

П. Ф. ЛЕБЕДЕВ, канд. техн. наук, В. П. МОИСЕЕВ, канд. техн. наук

РЕЗОНАНСНЫЕ ЦЕПИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Основными мотивами возвращения к исследованию резонансных явлений в колебательных контурах явились следующие причины. Во-п е р в ы х, в известных литературных источниках не рассмотрен вопрос, как влияет структура цепи на характер прохождения сигнала через резонансную цепь. Импульсом к любопытству послужило отсутствие рассмотрения влияния структуры цепи на передачу энергии в линейной цепи. В т о р о е, техническая и учебная литература [1-4] на протяжении 100 лет рассматривает резонансы на основе представлений об идеальных элементах: сопротивлении R , индуктивности L и ёмкости C , что безусловно упростило теорию, но увело от понимания ряда существенных деталей и в том числе от ответа на вопрос: что теряем, идеализируя? В частности, параллельный и последовательный одиночные контуры рассматриваются без взаимной связи; двойные колебательные контуры оказались сложны в описании и поэтому рассмотрены в идеальном виде без учета R и, естественно, с потерей их особенностей. Это же касается в полной мере [5,6] и синтеза линейных цепей, который основан или на идеализации, или на существенных ограничениях реализуемых структур. Т р е т ь е, основные проблемы одиночного контура – ширина полосы пропускания и ограниченность по диапазону частот (верхние частоты требуют изменений в схеме замещения, нижние – ограничены большой индуктивностью). Первая проблема решалась за счет различных ухищрений: частичного включения индуктивности или использования связанных одиночных контуров [2,4]. Вторая проблема, расширение диапазона использования частот, никак не рассматривалась.

В данной работе сделана попытка, хотя бы частично, ответить на ряд затронутых проблем путем иного способа описания одиночных контуров и включения в теорию резонансных цепей понятий о двойных контурах.

Мы отдаем себе отчет в том, что резонансные RLC-цепи ограничены для применения только метровым диапазоном волн и другого варианта в этой работе не затрагиваем.

За основу приняты известные схемы замещения катушек индуктивности с параметрами R и L и конденсаторов с параметрами R и C . В табл. 1 представлены схемы, которые несмотря на определенную тривиальность, мы вынуждены прокомментировать, так как нами принята иная математическая модель описания, мотивом для которой послужила практическая ситуация: добротность катушек индуктивности во много раз меньше добротности конденсаторов. На этом основании в табл. 1 описаны и катушка и конденсатор через добротность катушки:

$$Q = \frac{\omega_0 L_1}{R_1} = \frac{R_2}{\omega_0 L_2},$$

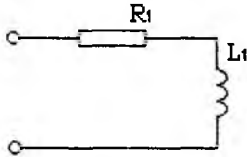
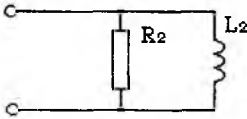
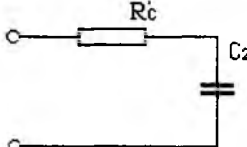
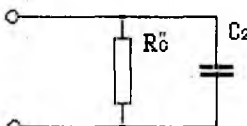
где ω_0 – частота, для которой подобраны катушка и конденсатор, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_1}$;

R_1, R_2 – сопротивления катушки индуктивности, соответствующие двум схемам замещения, $R_2 = R_1 \cdot (1 + Q^2 \cdot \varpi^2)$, $\varpi = \omega / \omega_0$;

L_1, L_2 – индуктивности катушек, соответствующие двум схемам замещения, хотя практически они равны.

Входное сопротивление катушки индуктивности в последовательной схеме замещения записано нами в виде:

$$\underline{Z} = R_1 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot Q) = 1 / \underline{Y}.$$

Входное сопротивление двухполюсника	Схемы замещения катушек индуктивности и конденсаторов и их добротность	Входная проводимость двухполюсника
<p>1</p> $R_1 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot Q)$ $\omega = \omega / \omega_0$	 $Q = \omega_0 L / R_1$	$\frac{G_1}{1 + j \cdot \omega \cdot Q}$
<p>2</p> $\frac{R_2}{1 - j \cdot \frac{Q}{\omega}}$	 $Q = R_2 / \omega_0 L$	$G_2 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{Q}{\omega}\right)$
<p>3</p> $R_1 \cdot \left(n - j \cdot \frac{Q}{\omega}\right)$	 $Q = 1 / \omega_0 C \cdot R_1 \quad n = R'_c / R_1$	$\frac{G_1}{n - j \cdot \frac{Q}{\omega}}$
<p>4</p> $\frac{R_2}{n + j \cdot \omega \cdot Q}$	 $Q = \omega_0 C \cdot R_2 \quad n = R_2 / R'_c$	$G_2 \cdot (n + j \cdot \omega \cdot Q)$

Примечание: отношения сопротивлений определены выражениями $R_2 = R_1 \cdot (1 + Q^2)$ и $R'_c = R'_c \cdot (1 + Q^2 / n^2)$.

Для параллельной схемы замещения катушки индуктивности входная проводимость (входное сопротивление) описаны в виде:

$$\underline{Y} = G_2 \cdot (1 - j \cdot Q / \omega) = 1 / \underline{Z}$$

Добротность конденсатора, естественно, иная, но при описании конденсатора использовано свойство $\omega_0 L_1 = 1 / \omega_0 C_1$ и $\omega_0 C_2 = 1 / \omega_0 L_2$, то есть, входное сопротивление (проводимость) конденсатора в последовательной схеме замещения записано так:

$$\underline{Z} = R_1 \cdot (n - j \cdot Q / \omega) = 1 / \underline{Y}$$

где $n = R'_c / R_1$;

R'_c – сопротивление конденсатора в последовательной схеме замещения.

Входная проводимость (сопротивление) параллельной схемы замещения конденсатора:

$$\underline{Y} = G_2 \cdot (n + j \cdot \omega Q) = 1 / \underline{Z}$$

где $n = G_c / G_2 = R_2 / R_c''$;
 $R_c'' = R_c (1 + Q^2 / n^2)$ – сопротивление конденсатора.

Другими словами, особенности представленных в табл. 1 схем замещения состоят лишь в том, что входные сопротивления (проводимости) рассмотрены через параметры катушки индуктивности. Коэффициент n , появившийся в выражениях, описывающих параметры конденсатора, учитывает несоответствие последних параметрам катушки индуктивности на частоте ω_0 . Что касается отношений L_1 и L_2 , а также ёмкостей C_1 и C_2 , то результат получен из общего правила преобразования последовательных цепей в параллельные и наоборот:

$$L_2 = L_1(1 + D^2) \sim L_1,$$

$$C_2 = C_1 / (1 + n^2 D^2) \sim C_1,$$

где $D = 1 / Q$ – величина, обратная добротности.

Мы продолжаем использовать индексы 1 и 2 для L и C , имея в виду различие цепей по структуре. Заметим только, что отношения R_2 / R_1 для катушки индуктивности и аналогично для конденсатора будут использованы на частоте $\omega = 1$, то есть на частотах резонанса напряжений или токов (в параллельных контурах).

Из табл. 1 можно видеть, что возможны четыре комбинации цепей для создания резонанса напряжений (последовательные одиночные контуры) и столько же для создания резонанса токов (параллельные одиночные контуры). В табл. 2 сведены все возможные для рассмотрения варианты. Особого внимания, на наш взгляд, заслуживают схемы 2 и 6, а не 1 и 2, которые широко и детально рассмотрены в учебной литературе, хотя и без взаимной связи.

Основные особенности выделенных нами схем:

1) катушка и конденсатор представлены наиболее естественными схемами замещения (катушка – последовательной RL-цепочкой, конденсатор – параллельной RC-цепочкой);

2) схема 2 является естественным звеном длинной линии и её понимание в деталях, в виде одиночного контура, способствует пониманию её в более сложной ситуации, имеющей место в антеннах и других цепях, относящихся к цепям с распределенными параметрами;

3) при разработке контура для конкретной нагрузки при конкретном источнике легко учесть параметры RC-нагрузки и сопротивление источника;

4) переход к контуру 1 при $n \leq 0,01$ безусловно возможен, так как в этом случае дальнейшее улучшение свойств конденсатора бессмысленно.

Подчеркнем еще, что в данной работе все передаточные характеристики (по напряжению и току) рассматриваются в виде:

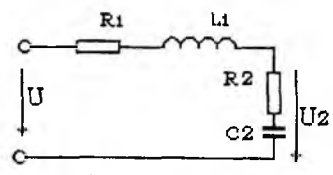
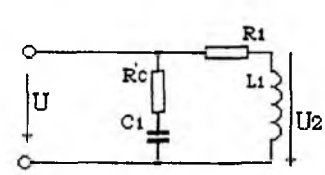
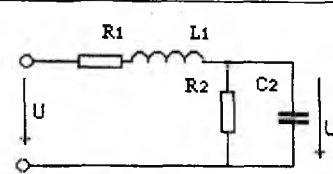
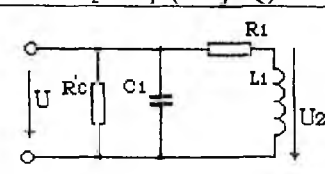
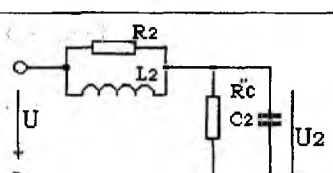
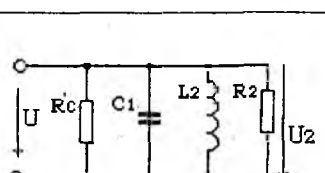
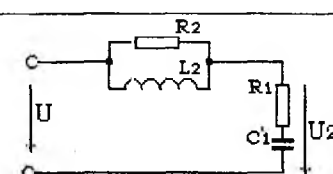
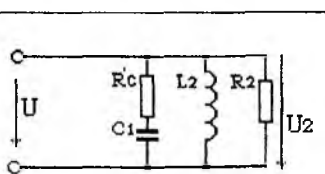
$$K(j \omega) = 1 / (1 + \gamma^2), \quad (1)$$

где γ^2 – коэффициент распространения [3].

В нашем случае в качестве γ^2 выступают отношения $Z_1 / Z_2 = Z_1 \cdot Y_2$ – в случае резонанса напряжений и $Y_1 / Y_2 = Y_1 \cdot Z_2$ – в случае резонанса токов, а также:

Z_1 / Z_2 – входное сопротивление катушки индуктивности и конденсатора (в одиночных последовательных контурах), продольные и поперечные сопротивления (в двойных последовательных контурах);

Y_1 / Y_2 – входные проводимости конденсатора и, соответственно, катушки индуктивности в одиночных параллельных контурах, или отношения поперечных сопротивлений к продольным последовательного двойного контура.

№ п/п	Схемы замещения последовательного одиночного контура	Комплексная передаточная характеристика	№ п/п	Схемы замещения параллельного одиночного контура
1	 $Z_1 = R_1(1 + j\omega Q)$ $Z_2 = R_1(n - jQ/\omega)$	$U_2/U = I_2/I = 1 / (1 + Z_1/Z_2)$ <p>Одинакова для всех, рассматриваемых здесь цепей</p> $Z_1/Z_2 = (1 + j\omega Q)/(n - jQ/\omega)$ <p>или</p> $Y_1/Y_2 = (1 + j\omega Q)/(n - jQ/\omega)$	5	 $Y_1 = G_1/(n - jQ/\omega)$ $Y_2 = G_1/(1 + j\omega Q)$
2	 $Z_1 = R_1(1 + j\omega Q)$ $Z_2 = R_2/(n + j\omega Q)$	$Z_1/Z_2 = (1 + j\omega Q) \cdot (n + j\omega Q) \cdot R_1/R_2$ <p>или</p> $Y_1/Y_2 = (1 + j\omega Q) \cdot (n + j\omega Q) \cdot R_1/R_2$ $R_2/R_1 = 1 + Q^2$	6	 $Y_1 = G_2(n + j\omega Q)$ $Y_2 = G_1/(1 + j\omega Q)$
3	 $Z_1 = R_2/(1 - jQ/\omega)$ $Z_2 = R_2/(n + j\omega Q)$	$Z_1/Z_2 = (1 + j\omega Q)/(n - jQ/\omega)$ <p>или</p> $Y_1/Y_2 = (1 + j\omega Q)/(n - jQ/\omega)$	7	 $Y_1 = G_2(n + j\omega Q)$ $Y_2 = G_2(1 - jQ/\omega)$
4	 $Z_1 = R_2/(1 - jQ/\omega)$ $Z_2 = R_1(n - jQ/\omega)$	$Z_1/Z_2 = R_2/R_1 / [(1 - jQ/\omega) \cdot (n - jQ/\omega)]$ <p>или</p> $Y_1/Y_2 = G_1/G_2 / [(1 - jQ/\omega) \cdot (n - jQ/\omega)]$	8	 $Y_1 = G_1/(n - jQ/\omega)$ $Y_2 = G_2(1 - jQ/\omega)$

Так, например, если в двойном последовательном контуре было отношение Z_1/Z_2 , то в параллельном, соответствующем ему, используется это же, но в записи $Z_2/Z_1 = Y_1/Y_2$, так как реакции ветвей последовательного и параллельного контуров меняются ролями.

Индекс 1 всегда относится к передающей ветви, а индекс 2 – к реакции, то есть к ветви со стороны нагрузки.

Анализ последовательных одиночных контуров 1 ... 4 (табл. 2) сводится к доказательству идентичности выражения (1), используемого для каждого из них, и, следовательно, к доказательству идентичности выражений Z_1/Z_2 для катушки и конденсатора. Мы их приводим в порядке следования контуров в табл. 2:

$$\omega^2 \left[-1 + j \cdot D \left(\omega \cdot n + \frac{1}{\omega} \right) \right],$$

$$\varpi^2 \left[-1 + j \cdot D \left(\frac{1+n}{\varpi} \right) \right],$$

$$\varpi^2 \left[-1 + j \cdot D \left(\varpi + \frac{n}{\varpi} \right) \right],$$

$$\varpi^2 [-1 + j \cdot D \cdot \varpi(1+n)].$$

При $n \leq 0,01$ все эти выражения сводятся к двум: первые две схемы имеют

$$\gamma^2 = \varpi \left(-1 + j \frac{D}{\varpi} \right),$$

а две вторые:

$$\gamma^2 = \varpi \left(-1 + j D \cdot \varpi \right).$$

Очевидно, что при $\varpi=1$ максимальные значения коэффициентов передачи одинаковы и равны в этом случае Q . Впрочем, рассматривая детально каждый случай в отдельности, получаем почти одинаковые значения его с некоторыми слабыми нюансами. Так, для цепи 1 получаем $K_{\max} = Q/(1+n)$, в то время как для всех других цепей $K_{\max} = (D+Q)/(1+n)$.

Полоса пропускания одиночного контура на уровне $0,707K_{\max}$ есть величина обратная коэффициенту передачи. Например, для контура 2:

$$Z_1 / Z_2 = (1 + j\varpi Q) \cdot (n + j\varpi Q) / (1 + Q^2) =$$

$$= \frac{n - \varpi^2 Q^2}{1 + Q^2} + \frac{\varpi Q (1+n)}{1+Q} j.$$

Из условия резонанса: $\text{Re}[Z_1 \cdot Y_2] = -1$, $\varpi = \sqrt{1 + (1+n) \cdot D^2}$ – несущественно больше

1. $K_{\max} = \frac{1}{\text{Im}[Z_1 \cdot Y_2]} = \frac{D+Q}{1+n}$ и, следовательно, $2\Delta\varpi = \frac{1+n}{D+Q}$ и т. д.

Если проследить за отношениями γ^2 одиночных контуров, например, выбрав за основу для отношений второй одиночный контур, то получим (на границах полосы пропускания при $Q = 50$ и $n = 0,01$) значения, приведенные в табл. 3.

Таблица 3

№ п/п	$\eta = -0,02$	$\eta = 0,02$
1	$0,9996 - j 4,06 \cdot 10^{-6}$	$0,9996 - j 4,02 \cdot 10^{-6}$
2	1	1
3	$1 - j 4,06 \cdot 10^{-6}$	$1 - j 4,02 \cdot 10^{-6}$
4	$1 - j 4,10 \cdot 10^{-4}$	$1 - j 4,06 \cdot 10^{-4}$

Однако наиболее близкими друг к другу являются контуры 1, 2 и 3, 4 соответственно, так как для них:

$$\frac{\gamma_2^2}{\gamma_1^2} = \frac{n^2 + Q^2}{1 + Q^2} + \frac{n \cdot \eta}{D + Q} = \frac{\gamma_2^2}{\gamma_4^2},$$

то есть $\gamma_2^2 \cdot \gamma_4^2 = \gamma_1^2 \cdot \gamma_3^2$ – одно из свойств этих цепей. Оно справедливо в равной мере для цепей 5, 7 и 6, 8 соответственно.

Что касается параллельных цепей (схемы: 5, 6, 7, 8), то нетрудно обнаружить, что они попарно копируют последовательные одиночные контуры. В отношении записи комплексных передаточных характеристик по току, если произвести переиндексацию схем: $\underline{Z}_1 + \underline{Y}_2$, а $\underline{Z}_2 + \underline{Y}_1$, тогда, например, для схем 2 и 6 (табл. 2) имеем:

$$\underline{Y}_1 = G_2 (n + j \mp Q) \div \underline{Z}_2$$

и

$$\underline{Y}_2 = G_1 / (1 + j \mp Q) \div \underline{Z}_1.$$

Тогда, естественно:

$$\underline{Y}_1 / \underline{Y}_2 = G_2 / G_1 (1 + j \mp Q)^* (n + j \mp Q),$$

то есть все сведения, полученные выше для последовательных одиночных контуров справедливы и для параллельных. Это второе свойство данных цепей.

Главный вывод, который следует сделать: в случае простейших цепей (8 одиночных контуров) передача сигнала не будет зависеть от структуры цепи. Второй вывод: последовательные и параллельные одиночные контуры тесно связаны между собой (первые получены путем последовательного соединения катушки индуктивности и конденсатора, вторые – параллельным включением тех же катушки индуктивности и конденсатора). Но регистрация сигнала производится с различных элементов. В этом случае описание комплексных передаточных функций по току и по напряжению попарно идентичны. Другими словами, сигнал можно однозначно передать либо напряжением при одинаковом токе, либо током при одинаковом напряжении. И, наконец, параллельные контуры сегодня менее востребованы, чем последовательные. Однако для нас они служат в равной мере с последовательными, так как используются в дальнейшем в более усложненных вариантах структурных представлений.

Ниже рассмотрены двойные колебательные контуры, состоящие из последовательных и параллельных одиночных контуров, включаемых подобно тому, как это делалось с катушками индуктивности и конденсаторами при образовании одиночных резонансных схем. При этом очевидно, что возможны 32 варианта схемных решений: из них 16 последовательных включений одиночных контуров и 16 параллельных. Для большей ясности подчеркнем еще раз: при рассмотрении последовательных одиночных контуров мы придерживались правила – съём сигнала всегда делали с конденсатора. Здесь же в последовательных двойных контурах съём сигнала будем производить всегда с параллельного контура (в параллельных – с последовательного). В этом случае будем иметь также попарно идентичные комплексные передаточные характеристики по напряжению и току. При инверсии продольных и поперечных параметров мы получим практически то же, кроме зоны на частоте $\eta = 0$. Здесь либо всё пропускающая полоса частот, либо, в соответствии с изложенным выше, запрещенная.

Несколько слов о принятых обозначениях. С целью избежания зарисовок рассматриваемых схем принято решение использовать в качестве основы таблицу 2, где изображены все возможные простые одиночные контуры и каждому из них присвоен номер. Так, например, запись, \underline{H}_{26} – говорит о том, что речь идет о комплексной передаточной характеристике по

напряжению для схемы 26, составленной из последовательного одиночного контура 2 и параллельного контура 6.

После этих замечаний скажем, что все 16 последовательных схем относятся к типу полосовых фильтров, имеющих 2 резонанса напряжений на частотах $\eta = \pm 1$ и резонанс токов на частоте $\eta = 0$. В принятом нами варианте съёма сигнала область резонанса токов представляет всё пропускающую цепь, так как коэффициент передачи по напряжению близок к единице, а фаза слабо зависит от частоты в широком диапазоне частот. При принятии противоположного варианта съёма сигнала, избранному выше, имели бы также два резонанса напряжений, но в области резонанса токов имели бы запрещенную область для напряжений (область РФ).

В данной работе мы ограничились более полным рассмотрением только части последовательных схем, потому что, во-первых, работа носит общий характер и, во-вторых, реализация многих из схем нам не кажется простой (элементы R, L, C в чистом виде не существуют). Наиболее просто реализуется схема 26, так как катушка индуктивности и конденсатор используются в наиболее естественных формах представления схемных решений. Все другие схемы при реализации требуют тех или иных инженерных решений и оговорок.

С точки зрения существующих представлений каждая из возможных схем в точном смысле слова является либо фильтром НЧ и ВЧ одновременно (отнесём их к группе А), либо преимущественно фильтром ВЧ (В), либо преимущественно фильтром НЧ (С).

Группа А. Основная особенность цепей этой группы состоит в том, что все они имеют одинаковые по величине коэффициенты передачи. У первой подгруппы (цепи: 17, 18, 27) они примерно в два раза меньше, чем у одиночного контура. У второй подгруппы (цепи: 35, 36, 45, 46) они также меньше, но уже в 3 раза, и это независимо от добротности катушки. Полоса пропускания на частоте $\eta = -1$ примерно в 1,8 раза меньше, чем у одиночного, а на частоте $\eta = 1$ в 1,45 раза больше у всех цепей этой группы.

Группа В. Цепи: 15, 16, 25, 26, 28. Коэффициент передачи на частоте $\eta = -1$ в 3,618 раза меньше, чем у одиночного контура при одинаковой добротности катушки индуктивности, а на частоте $\eta = 1$ – только в 1,382 раза. При этом, для схемы 26 сохраняется закон изменения полосы пропускания одиночного контура на обеих резонансных частотах в отношении зависимости от Q и η , но не в отношении максимума коэффициента передачи. У схемы 15 полоса пропускания на стороне нижних частот несущественно уже (в 1,005 раза), а на стороне верхних частот несущественно шире (в 1,02 раза) по отношению к схеме 26. Здесь и далее подчеркнутые схемы исследованы детальнее, остальные поверхностно.

Группа С. Цепи: 37, 38, 47, 48. Коэффициент передачи на частоте $\eta = -1$ меньше, чем у одиночного только в 1,382 раза, на частоте $\eta = 1$ – в 3,618 раза. Полоса же пропускания на стороне нижних частот меньше примерно в 2,6 раза, а на стороне верхних частот шире в 2,6 раза.

Классификация рассматриваемых цепей с точки зрения структур продольных и поперечных параметров может быть предложена в следующем виде.

I. Структурные схемы конденсаторов и катушек индуктивности одинаковы (цепи: 15, 26, 37, 48). Первые две схемы относим к фильтрам преимущественно ВЧ, вторые к фильтрам преимущественно НЧ.

II. Структурные схемы конденсаторов и катушек индуктивности в продольных и поперечных цепях противоположны (цепи: 17, 28, 35, 46). Цепь 28 относится к группе ФВЧ, остальные к группе А.

III. Структурные схемы противоположны только для конденсаторов (цепи: 16, 25, 38, 47) – первые 2 из группы В, вторые две из группы С.

IV. Структурные схемы противоположны только для катушек индуктивности (цепи: 18, 27, 36, 47). Все цепи относятся к группе А.

Несколько пояснений в отношении коэффициента γ . Он нами принят по аналогии с длинными линиями не только потому, что иного варианта нет. Здесь речь идёт об отношении продольных и поперечных параметров сосредоточенной цепи. Но мы в него вкладываем и более широкий смысл. Нам представляется, что в длинных линиях распределяются по длине по крайней мере все три параметра (R , L , C) и то, что рассматривается в теории длинных линий сегодня, удобно, но крайне узко. Мы не исключаем, что некоторые из рассматриваемых нами двойных контуров могут описать элементарную ячейку длинной линии лучшим образом, например, контур 17 или любой из контуров группы IV.

Если всё же обратиться к отношениям γ^2 для двухконтурных цепей по аналогии с одиночными контурами на частотах $\eta = 0$ и $\eta = \pm 1$, взяв за основу, например, контур 26, то получим отношения γ^2 цепей 15, 37, 48 к γ^2_{26} , представленные в табл. 4, при $Q=50$ и $n=0,01$.

Таблица 4

γ^2/γ^2_{26}	$\eta = -1$	$\eta = 0$	$\eta = 1$
15/26	0,99909 – j0,00042	0,99921 + j0,03958	1,0009 – j0,00044
37/26	0,99854 – j0,04458	1	0,99945 – j0,04473
48/26	0,99761 – j0,04498	0,99921 + j0,03958	1,00033 – j0,04519
37/48	0,9991 – j0,00044	0,99921 + j0,03958	1,0009 – j0,00042

В принципе, наши ожидания оправдались, если говорить о ситуации на частотах подбора параметров контуров ($\eta = 0$). Все цепи в этой области частот ведут себя одинаково. Одинаково распределились частоты всех резонансов, но ФЧХ и АЧХ на резонансных частотах напряжений (или токов в параллельных контурах) имеют определённые нюансы в отношении максимумов коэффициентов передачи и полос пропускания, которые изложены выше. Однако и здесь можно выделить всего лишь три группы (А, В, С), внутри которых расхождений практически нет даже на упомянутых боковых частотах. А если и есть, то они находятся в рамках расхождений коэффициентов γ^2 для цепей 15 и 26 (см. первую строку табл. 4).

Обратим внимание на вопросы идеализации, широко используемые в литературе [2, 3, 4].

С точки зрения такого упрощенного подхода все 16 схем описываются одной схемой – в продольной части включены последовательно L и C элементы, в поперечной – они же, но параллельно. В результате можно предвидеть наличие трех резонансов (в частности, боковые частоты будут определены в виде: $\omega^2 = 1 \pm D$ и $\gamma = Q \cdot \eta$ – вещественное число). Остальные тонкости остаются незамеченными. Мы уже не говорим о понимании влияния структур и других существенных и менее существенных тонкостях, как, например, управление расположением резонансов с помощью выброшенных из анализа сопротивлений. Между прочим, свойства каждой из схем проявляются в последнем случае различным образом. Различия замечены как в направлениях смещения на оси частот, так и в реакции этого смещения на изменение отношения R_2 / R_1 . Вероятно, этот вопрос требует отдельного рассмотрения.

Ниже, на рис. 1, приведены АЧХ двух цепей: 26 и 48, имеющих противоположный характер изменения. Характер этой зависимости проявляется не только в амплитуде, но и в полосе пропускания. ФЧХ для этих цепей также имеет различную крутизну. При $\eta = \pm 1$ их крутизна существенно различна, что связано с различием полос пропускания на этих частотах. При этом:

$$\gamma_{26}^2 = \frac{[(1 + j\omega Q) \cdot (n + j\omega Q) + 1 + Q^2]^2}{(1 + j\omega Q) \cdot (n + j\omega Q) \cdot (1 + Q^2)}, \quad \gamma_{48}^2 = \frac{\left[\left(1 - j \frac{Q}{\omega}\right) \cdot \left(n + j \frac{Q}{\omega}\right) + 1 + Q^2 \right]^2}{\left(1 - j \frac{Q}{\omega}\right) \cdot \left(n + j \frac{Q}{\omega}\right) \cdot (1 + Q^2)}$$

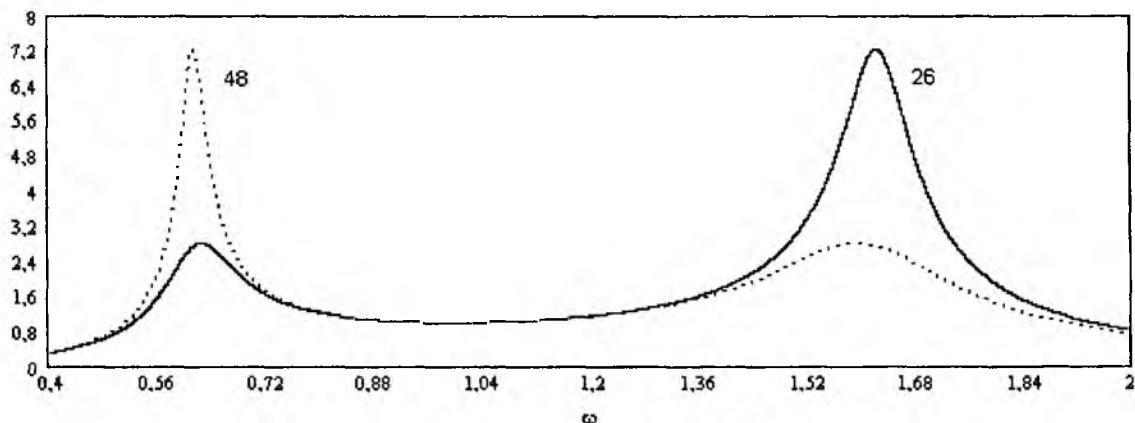


Рис. 1

Основные выводы:

1. Исследование одиночных контуров (8 схем) на основе традиционных схем описания катушек индуктивности и конденсаторов показало, что все 8 схем практически равноценны даже за пределами полосы пропускания. Наиболее сходны схемы: 1, 2 и 3, 4; 5, 6 и 7, 8. Существенного влияния структур цепи на передаточные свойства не обнаружено.
2. Исследование структурно усложненных схем (32 варианта), отнесённых нами к классу двойных контуров (в отличие от одиночных), обнаружило полную независимость резонансных частот от структуры цепи и некоторую зависимость АЧХ и ФЧХ от структур контуров на боковых частотах $\eta = \pm 1$. В области, прилегающей к $\eta = 0$ (от $\omega = 0,68$ до $\omega = 1,52$), никаких расхождений нет.
3. Пассивные резонансные цепи позволяют получать необходимые резонансные характеристики (в рамках существующей теории описания катушек индуктивности и конденсаторов) на боковых частотах ($\eta = \pm 1$ или, что одно и то же, на частотах $\omega_{01}=0,618$ и $\omega_{02}= 1,618$) за пределами метрового диапазона волн за счет использования двойных резонансных контуров. Глубина проникновения влево или вправо от частоты $\eta = 0$ определяется выбором её на стадии проектирования. В случае использования верхних частот удобно за основу выбирать граничную частоту, для которой межвитковая ёмкость еще не существенна.
4. В области нижних частот существует естественная возможность получения более узких полос пропускания, чем в одиночных контурах (схемы группы С).
5. Последовательные и параллельные резонансные цепи тесно связаны между собой. Их образование с помощью одних и тех же конденсаторов и катушек индуктивностей даёт одинаковую форму описания комплексных коэффициентов передачи по напряжению и току, если за реакцию выбирать противоположные цепи (для последовательных цепей мы использовали конденсатор, для параллельных – катушку индуктивности).
6. Широко используемая в технической литературе идеализация катушек и конденсаторов не всегда полезна, так как уводит от понимания естественных связей и даёт качественно иную картину частотных зависимостей (см. с. 9 настоящей работы).

7. Смещение резонансных частот на оси частот в двойных контурах допустимо и возможно как для целей настройки в резонанс, так и для других инженерных нужд (например, создания требуемой полосы задержания в режекторных фильтрах) за счет изменения соотношения сопротивлений R_2/R_1 на стадии проектирования или изменения величины сопротивления, подключаемого параллельно конденсатору в процессе подстройки контура.

Список литературы: 1. Попов В. П. Основы теории цепей. М.: Высш. шк., 1985. 495 с. 2. Шебес М. Р. Задачник по теории линейных электрических цепей // Уч. пособие для электротехнич., радиотехнич. спец. вузов. – 4-е изд. М.: Высшая школа, 1990. 544 с. 3. Белецкий А. Ф. Теория линейных электрических цепей. М.: Радио и связь, 1986. 544 с. 4. Бессонов Л. А. Линейные электрические цепи. Новые разделы курса теоретических основ электротехники // Уч. пособие для студ. электротехн. и радиотехн. специальностей вузов. – 3-е изд. М.: Высш. шк.; 1983. 336 с. 5. Лосев А. К. Теория линейных электрических цепей // Учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1987. 336 с. 6. Босый Н. Д. Электрические фильтры. К.: Гостехиздат УССР, 1959.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.09.2002