

Методические указания к лабораторной работе  
**«ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО И ПОЛОСОВОГО УСИЛИТЕЛЕЙ»**  
 Для студентов РФФ, ФМФ.

### ВВЕДЕНИЕ

Для усиления узкополосных радиосигналов применяются резонансные и полосовые усилители. Идеальный резонансный усилитель усиливает только одну спектральную составляющую, идеальный полосовой — равномерно усиливает полосу частот и имеет нулевое усиление вне этой полосы.

На практике частотные свойства избирательных усилителей, состоящих из идеального активного элемента и нагрузки, определяются, в основном, свойствами нагрузки. Нагрузками служат одиночный колебательный контур или система связанных контуров. В резонансных усилителях используют одиночные контуры, а в полосовых — системы связанных контуров. Поступают так потому, что крутизна спадов амплитудно-частотной характеристики у связанных контуров существенно больше, чем у одиночного контура с полосой пропускания той же ширины. Соответственно выше оказывается и избирательность системы связанных контуров.

Во входных каскодах усилителей высокой частоты применяют каскадные схемы.

Каскодом называют схему, содержащую два каскада, у которой выход первого и вход второго каскадов соединены непосредственно. С помощью таких схем можно существенно, по сравнению с обычными схемами, уменьшить внутреннюю обратную связь, снизить за счёт этого опасность самовозбуждения схемы и получить относительно большой коэффициент усиления.

В лабораторной работе исследуется одна из схем подобных усилителей.

Целью работы являются:

- закрепление знаний, полученных в лекциях по курсу в части, посвящённой частотно-избирательным усилителям;
- приобретение навыков измерений в радиотехнических схемах.

### Описание лабораторного макета

Принципиальная схема макета приведена на рис. 1.

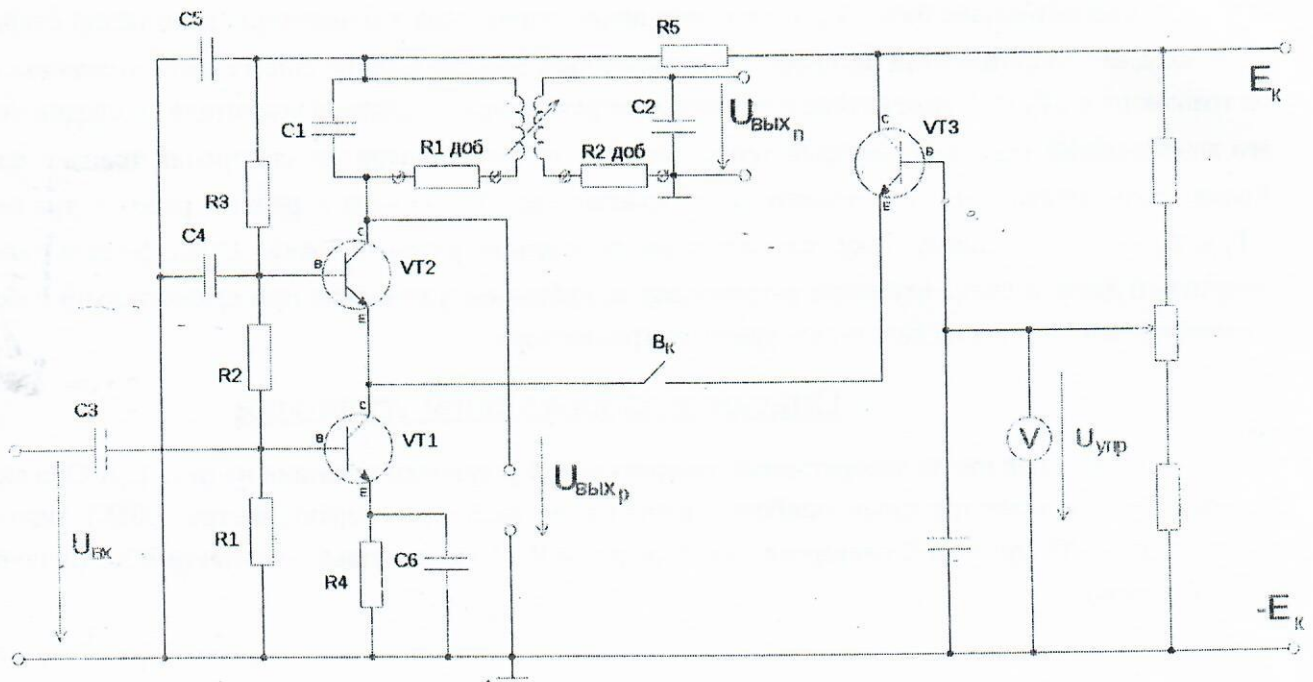


Рис. 1: Принципиальная схема лабораторного макета

Макет представляет собою активный линейный четырёхполосник на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ , систему индуктивно связанных колебательных контуров  $(L_1, C_1, L_2, C_2)$  в качестве частотно-зависимой нагрузки и цепь регулировки усиления, собранную на транзисторе  $T_3$ .

Линейный активный четырёхполосник выполнен в виде каскодной схемы, работающей в режиме малого сигнала. Первый каскод собран на транзисторе  $T_1$  по схеме с общим эмиттером, второй — на транзисторе  $T_2$  по схеме с общей базой, заземлённой по переменному току через конденсатор  $C_4$ . По постоянному току  $T_1$  и  $T_2$  включены последовательно. Когда выключатель «ВК» находится в разомкнутом состоянии, режим транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  по постоянному току определяется напряжением питания  $E_k$  и величинами сопротивлений  $R_1, R_2, R_3, R_4$ . Цепочка  $R_5 C_5$  - развязывающий фильтр в цепи питания.

Частотные свойства усилителя в общем случае зависят от свойств транзисторов и других элементов схемы.

В исследуемой схеме используется высокочастотные кремниевые p-p-n транзисторы КТ315, имеющие граничную частоту  $f_{cp} = 250 \text{ МГц}$ . В используемом нами диапазоне частот от сотен килогерц до единиц мегагерц параметры этих транзисторов практически не зависят от частоты. Если сопротивление нагрузки второго каскада (на  $T_2$ ) по абсолютной величине существенно меньше его выходного сопротивления, то входное сопротивление этого каскада мало зависит от частоты. Это сопротивление служит нагрузкой первому каскаду, собранному на транзисторе  $T_1$ . Учитывая изложенное выше, можно считать, что частотные свойства усилителя определяются только свойствами колебательной системы в коллекторной цепи транзистора  $T_2$ .

Регулировка усиления осуществляется при подключении транзистора  $T_3$  выключателем «ВК».

Если потенциал базы транзистора  $T_3$  ниже потенциала эмиттера, то транзистор  $T_3$  заперт и не влияет на работу усилителя. Точнее, в цепи эмиттера  $T_3$  течёт ток запертого перехода эмиттер-база, но этот ток невелик и им можно пренебречь.

Когда потенциал базы  $T_3$  становится выше потенциала его эмиттера, транзистор открывается и его входное сопротивление оказывается включённым параллельно входному сопротивлению каскада на транзисторе  $T_2$ . В этом случае изменяется нагрузка первого каскада усилителя, а, следовательно, и его коэффициент усиления, который теперь зависит от потенциалов на электродах транзистора  $T_3$ . Кроме того, появление эмиттерного тока транзистора  $T_3$  изменяет режим работы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  по постоянному току, т.е. изменяет положение рабочей точки. Оба эффекта позволяют получить в данной схеме глубокую регулировку коэффициента усиления при сравнительно небольшом изменении напряжения на базе регулирующего транзистора.

### Описание лабораторной установки

Структурная схема лабораторной измерительной установки показана на рис. 1, а. Она включает в себя макет и измерительные приборы: измеритель частотных характеристик (АЧХ) типа Х1-48, частотомер ЧЗ-33, цифровой универсальный вольтметр В7-16 и ламповый вольтметр ВЗ-3 (используется как усилитель).



Рис. 1, а

Упрощённая структурная схема измерителя частотных характеристик X1-48 на рис.1,б.



Рис. 1, б

Прибор X1-48 представляет собой генератор синусоидальных колебаний, частота которых может периодически изменяться в заданном диапазоне. Изменение диапазона осуществляется ручками «частота» и «полоса». Выходной сигнал генератора прибора X1-48 подаётся на вход исследуемого устройства. Уровень сигнала поддерживается автоматически на уровне 1 мВ (при положении ручки « $\Delta$  dB» 0). Напряжение с выхода исследуемого устройства детектируется при помощи детекторной головки и подаётся на вход усилителя вертикального отклонения луча электронной трубки, встроенной в прибор X1-48. Горизонтальная развёртка луча осуществляется синхронно с изменением частоты генератора и может быть прокалибрована в единицах частоты. В результате на экране наблюдается АЧХ исследуемого устройства.

## Программа лабораторной работы

**Внимание!** Для обеспечения работы активного четырехполюсника в режиме малого сигнала амплитуда напряжения на коллекторе транзистора  $T_2$  не должна превышать (1-1,5)В.

1. Включите макет и приборы и дайте им прогреться 10-15 минут. Исходные положения ручек измерительных приборов:

X1-48 -  $\Delta dB = 0$ , период - 0,08, тумблер - «стоп» отключен

B3-3 - пределы 10mV

ЧЗ-33- время измерения 10ms, режим «внешний пуск» отключен

Не упоминающиеся в данном описании ручки установлены в необходимое положение, вращение их не рекомендуется.

2. Исследование АЧХ резонансного усилителя

Отключите регулирующий каскад («ВК» разомкнут). Установите в первом контуре переемычку. Второй контур должен быть разомкнут, связь между контурами - минимальная. Подключите пробник вольтметра ВЗ-3 к выходу резонансного усилителя (коллектор  $T_2$ ) и ручками « $\Delta Y$ » и «полоса» на приборе X1-48 получите изображение АЧХ. Зарисуйте ее.

Определите коэффициент усиления на резонансной частоте и полосу пропускания по уровню 0,707 (3 dB). Для этого ручкой  $\Delta dB$  уменьшите сигнал на 3 dB. Визир (горизонтальная линия на экране) установите на вершину изображения АЧХ. Снова вернитесь на 0 dB. Перейдите в ручной режим (///). Передвигая ручкой «период» ярките точки на экране, совместите их и определите верхнюю и нижнюю частоты пропускания по частотомеру. В последующих пунктах полоса пропускания определяется аналогично.

Установите точку на резонансную частоту. Измерьте ее по частотомеру.

Измерьте входное и выходное напряжение по вольтметрам. Обратите внимание, что вольтметр ВЗ-3 имеет делитель 1:100. Вычислите коэффициент усиления.

Повторите измерения для значений сопротивления 4,7 и 10 Ом.

3. Исследование регулировки коэффициента усиления.

Включите регулирующий каскад («ВК» замкнут) и  $R_{доб} = 0$ . Установите точку на

резонансную частоту. Снимите зависимость выходного напряжения от напряжения на базе регулирующего транзистора, т.е.  $U_{выхр}(U_{упр})$ . При помощи градуировки детектора постройте зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения

По окончании данного пункта отключите регулирующий каскад.

#### 4. Исследование полосового усилителя.

Поставьте закоротки в оба контура. Пробник подключите к выходу второго контура. Установите метку на резонансную частоту, определённую в предыдущих пунктах. Снимите зависимость выходного напряжения от величины коэффициента связи между контурами.

Постройте график зависимости коэффициента усиления от коэффициента связи между контурами, используя градуировку детектора и вариометра.

#### 5. Исследование АЧХ полосового усилителя.

Наблюдая АЧХ на экране прибора Х1-48, установите последовательно значения коэффициента связи  $K < K_{кр}$ ;  $K = K_{кр}$ ;  $K = K_{опт}$ . Значение  $K_{опт}$  соответствует самой широкой полосе пропускания, когда провал АЧХ достигает 0.707 от максимума.

Определите полосу пропускания в каждом случае. Запишите значения  $K < K_{кр}$ ,  $K_{кр}$  и  $K_{опт}$ , полученные экспериментально. Запишите соответствующие им АЧХ. Включите в оба контура добавочные сопротивления 10 или 4,7 Ом. По заданию преподавателя повторите измерения при новых значениях добавочных сопротивлений.

### СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

- Принципиальная схема макета и структурная схема лабораторной установки, поясняющая принцип измерений.
- Графики АЧХ резонансного усилителя и зависимость коэффициента усиления от величины управляющего напряжения.
- Расчёт коэффициента усиления резонансного контура.
- Графики зависимости коэффициента усиления полосового усилителя на резонансной частоте от коэффициента связи между контурами.
- Графики АЧХ полосового усилителя при различных значениях добавочного сопротивления.
- Расчёт  $K_{кр}$ ,  $K_{опт}$  и полос пропускания для этих значений коэффициента связи.
- Сравните экспериментальные результаты с расчётами, выводы.

#### Расчёт коэффициента усиления резонансного усилителя

Известно, что коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  четырёхполюсника, нагруженного на проводимость  $Y_L$ , в стандартных Y-параметрах выражается формулой:

$$K_u = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_L}$$

Для каскадной схемы общий эмиттер — общая база, как можно показать, Y — параметры очень просто выражаются через Y — параметры трансформаторов в схеме включения с общим эмиттером ( $Y_e$ ) и с общей базой ( $Y_b$ ):

$$Y_{21 \text{ каск}} \approx Y_{21e}; \quad Y_{22 \text{ каск}} \approx Y_{22b}$$

Вследствие этого, а также с учётом обычно выполняющегося равенства  $|Y_L| \gg |Y_{22b}|$  усиление каскадного усилителя приближённо равно:

$$K_u \approx -\frac{Y_{21e}}{Y_L}$$

Как уже отмечалось, в макете применены транзисторы с высокой граничной частотой, так что на рабочих частотах  $Y_{21e}$  можно считать вещественными и рассчитать по формуле:

$$Y_{21e} \equiv y_{21e} \approx \frac{1}{r_e} = \frac{qI_{e=}}{kT}$$

Здесь  $r_e$  — дифференциальное сопротивление эмиттера,

$\frac{kT}{q}$  — температурный потенциал (26 мВ при комнатной температуре),

$I_{e=}$  — постоянный ток эмиттера транзистора.

На резонансной частоте  $\omega = \omega_{рез}$  контур, стоящий в нагрузочной цепи усилителя, имеет проводимость  $Y_L(\omega_{рез}) = \frac{1}{R_{эkv}}$ , где  $R_{эkv}$  — эквивалентное сопротивление параллельного контура.

Так как  $R_{эkv} = Q \cdot \frac{1}{\omega_{рез} \cdot C_k}$ , то окончательно получается:

$$|K_u(\omega_{рез})| = \frac{Q}{\omega_{рез} \cdot C_k} \cdot \frac{q \cdot I_{e=}}{kT}$$

Значение постоянного тока эмиттера (при запертом  $T_3$ , т. е. максимальном усилении) указано на макете. Добротность контура для каждого значения добавочного сопротивления может быть определена по резонансным кривым контура.

#### Сведения из теории индуктивно связанных контуров [1,2]

Зависимость амплитуды тока во втором контуре от частоты вынуждающей силы. Рассмотрим систему связанных контуров (рис. 2).

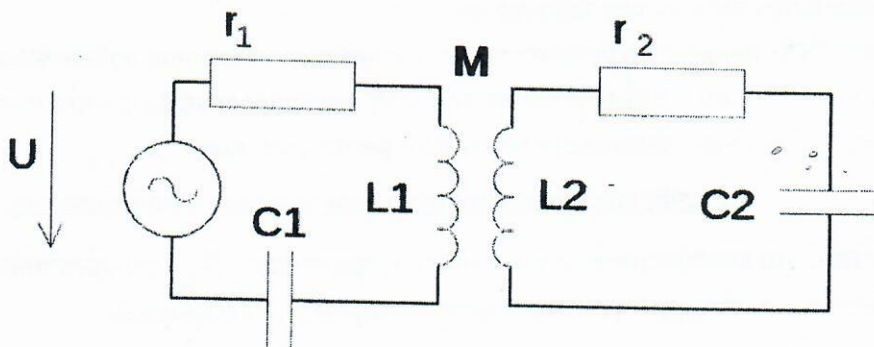


Рис. 2: Эквивалентная схема системы двух индуктивно связанных колебательных контуров

Сделаем следующие упрощающие предположения:

- Контуров одинаковые;
- Добротность контуров высокая,  $Q \gg 1$ ;

На основании первого предположения положим:  $L=L_1=L_2$ ,  $C=C_1=C_2$ ,  $r=r_1=r_2$ ,  $Q=Q_1=Q_2$ ,  $\omega_0=\omega_{01}=\omega_{02}$ .

Второе предположение означает, что явления резонанса лежат в области частот малой по сравнению с резонансной частотой контура. Поэтому считать сопротивление связи практически

неизменным и равным:

$$X_{св} = \omega M \approx \omega_0 M .$$

Кроме того, обобщённую расстройку  $\xi$  можно записать в следующем виде:

$$\xi = Q \cdot \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \cdot \omega_0} \approx 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx Q \cdot \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) , \text{ где } \Delta\omega = \omega - \omega_0 .$$

Введём параметр связи:

$$p = \frac{X_{св}}{r} \approx \frac{\omega_0 M}{r} = \frac{\omega_0 L}{r} \cdot \frac{M}{L} = QK = \frac{K}{d} , \text{ где } K \text{ — коэффициент связи.}$$

При введённых выше предположениях модуль тока во втором контуре выразится формулой:

$$I_2 = \frac{U}{r} \cdot \frac{p}{\sqrt{(1 - \xi^2 + p^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (1)$$

Здесь  $U$  — амплитуда источника напряжения в первом контуре.

На частоте резонанса  $\omega_0$ , т. е. при  $\xi = 0$ :

$$I_2 = I_{20} = \frac{U}{r} \cdot \frac{p}{1 + p^2} \quad (2)$$

#### Экстремальные значения токов во втором контуре

Исследуя выражение (1) на экстремум по  $\xi$ , найдём три значения расстройки:

$$\xi_0 = 0, \quad \xi_{1,2} = \pm \sqrt{p^2 - 1} \quad (3)$$

При  $p \leq 1$  имеется один экстремум — максимум при  $\xi = \xi_0 = 0$ . Значение тока в этом максимуме определяется формулой (2) и достигает при  $p=1$  максимального возможного значения (максимум максиморум), равного:

$$I_{2mm} = \frac{U}{2r} \quad (4)$$

При  $p > 1$  имеется три экстремума: минимум при  $\xi = \xi_0 = 0$  и два максимума  $\xi = \xi_{1,2}$ .

Значение тока в минимуме по-прежнему определяется по формуле (2).

Подставляя значение  $\xi_{1,2}$  в формулу (1), находим, что токи в максимумах равны между собой и равны максимальному току  $I_{2mm}$ .

Коэффициент связи, соответствующий  $p=1$ , носит название критического коэффициента связи для второго контура.

$$K = K_{кр} = d \quad (5)$$

#### Частоты связи

Частоты, на которых достигаются максимумы тока, называются частотами связи. При  $p > 1$  имеем две частоты связи:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \sqrt{K^2 - d^2}}} \quad \text{и} \quad \omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \sqrt{K^2 - d^2}}} \quad (6)$$

Для больших  $p$  можно воспользоваться приближёнными выражениями:

$$\omega_1 \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + K}} \quad \text{и} \quad \omega_2 \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - K}} \quad (7)$$

### Полоса пропускания системы связанных контуров

Определим полосу пропускания системы, считая, как и в одиночном контуре, граничными те частоты, на которых амплитуда тока падает до уровня  $0.707 I_{2\max}$ .

Рассмотрим три случая.

а. Связь меньше критической ( $p < 1$ )

Полагая на границах полосы пропускания ( $\xi = \xi_{zp}$ ) .

$$\frac{I_2}{I_{20}} \Big|_{\xi = \xi_{zp}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1+p^2}{\sqrt{(1-\xi_{zp}^2+p^2)^2+4\xi_{zp}^2}} \quad (8)$$

Имеем:

$$\xi_{zp} = \pm \sqrt{p^2 - 1 + \sqrt{2 \cdot (p^4 + 1)}} \quad (9)$$

Для малых  $p$  получим приближённое равенство:

$$\xi_{zp} \Big|_{p \rightarrow 0} = \pm \sqrt{\sqrt{2} - 1} = \pm 0.64 \quad (10)$$

или

$$\xi d = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} d = S \Big|_{p \rightarrow 0} = 0.64 \cdot d \quad (11)$$

При очень малой связи полоса пропускания системы связанных контуров оказывается меньше, чем у одиночного контура. Напомним, что для одиночного контура относительная полоса пропускания численно равна затуханию.

б. Критическая связь ( $p=1$ )

Подставляя  $p=1$  в (9), имеем:

$$S_{kp} = \sqrt{2} \cdot d \quad (12)$$

При критической связи полоса пропускания системы связанных контуров в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем у одиночного контура.

в. Связь больше критической ( $p > 1$ )

Здесь ток в максимуме равен  $I_{2\max}$ , поэтому для определения границ полосы пропускания положим:

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} \Big|_{\xi = \xi_{zp}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2p}{\sqrt{(1-\xi_{zp}^2+p^2)^2+4\xi_{zp}^2}} \quad (13)$$

Из (13) получим:

$$\xi_{zp} = \pm \sqrt{p^2 + 2p - 1} \quad (14)$$

Самая широкая полоса получится, когда минимум кривой на частоте  $\omega_0$  достигнет уровня  $0.707 I_{2\min}$ . Используя выражение (2), получим для этого случая значение  $p=2.41$ .

Подставляя  $p=2.41$  в (14), определим полосу пропускания, которая оказывается равной:

$$S = 3.1 \cdot d$$

При  $p=2.41$  система связанных контуров имеет самую широкую полосу пропускания, которая в 3.1 раза превосходит полосу одиночного контура.

Если ещё увеличить  $p$ , то минимум на частоте  $\omega_0$  опустится ниже уровня  $0.707 I_{2\min}$  и система контуров будет иметь две полосы пропускания.

На рис. 3 приведены кривые амплитуды тока второго контура в зависимости от расстройки при различных значениях параметра связи.



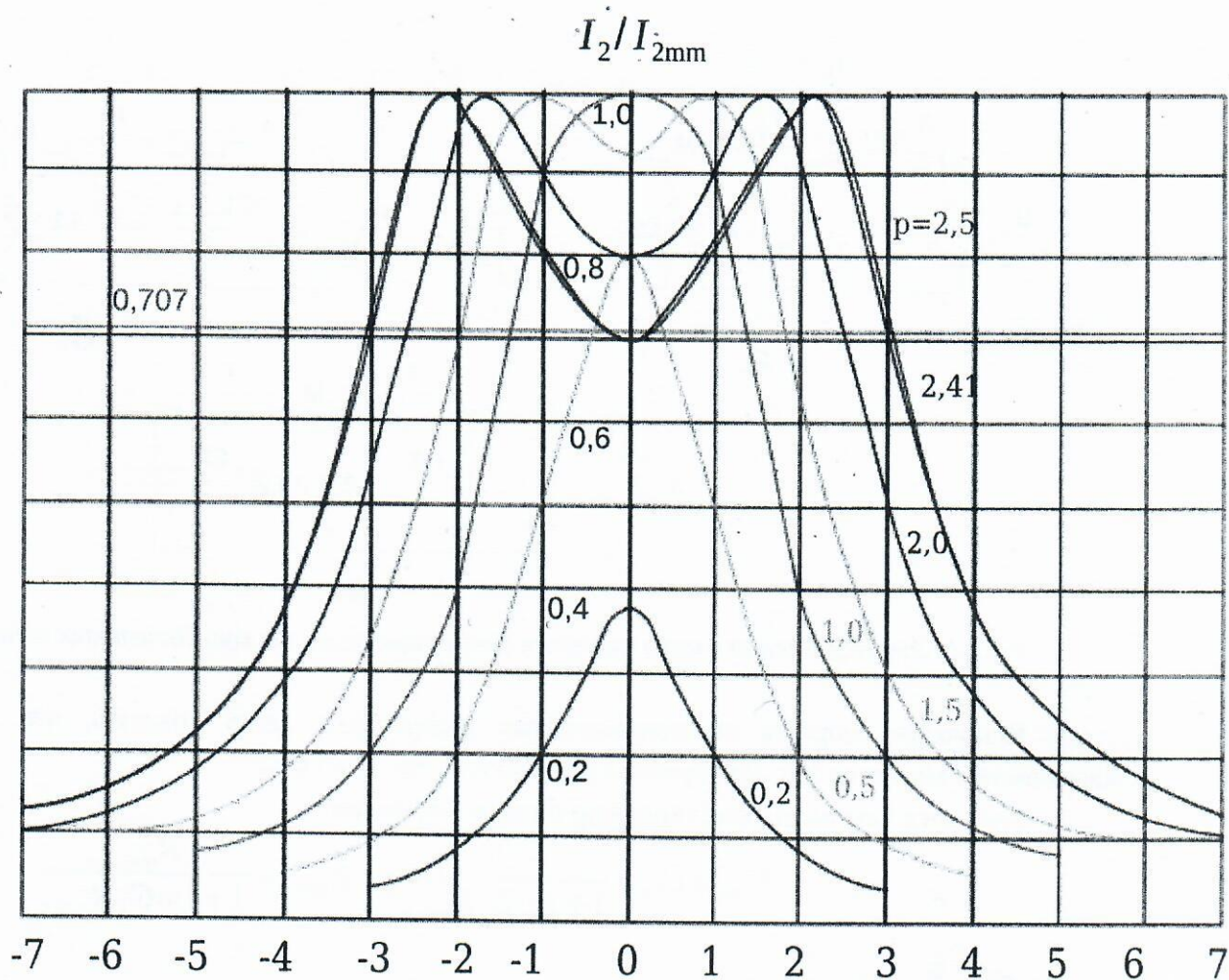


Рис. 3: Зависимость амплитуды тока во втором контуре от расстройки при различных значениях параметра связи

Симметрия кривых характерна для тока при сделанных ранее предположениях. Кривые напряжения, полученные умножением значения тока на сопротивление конденсатора на соответствующей частоте, симметрией обладать не будут.

#### Эквивалентные схемы питания связанных контуров

При анализе процессов в связанных контурах обычно считают источник напряжения включённым последовательно в первом контуре, как это показано рис. 4а. Выходное сопротивление источника учитывают в сопротивлении потерь первого контура  $r$  и получают схему, ранее изображённую на рис. 2.

Для расчёта усилителей используют другие эквивалентные схемы, такие, как пока на рис. 4б и 4в.

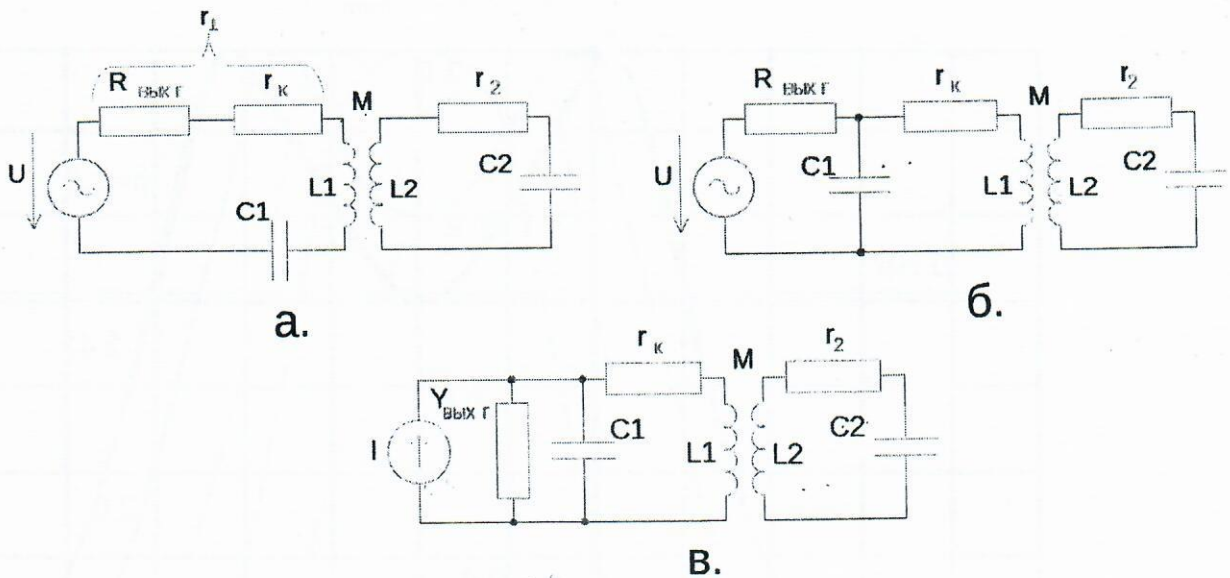


Рис. 4: Эквивалентные схемы питания системы связанных колебательных контуров

Используя теоремы об эквивалентных генераторах, легко показать, что все эти схемы эквивалентны между собой. Для примера преобразуем схему 4б в 4а.

Переносим эквивалентный генератор в точки а-а, имеем:

$$U_{\text{экр}} = U_{\text{хх}} = \frac{U}{1 + j\omega C_1 R_{\text{ввх } 2}}; \quad Z_{\text{ввх } 3} = \frac{R_{\text{ввх } 2}}{1 + j\omega C_1 R_{\text{ввх } 2}}$$

При  $R_{\text{ввх } 2} \gg \frac{1}{\omega C_1}$  :

$$U_{\text{экр}} \approx \frac{U_2}{j\omega C_1 R_{\text{ввх } 2}} \quad \text{и} \quad Z_{\text{ввх } 3} \approx \frac{1}{\omega^2 C_1^2 R_{\text{ввх } 2}} + \frac{1}{j\omega C_1}$$

Суммируя  $\frac{1}{\omega^2 C_1^2 R_{\text{ввх } 2}}$  с собственным сопротивлением потерь первого контура  $r_к$ , приходим

к схеме 4а, где  $U = U_{\text{экр}}$ .

#### Литература