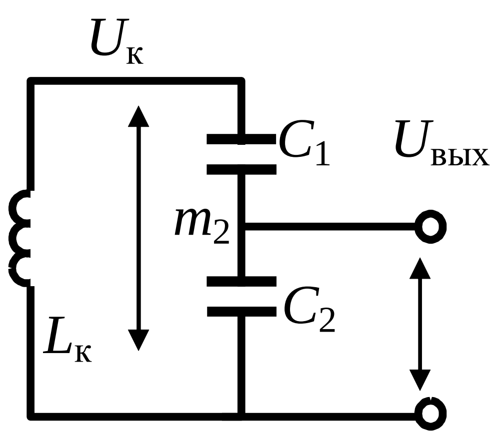
Автотрансформаторная связь с УК.



$$K_2 = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{к}} \quad \dot{U}_{вых} = \frac{\dot{U}_{к}\, j\omega L_2}{j\omega L_1 + j\omega L_2} = \frac{\dot{U}_{к} L_2}{L_1 + L_2}$$

$$K_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = m_2$$

Емкостная связь с УК



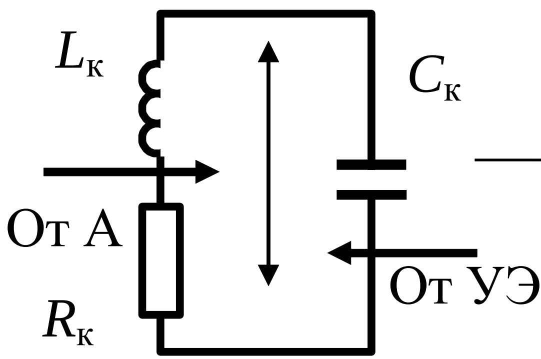
$$\dot{U}_{вых} = \frac{\dot{U}_{к} \dfrac{1}{j\omega C_2}}{\dfrac{1}{j\omega C_2} + \dfrac{1}{j\omega C_1}} = \frac{\dot{U}_{к} C_1}{C_1 + C_2}$$

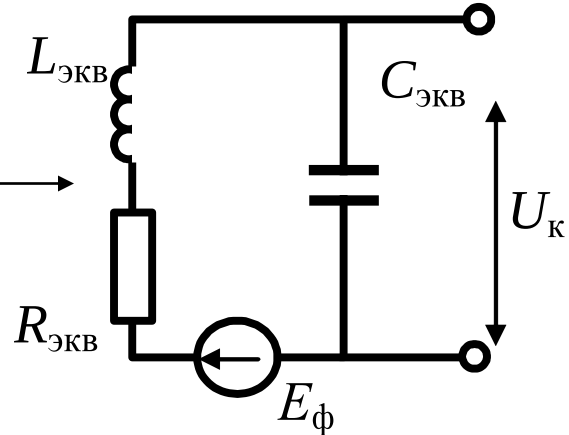
$$K_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = m_2$$

$К_2$ – величина вещественная

Формулы для $К_2$ – приближенные, т.к. не учтено $Z_н$.

Определение $K_к$





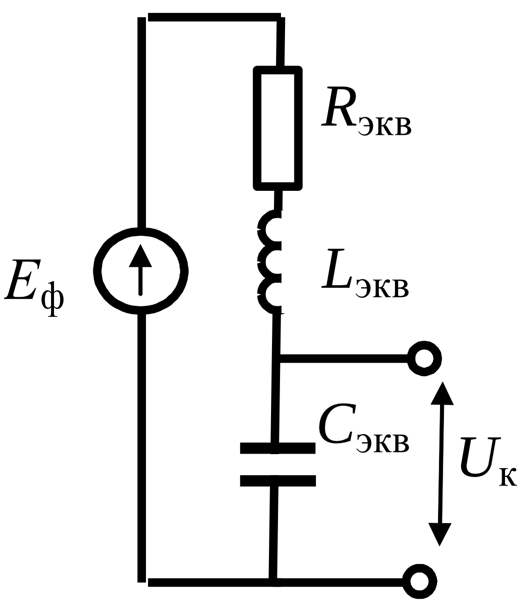
$$\frac{1}{R_{вн}} = \frac{K_1}{R_A} + \frac{K_2}{R_н}$$

$$C_{экв} = C_к + K_1 C_A + K_2 C_н$$

$$\frac{1}{L_{вн}} = \frac{K_1}{L_A} + \frac{K_2}{L_н}\;{}_{вн}$$

$$\dot{E}_ф = E_A \dot{K}_1$$

$$K_к = \frac{U_к}{E_ф}$$



$U_к$- определяется по свойствам делителя

$$\dot{U}_к = \frac{\dot{E}_ф}{\dot{Z}_{экв}} \frac{1}{j\omega C_{экв}}$$

$$K_к = \frac{1}{\dot{Z}_{экв}\, j\omega C_{экв}}$$

$$\dot{Z}_{экв} = R_{экв} + j\left(\omega L_{экв} - \frac{1}{\omega C_{экв}}\right)$$

Соотношения, описывающие свойства колебательных контуров:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_{экв}}{C_{экв}}} \qquad \omega_0 = \left(L_{экв} C_{экв}\right)^{-0.5} \qquad d_{экв} = \frac{R_{экв}}{\rho} \qquad y = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \qquad \alpha = \frac{y}{d_{экв}}$$

y – абсолютная расстройка контура

α – относительная расстройка контура

$$\dot{Z}_{экв} = R_{экв} + j\left(\omega L_{экв} - \frac{1}{\omega C_{экв}}\right)$$ можно преобразовать к виду:

$\omega_0^{\ 2}$

$$\dot{Z}_{экв} = R_{экв} + j\omega_0 L_{экв}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega\omega_0 L_{экв} C_{экв}}\right) = R_{экв} + j\rho\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)$$

$$\dot{Z}_{экв} = R_{экв}(1 + j\frac{\rho}{R_{экв}} y) = R_{экв}(1 + j\frac{y}{d_{экв}}) = R_{экв}(1 + j\alpha)$$

$$K_к = \frac{1}{\dot{Z}_{экв} j\omega C_{экв}}$$

$$\dot{K}_к = \frac{1}{R_{экв} j\omega C_{экв}(1 + j\alpha)} = \frac{\omega_0}{\omega}\frac{\rho}{R_{экв} j}\frac{1}{1 + j\alpha} = \frac{f_0}{f}\frac{1}{jd_{экв}}\frac{1}{1 + j\alpha}$$

$$\dot{K}_к = \frac{f_0}{f}\frac{1}{jd_{экв}}\frac{1}{1+j\alpha} \qquad \alpha d_{экв} = y$$

<u>При малых расстройках</u> $\frac{f_0}{f} \cong 1$ $\quad \dot{K}_к = \frac{1}{jd_{экв}}\frac{1}{1+j\alpha} \qquad \dot{K}_к = \frac{1}{jd_{экв} - y}$

<u>При резонансе</u> $f = f_0$ $\quad y=0$ и $a=0$ $\qquad \dot{K}_{к0} = \frac{1}{jd_{экв}}$

$$y = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) = \frac{(f - f_0)(f + f_0)}{f_0 f} \cong \frac{2\Delta f}{f_0} \qquad d_{экв} = \frac{П}{f_0} \qquad \alpha = \frac{2\Delta f_0}{П}$$

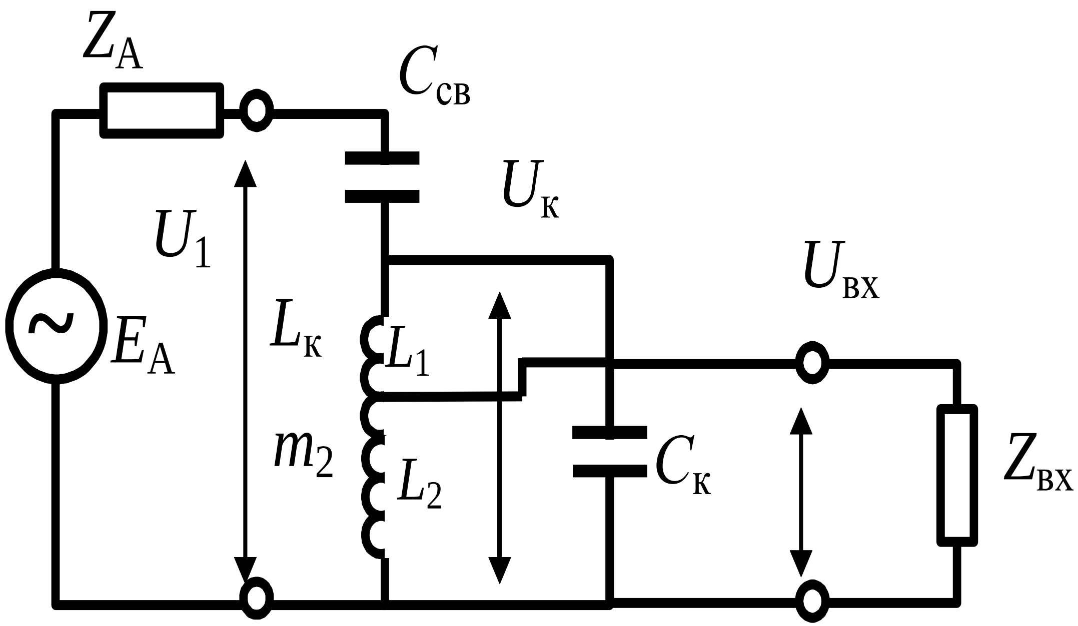
Модули коэффициентов передачи соответственно:

$$|K_к| = \frac{1}{d_{экв}\sqrt{1+a^2}} \qquad |K_к| = \frac{1}{\sqrt{y^2 + d_{экв}{}^2}} \qquad |K_{к0}| = \frac{1}{d_{экв}}$$

$$\gamma = \frac{|K_к|}{|K_{к0}|} = \frac{d_{экв}}{\sqrt{y^2 + d_{экв}{}^2}} = \frac{d_{экв}}{d_{экв}\sqrt{1 + \frac{y^2}{d_{экв}{}^2}}} \qquad \gamma = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}}$$

Коэффициент передачи входной цепи (схема 1)

$$K_{\text{ВЦ}} = K_1 K_к K_2$$



$$K_1 = \frac{C_{св}}{C_{св} + C_к} = m_1$$

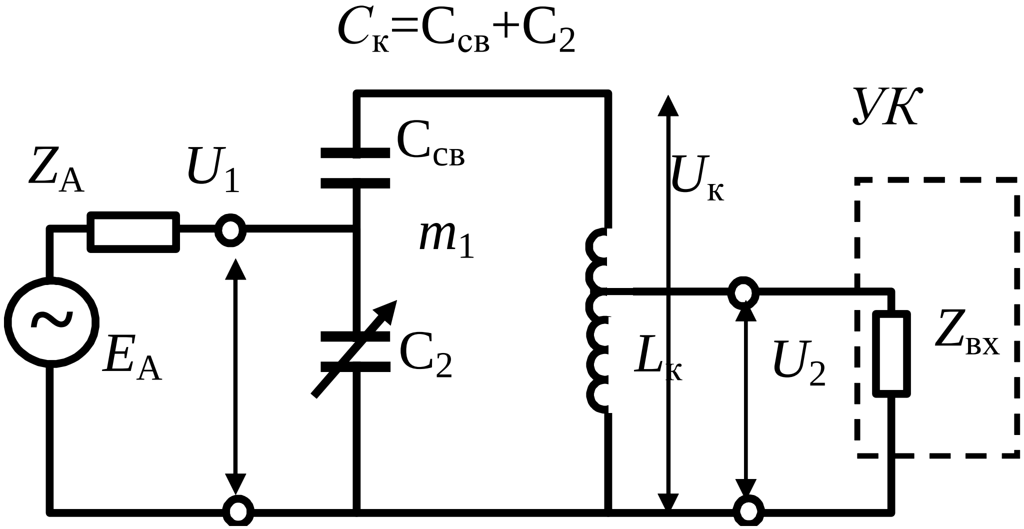
$$K_1 = C_{св} L_к \omega_0^{\ 2}$$

$$K_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = m_2$$

$$|K_к| = \frac{1}{d_{экв}\sqrt{1 + a^2}}$$

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{C_{св} L_к \omega_0^2 L_2}{d_{экв}(L_1 + L_2)\sqrt{a^2 + 1}} = \frac{m_1 m_2}{d_{экв}\sqrt{a^2 + 1}}$$

Коэффициент передачи входной цепи (схема 2)



$$K_{\text{ВЦ}} = K_1 K_к K_2$$

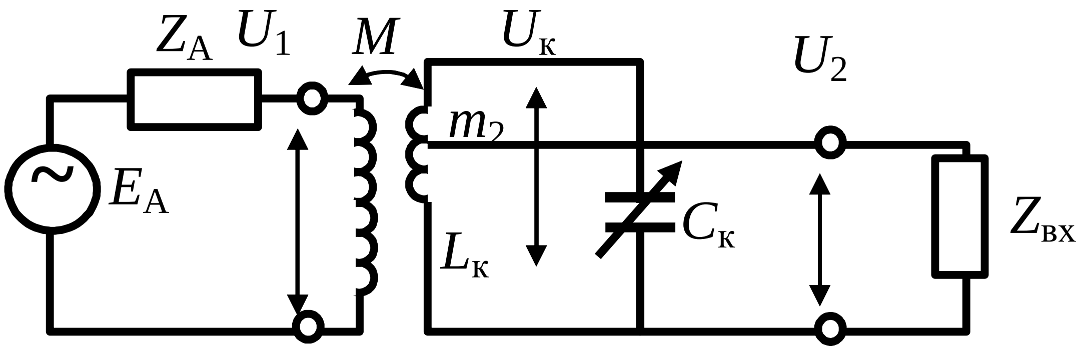
$$K_1 = \frac{C_{св}}{C_{св} + C_к} = m_1$$

$$\dot{K}_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = m_2$$

$$\left|K_к\right| = \frac{1}{d_{экв}\sqrt{1 + a^2}}$$

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{C_{св} L_2}{(C_{св} + C_к)(L_1 + L_2) d_{экв}\sqrt{a^2 + 1}} = \frac{m_1 m_2}{d_{экв}\sqrt{a^2 + 1}}$$

Коэффициент передачи входной цепи (схема 3)



$$K_{ВЦ} = K_1 K_к K_2$$

$$K_1 = \frac{\omega M}{Z_A} = m_1 \qquad |K_к| = \frac{1}{\sqrt{a^2+1}} \qquad \dot{K}_2 = \frac{L_2}{L_1+L_2} = m_2$$

$$K_{ВЦ} = \frac{\omega M L_2}{Z_A d_{экв}(L_1+L_2)\sqrt{a^2+1}} = \frac{m_1 m_2}{d_{экв}\sqrt{a^2+1}}$$

Если вместо одиночного контура используется многозвенный (или какой либо другой) фильтр, необходимо знать $K_ф$.

Избирательность входной цепи

$$K_{вх}(f) = K_1(f)K_k(f)K_2(f)$$

$$\gamma = \frac{K(f)}{K(f_0)} = \underbrace{\frac{K_1(f)}{K_1(f_0)}}_{=1.} \frac{K_k(f)}{K_k(f_0)} \underbrace{\frac{K_2(f)}{K_2(f_0)}}_{=1.}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{K}_2 &= m_2(f) \\ K_1 &= \frac{2\pi f M}{Z_0} \end{aligned}\right\}$$ для узкополосных цепей $f \approx f_0$

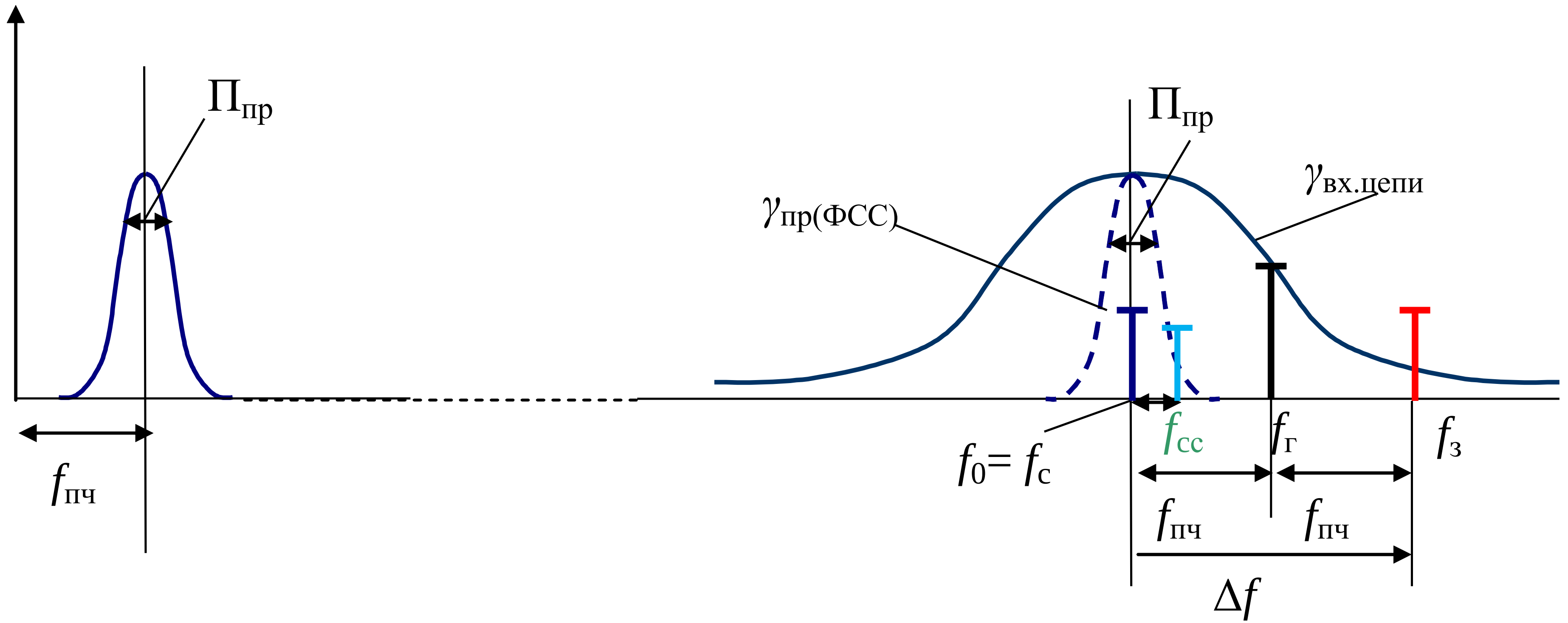
$$\gamma(f) = \frac{K_k(f)}{K_k(f_0)} = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}}$$ где $$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0\, d_{экв}}$$

<u>Избирательности ВЦ совпадает с избирательностью контура.</u>

Затухание или селективность: $$\sigma = \frac{1}{\gamma(f)} = \sqrt{1+\alpha^2}$$

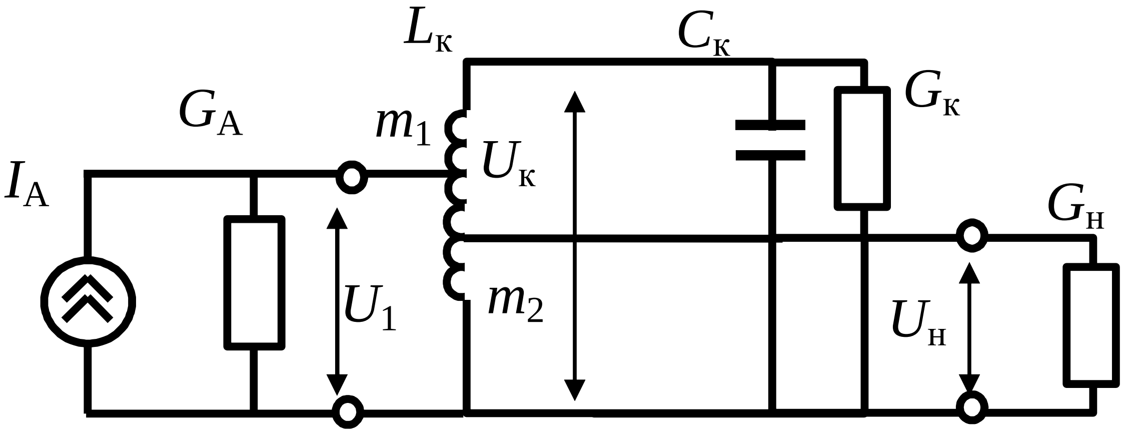
Затухание на частоте $f_{сс}$ супергетеродинного приемника входная цепь практически не вносит.

На частоте $f_з$ входная цепь вносит значительные затухания.



$П_{пр}$
$П_{пр}$
$\gamma_{вх.цепи}$
$\gamma_{пр(ФСС)}$
$f_{пч}$
$f_{сс}$
$f_г$
$f_з$
$f_0 = f_с$
$f_{пч}$
$f_{пч}$
Δf

Максимальный коэффициент передачи входной цепи

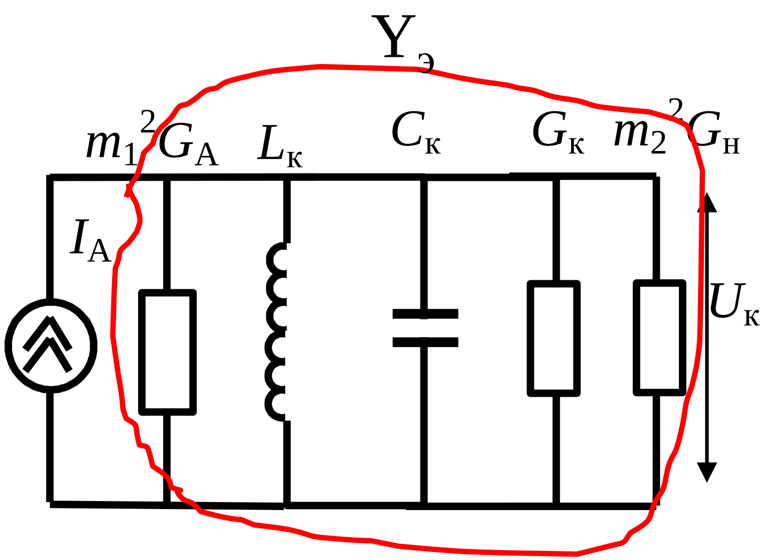


$$K = \frac{U_н}{E_A} = \frac{U_н}{I_A Z_A}$$

$$U_к = \frac{m_1 I_A}{Y_э}$$

$$Y_э = G_э + j\omega C_к + \frac{1}{j\omega L_к}$$

$$т.к.\ \omega_0^2 = \frac{1}{L_к C_к}$$



$$Y_э = G_э\left[1 + \frac{j\omega_0 C_к}{G_э}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] = \underbrace{G_э(1 + ja)}$$

$$U_н = m_2 U_к = \frac{m_1 m_2 I_A}{Y_э} = \frac{m_1 m_2 I_A R_э}{(1 + ja)}$$

$$K_{ВЦ} = \frac{U_н}{I_A Z_A} = \frac{m_1 m_2 R_э \cancel{I_A}}{(1+ja)\cancel{I_A} Z_A} = \frac{m_1 m_2 R_э}{(1+ja) Z_A}$$

Зависимость от Z_A объясняется тем, что $K_{ВЦ}$ определяется по отношению к E_A, а не к U_1

Модуль коэффициента передачи входной цепи:

$$|K_{ВЦ}| = \frac{m_1 m_2 R_э}{|Z_A|\sqrt{1+a^2}}$$

На резонансной частоте a=0,

$$R_э = \frac{1}{G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н}$$

$$K_0 = \frac{m_1 m_2}{|Z_A|(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)}$$

Где

$$|Z_A| = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}$$

Коэффициенты m_1 и m_2 двоякое влияние на $K_{\text{ВЦ}}$.

При уменьшении m_1 сигнал в контуре будет меньше, что уменьшает $K_{\text{ВЦ}}$.

При уменьшении m_2 сигнал будет слабо передавать УЭ, что уменьшает $K_{\text{ВЦ}}$

В тоже время уменьшение m_1 и m_2 ведет к меньшему шунтированию контура, что увеличивает $K_{\text{ВЦ}}$.

Следовательно должны быть оптимальные m_1 и m_2 , при которых $K_{\text{ВЦ мах}}$.

Обозначим $$\frac{d_э}{d_к} = \frac{Q_к}{Q_э} = \frac{R_к}{R_э} = \frac{G_э}{G_к} = D = \frac{G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н}{G_к}$$

Найдем m_1:

$$m_1 = \sqrt{\frac{\left[(D-1)G_к - m_2^2 G_н\right]}{G_A}}$$

$$а\ так\,как\ \ K_0 = \frac{m_1 m_2}{\left|Z_A\right|(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)}$$

и $DG_к = G_э$

$$K_{0ВЦ} = \frac{m_2}{|Z_{A0}| D G_к} \sqrt{\frac{\left[(D-1)G_к - m_2^2 G_н\right]}{G_A}}$$

Исследуем на максимум, возьмем производную dK/dm_2=0

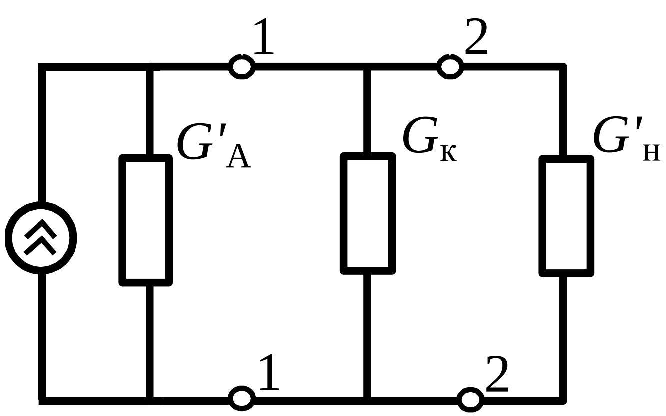
$$m_{2мах} = \sqrt{\frac{D-1}{2}\frac{G_к}{G_н}}$$

Подставим в определенное ранее для m1

$$m_1 = \sqrt{\frac{\left[(D-1)G_к - m_2^2 G_н\right]}{G_A}}$$

Получим: $$m_{1мах} = \sqrt{\frac{D-1}{2}\frac{G_к}{G_A}}$$

На резонансной частоте: $$G'_н = G_н m_{2мах}^2 = \frac{D-1}{2} G_к$$



$$G'_A = G_A m_{1мах}^2 = \frac{D-1}{2} G_к$$

Контур шунтируется одинаково со стороны нагрузки и со стороны антенны

$$\frac{m_{1мах}}{m_{2мах}} = \sqrt{\frac{G_н}{G_A}} \quad \frac{m_2^2}{m_1^2} = \frac{R_н}{R_A}$$

Если теперь в формулу

$$K_0 = \frac{m_1 m_2}{|Z_A|(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)}$$

$$m_{2\,max} = \sqrt{\frac{D-1}{2}\frac{G_к}{G_н}} \qquad m_{1\,max} = \sqrt{\frac{D-1}{2}\frac{G_к}{G_A}}$$

$$K_{0\,ВЦ\,max} = \frac{1}{2\sqrt{|Z_A| G_н}}\left(1 - \frac{1}{D}\right),$$

Выводы:

1. Коэффициент передачи максимален при одинаковом шунтирование контура со стороны нагрузки и со стороны антенны, т.е. $G'_А=G'_н$. Это обеспечивают коэффициенты включения в контур:

$$\frac{m_2^2}{m_1^2}=\frac{R_н}{R_A}$$

2. При этом коэффициент передачи равен:

$$K_{0ВЦmax}=\frac{1}{2\sqrt{|Z_A|G_н}}\left(1-\frac{1}{D}\right),$$

где

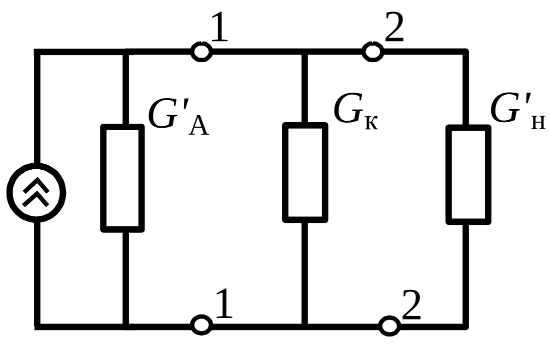
$$D=\frac{d_э}{d_к}=\frac{Q_к}{Q_э}=\frac{R_к}{R_э}=\frac{G_э}{G_к}$$

3. Если контур без потерь $G_к=0$ и $D\to\infty$

$$K_{0ВЦmax}=\frac{1}{2\sqrt{|Z_A|G_н}}$$

Согласованный режим

Настроенную антенну согласовывают со входом приемника (1-1).



$$G'_А = G_к + G'_н \qquad m_1^2 G_A = G_к + m_2^2 G_н$$

Подставим в ранее полученное K_0 с учетом $\left|Z_A\right| = R_A$

$$K_{0согл} = \frac{m_1 m_2}{R_A(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)} \qquad K_{0соглас} = \frac{m_2}{2\cancel{R_A} m_1 \cancel{G_A}} = \frac{m_2}{2m_1}$$

Коэффициент m_2 найдем из условия получения заданного результирующего затухания контура.

$$d_э = \rho G_э = \rho(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)$$

В режиме согласования: $G'_А = G_к + G'_н$ $\quad m_1^2 G_A = G_к + m_2^2 G_н$

$$d_э = 2\rho(G_к + m_2^2 G_н) = 2d_к + 2m_2^2 \rho G_н$$

Из последнего выражения для $d_э$ найдем:

$$m_{2согласс} = \sqrt{\frac{d_э - 2d_к}{2\rho G_н}} = \sqrt{\frac{\frac{d_э}{d_к} - 2}{\frac{2\rho G_н}{d_к}}}$$

С учетом: $D = \dfrac{d_э}{d_к}$ и $R_к = \dfrac{\rho}{d_к}$

Из условия согласования

$$\boxed{m_{2согласс} = \sqrt{\frac{D-2}{2}\frac{G_к}{G_н}}}$$

$$m_1 = \sqrt{\frac{G_к + m_2^2 G_н}{G_A}}$$

$$\boxed{m_{1согласс} = \sqrt{\frac{D}{2}\frac{G_к}{G_A}}}$$

Определим коэффициент передачи входной цепи в режиме согласовании.

$$K_{0согласс} = \frac{m_2}{2m_{1c}}$$

$$\boxed{K_{0согласс} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{D-2}{D}\frac{1}{R_A G_н}}}$$

Где

$$D = \frac{d_э}{d_к} = \frac{Q_к}{Q_э} = \frac{R_к}{R_э} = \frac{G_э}{G_к}$$

Полученные соотношения показывают, что контур желательно иметь с возможно меньшим затуханием, т.е. должно быть D>>2 что соответствует максимальному коэффициенту передачи ВЦ.

$$\boxed{K_{0согласс} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_A G_н}}}$$

Рассмотрим два случая:

1) В качестве первого УК используется <u>усилитель на БТр</u>.

За счет большого $G_{вх}=G_{н} >> G_{к}$ и $G_{экв} >> G_{к}$ и $D = G_{экв}/G_{к} >> 2$:

$$D = \frac{d_э}{d_к} = \frac{Q_к}{Q_э} = \frac{R_к}{R_э} = \frac{G_э}{G_к}$$

$$\boxed{K_{0согласс} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{D-\cancel{2}}{D}\frac{1}{R_A G_н}}}$$

$$K_{0согласс} = \frac{1}{2\sqrt{R_A G_н}}$$

$$\boxed{K_{0согласс} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_{н}}{R_{А}}}}$$

2) В качестве первого УК используется усилитель на ПТ.

В этом случае $d_{экв} << d_к$ (за счет малого $G_{вх} = G_н << G_к$.)

Затухание контура $d_к$ определяются только собственными потерями и не зависят от нагрузки и можно использовать полное включение в контур $m_2=1$.

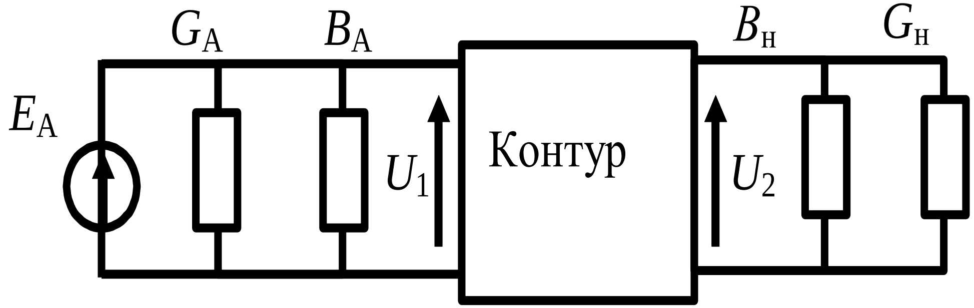
$$m_1 = \sqrt{\frac{G_к + m_2^2 G_н}{G_A}}$$

$$K_{0согласх} = \frac{m_2}{2m_{1согласх}} = \frac{m_2}{2\sqrt{R_A(G_к + \cancel{m_2^2 G_н})}}$$

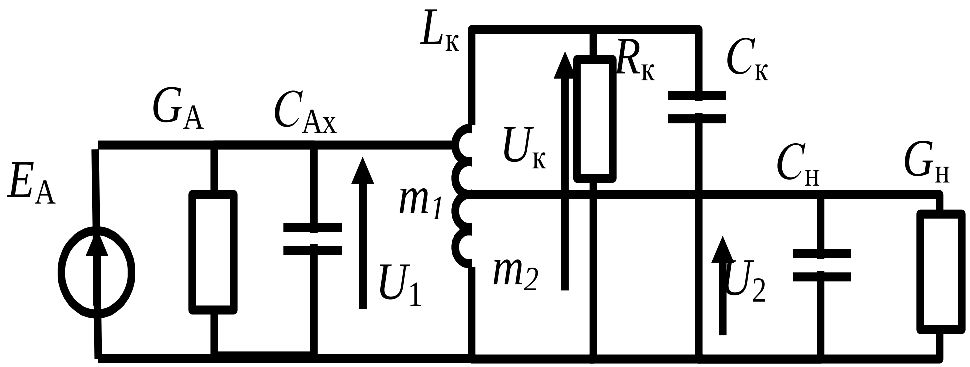
$$K_{0согласх} = \frac{1}{2\sqrt{R_A G_к}}$$

$$\boxed{K_{0согласх} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_к}{R_A}}}$$

При высокой требовательности к избирательности стараются уменьшать связь, вводя рассогласование

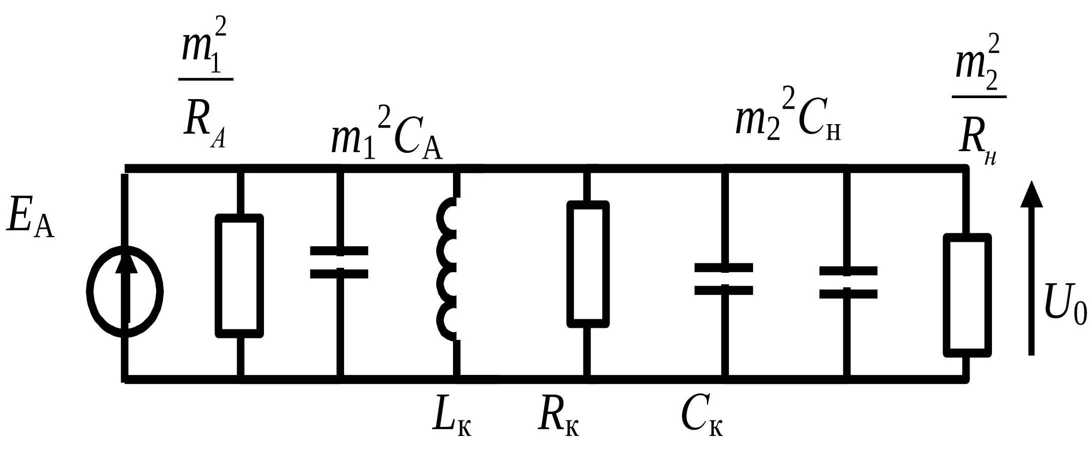


Основные соотношения для решения задач на согласование через контур



$$\frac{1}{R_{кэ}}=\frac{m_1^2}{R_A}+\frac{1}{R_к}+\frac{m_2^2}{R_н}.$$

$$C_{кэ}=C_A m_1^2+C_к+C_н m_2^2.$$



При выполнении расчетов ВЦ необходимо знать соотношения описывающие колебательный контур

Если задана частота f_0, добротность контура $Q_{кэ}$ или $Q_к$то зная $C_к(C_{кэ})$ можно определить:

$$R_{кэ} = \frac{Q_{кэ}}{2\pi f_0 C_{кэ}}. \qquad R_к = \frac{Q_к}{2\pi f_0 C_{кэ}}. \qquad (2)$$

Если задана полоса, то справедливо:

$$R_{кэ} = \frac{1}{2\pi \Pi_{кэ} C_{кэ}}. \quad (3) \qquad R_к = \frac{1}{2\pi \Pi_к C_{кэ}}. \quad (4)$$

Коэффициент передачи данной схемы зависит от частоты и определяется как:

$$\dot{K}_{ВЦ} = \frac{m_1 m_2 R_э}{(1 + j\alpha) Z_A}$$

Модуль коэффициента передачи входной цепи:

$$\left|K_{ВЦ}\right| = \frac{m_1 m_2 R_{кэ}}{\left|Z_A\right|\sqrt{1+\alpha^2}}$$

На резонансной частоте α=0 $К_{0ВЦ}$ максимален,

$$\left|K_{ВЦ}\right| = K_{0мак} = \frac{m_1 m_2 R_{кэ}}{\left|Z_A\right|}$$

$$R_{кэ} = \frac{1}{G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н} \qquad \left|Z_A\right| = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}$$

Режим максимального коэффициента передачи

Максимальный коэффициент передачи $К_{0мах}$ возможен при:

$$\frac{m_{1мах}}{m_{2мах}} = \sqrt{\frac{G_A}{G_н}} \qquad \frac{m_2^2}{m_1^2} = \frac{R_н}{R_A} \qquad \frac{m_2^2}{R_н} = \frac{m_1^2}{R_A}$$

При этом, для получения максимальной передачи полагают m_1=1 и рассчитывают m_2 зная $R_А$ и $R_н$

Для расчета коэффициента передачи должны быть известны параметры контура $Q_{кэ}(Q_к)$, f_0, $C_{кэ}$ $(C_к)$.

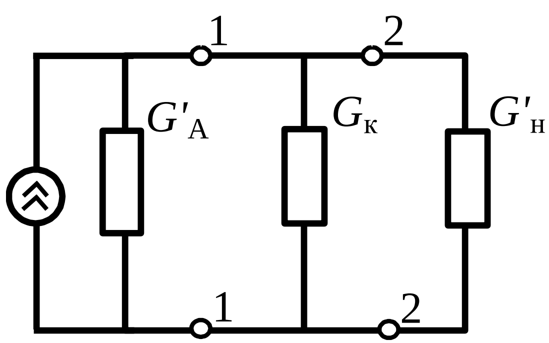
Согласованный режим.

Согласование по шуму.

Необходимо знать оптимальное сопротивление УК при котором обеспечивающее минимум шумов и согласовать генератор сигналов (антенну) с этим сопротивлением

Согласование по мощности.

Необходимо знать входное сопротивление УК



Выход антенны 1-1 через контур согласуем с приемником

Для получения согласованного режима необходимо знать $Q_{кэ}$ и $Q_к$ ($R_к$)

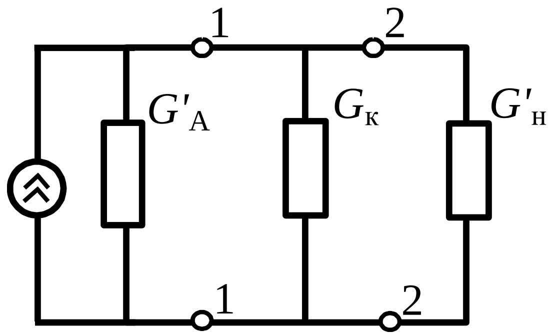
Дано: : $R_А$, $R_н$, $Q_{кэ}$ ($R_{кэ}$), $Q_к$ ($R_к$) $C_{кэ}$, f_0, Сначала определяем

$$R_{кэ} = \frac{Q_{кэ}}{2\pi f_0 C_{эк}}. \qquad R_{к} = \frac{Q_{к}}{2\pi f_0 C_{эк}}. \qquad D = \frac{d_э}{d_к} = \frac{G_э}{G_к}$$

Потом по полученным соотношениям

$$m_{2согласс} = \sqrt{\frac{D-2}{2}\frac{G_к}{G_н}} \qquad m_{1согласс} = \sqrt{\frac{D}{2}\frac{G_к}{G_A}}$$

$$K_{0согласс} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{D-2}{D}\frac{1}{R_A G_н}} \qquad П_{кэ} = \frac{1}{2\pi R_{кэ} C_{эк}}.$$



Согласовать через контур антенну с первым каскадом приемника, определить коэффициенты включения антенны и УК в контур и коэффициент передачи входной цепи

Дано: $R_А$, $R_н$, $Q_{кэ}$, $C_{кэ}$, ($R_{кэ}$)f_0, $R_к$

Решение.

Условие согласования $m_1^2 G_A = G_к + m_2^2 G_н$

$$K_{0согл} = \frac{m_1 m_2}{R_A(G_к + m_1^2 G_A + m_2^2 G_н)} \qquad K_{0соглас} = \frac{m_2}{2R_A m_1 G_A} = \frac{m_2}{2m_1}$$

$$R_{кэ} = \frac{Q_{кэ}}{2\pi f_0 C_{кэ}}.$$

Условие согласования $\dfrac{m_1^2}{R_A} = \dfrac{1}{R_к} + \dfrac{m_2^2}{R_н}.$ $\qquad \dfrac{1}{R_{кэ}} = \dfrac{m_1^2}{R_A} + \dfrac{1}{R_к} + \dfrac{m_2^2}{R_н}.$

$$\frac{1}{R_{кэ}} = \frac{1}{R_{к}} + \frac{m_2^2}{R_{н}} + \frac{1}{R_{к}} + \frac{m_2^2}{R_{н}}.$$

$$\frac{1}{R_{кэ}} = 2\left(\frac{1}{R_{к}} + \frac{m_2^2}{R_{н}}\right).$$

$$m_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{кэ}} - \frac{2}{R_{к}}\right)\frac{R_{н}}{2}}.$$

$$m_1 = \sqrt{\left(\frac{m_2^2}{R_{н}} + \frac{1}{R_{к}}\right)R_{A}}.$$

$$K_{0\,согласc} = \frac{m_2}{2m_1}$$

$$\Pi_{кэ} = \frac{1}{2\pi R_{кэ} C_{эк}}.$$