

УДК 537.876.4

А. Д. Максименко, Б. Е. Лавренко

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)*

## Математическая модель взаимодействия связанных микрополосковых резонаторов

*Описана математическая модель взаимодействия двух связанных встречно-направленных четвертьволновых микрополосковых резонаторов. В основе математической модели лежит определение частотно-зависимого коэффициента связи взаимодействующих резонаторов. Ценность математической модели заключается в возможности получить оценку коэффициента передачи для измененной топологии резонаторов встречно-штыревого фильтра, которую невозможно получить при схемотехническом моделировании в распространенных программных средствах. Необходимость оценки коэффициента передачи в целях определения начального приближения геометрических размеров топологии объясняется тем, что за этапом начального приближения следует этап электродинамического моделирования. Без начального приближения геометрических размеров топологии можно долго «блуждать» в поисках оптимума при использовании только электродинамического моделирования.*

**Аналоговая фильтрация, связанные микрополосковые резонаторы, математическая модель, электродинамическое моделирование, частотно-зависимый коэффициент связи, распределение высокочастотных токов и напряжений в резонаторах, запасенные электрическая и магнитная энергии**

Исследования, представленные в статье, связаны с темой аналоговой фильтрации. Аналоговые фильтры делятся на фильтры с сосредоточенными и распределенными параметрами. В СВЧ-диапазоне номиналы сосредоточенных элементов принимают настолько низкие значения, что фильтры с сосредоточенными элементами становятся нереализуемыми. Дополнительный недостаток – физические размеры компонентов в СВЧ-диапазоне соизмеримы с длиной волны, поэтому увеличиваются паразитные составляющие емкостного и индуктивного сопротивлений, что приводит к дополнительным трудностям при настройке. В связи с этим в СВЧ-диапазоне большое количество исследований направлено на поиск новых конструкций фильтров с распределенными параметрами в целях минимизации конструкции и улучшения частотно-селективных свойств таких фильтров.

В целях поиска новых конструкций фильтров с распределенными параметрами возникает необходимость в разработке аналитических методов

их расчета. Традиционный подход к аналитическому расчету фильтров на распределенных элементах представлен в двух томах книги Д. Л. Маттея «Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи» [1], [2]. Суть метода сводится к использованию фильтров-прототипов нижних частот на сосредоточенных элементах, а переход к другим типам фильтров осуществляется функциональным преобразованием элементов фильтра-прототипа. Однако особенность фильтров с распределенными параметрами заключается в периодичности их частотных характеристик. Поскольку фильтры-прототипы основаны на фильтрах с сосредоточенными параметрами, использовать эту теорию в целях определения частотных свойств фильтров с распределенными параметрами вне полосы пропускания бессмысленно.

В данной статье описывается математическая модель, позволяющая оценить не только частотные свойства в полосе пропускания, но и частотные характеристики в полосе заграждения. Раз-

работанная математическая модель апробирована на взаимодействии четвертьволновых связанных микрополосковых резонаторов.

**Математическая модель взаимодействия двух связанных четвертьволновых микрополосковых резонаторов.** Рассмотрим стандартный случай взаимодействия двух связанных четвертьволновых микрополосковых резонаторов, топология которых приведена на рис. 1. Здесь представлены две четвертьволновые микрополосковые линии: один конец линии замкнут на землю, другой – разомкнут. Назначение линий, перпендикулярно подходящих к разомкнутым концам резонаторов, – подведение электромагнитной энергии к резонансной системе и ее вывод из системы. Будем считать, что электромагнитная энергия подводится к резонатору 1, а выводится через резонатор 2. Отсутствие контакта между питающими линиями и резонаторами необходимо для обеспечения независимости в уровнях электромагнитных колебаний у питающих фидеров и резонаторов. В основе разработанной математической модели лежит теория частотно-зависимого коэффициента связи связанных резонаторов, описанная в [3]. Здесь же коротко будут приведены основные соотношения.

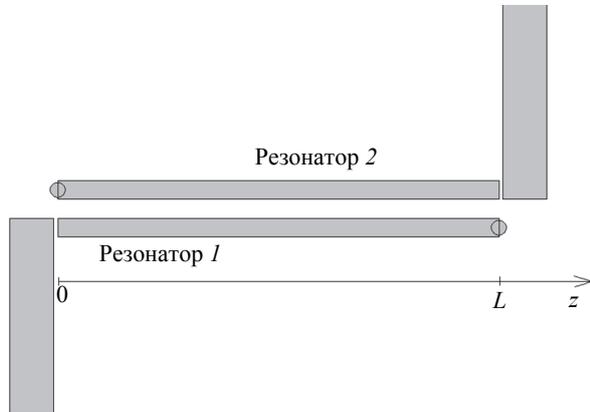


Рис. 1

Частотно-зависимый коэффициент связи

$$k(f) = \frac{E_{12}(f)}{E_{1L}(f) + E_{1C}(f) + E_{2L}(f) + E_{2C}(f)}, \quad (1)$$

где  $E_{1L}(f)$ ,  $E_{1C}(f)$ ,  $E_{2L}(f)$  и  $E_{2C}(f)$  – магнитные и электрические энергии, запасенные первым и вторым резонаторами соответственно;  $E_{12}(f)$  – электромагнитная энергия, запасенная посредством взаимодействия двух резонансных контуров друг с другом.

Входящие в (1) параметры определяются следующим образом:

$$E_{1L}(f) = \frac{1}{2} \int L_1 I_1^2(f, z) dz; \quad (2)$$

$$E_{2L}(f) = \frac{1}{2} \int L_2 I_2^2(f, z) dz; \quad (3)$$

$$E_{1C}(f) = \frac{1}{2} \int C_1 U_1^2(f, z) dz; \quad (4)$$

$$E_{2C}(f) = \frac{1}{2} \int C_2 U_2^2(f, z) dz; \quad (5)$$

$$E_{12}(f) = \frac{1}{2} \int C_{12} [U_2(f, z) - U_1(f, z)]^2 + \frac{1}{2} \int L_{12} I_1(f, z) I_2(f, z) dz, \quad (6)$$

где  $U(f, z)$  и  $I(f, z)$  – высокочастотные напряжения и токи на соответствующих резонаторах, являющиеся функциями частоты  $f$  и продольной координаты  $z$  (интегрирование ведется по всей длине микрополосковых линий  $L$ );  $C_{1,2}$ ,  $L_{1,2}$ ,  $C_{12}$ ,  $L_{12}$  – собственные и взаимные погонные емкости и индуктивности резонаторов соответственно.

Погонные параметры микрополосковых линий определяются по формулам из [4] и [5]. Таким образом, поиск частотно-зависимого коэффициента связи сводится к нахождению высокочастотных распределений токов и напряжений. Это нетривиальная задача, требующая глубокого анализа и выявления характерных особенностей конструкции фильтра во всем диапазоне частот.

Необходимо установить базовые положения распределения высокочастотных токов и напряжений в резонаторах, на которые можно опереться при математическом описании этих величин. Во-первых, токи и напряжения в рассматриваемых резонаторах на любой частоте будут описываться гармоническим законом. Во-вторых, в точке подключения резонаторов к земле будет выполняться граничное условие, согласно которому напряжение (электрическое поле) в этой точке равно нулю. В-третьих, ток и напряжение в резонаторах связаны через производную. Действительно, ток направлен в сторону уменьшения потенциала, и чем больше изменение этого потенциала, тем выше значение тока. За положительное направление тока примем направление вдоль оси координат:

$$U_1(f, z) = \sin\left(\theta(f) \frac{z-L}{L}\right); \quad (7)$$

$$I_1(f, z) = -\cos\left(\theta(f) \frac{z-L}{L}\right); \quad (8)$$

$$u_2(f, z) = \sin\left(\theta(f) \frac{z}{L}\right); \quad (9)$$

$$i_2(f, z) = -\cos\left(\theta(f) \frac{z}{L}\right), \quad (10)$$

где нижние индексы соответствуют номеру резонатора, а  $\theta(f)$  – электрическая длина резонатора.

Распределение токов и напряжений в резонаторах в соответствии с (7)–(10) для разных электрических длин приведено на рис. 2 (рис. 2, а – электрическая длина  $\theta = \pi/2$ ; б –  $\theta = \pi$ ; в –  $\theta = 3\pi/2$  (кривая 1 –  $i_2(f, z)$ , кривая 2 –  $u_2(f, z)$ , кривая 3 –  $I_1(f, z)$ , кривая 4 –  $U_1(f, z)$ ). На рис. 2, б ток на разомкнутых концах резонаторов не равен нулю:  $I_1(f, z=0) = I_2(f, z=L) \neq 0$ . Это может смутить читателя, так как согласно граничному условию ток на разомкнутом конце линии должен равняться нулю. В связи с этим стоит отметить, что данное противоречие с граничным условием является приближением математической модели, согласно которому граничное условие нулевого напряжения на короткозамкнутом конце резонатора должно строго выполняться (при любых электрических длинах  $U_1(f, z=L) = U_2(f, z=0) = 0$ ), в то

время как граничное условие нулевого тока на разомкнутом конце резонатора не будет выполняться на всех частотах, иначе произойдет конфликт задания гармонического распределения токов и напряжений в резонаторах на частотах, отличных от резонансных.

Ток и напряжение в (9) и (10) обозначены строчными буквами. Это сделано намеренно, чтобы учесть силу электромагнитного взаимодействия между резонаторами. Действительно, значение энергии, передаваемой от первого резонатора ко второму, зависит от сил электромагнитного взаимодействия:

$$U_2(f, z) = u_2(f, z) \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}}; \quad (11)$$

$$I_2(f, z) = i_2(f, z) \frac{L_{12}}{L_1}. \quad (12)$$

Поскольку в математической модели электромагнитная связь осуществляется через погонные емкость и индуктивность, ток и напряжение второго резонатора необходимо переписать в виде (11) и (12). Теперь обратимся к закону сохранения энергии: значение энергии в резонаторе 1 (см. рис. 1) уменьшается вследствие передачи части энергии в резонатор 2. Будем считать, что взаи-

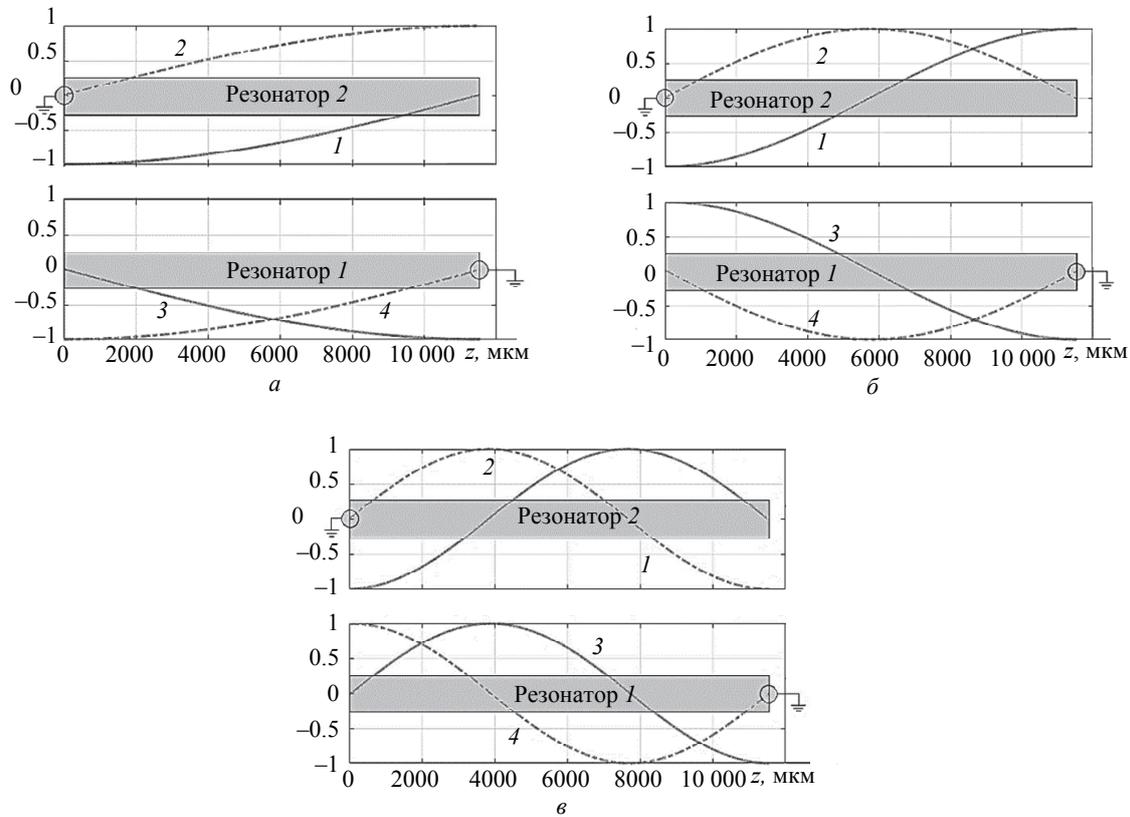


Рис. 2

модействуют 2 резонатора с одинаковыми геометрическими размерами. Следовательно, для них волновые сопротивления и погонные параметры будут равны. Тогда с точки зрения закона сохранения энергии можно положить, что сила тока в резонаторе 1 уменьшается на значение тока в резонаторе 2:

$$I_1'(f, z) = I_1(f, z) - I_2(f, z),$$

где  $I_1(f, z)$  – ток в резонаторе 1 при отсутствии резонатора 2.

Анализ распределения тока  $I_1'(f, z)$  в резонаторе 1 в зависимости от частоты показал, что вблизи резонансных частот происходит частичная смена направления тока. Действительно, при электрической длине  $\theta_1 = \frac{\pi}{2} - \delta_1$ , где  $\delta_1$  – некоторая положительная константа, ток  $I_1'(f, z)$  впервые (начиная движение с нулевой электрической длины) достигает нулевого значения в точке  $z = 0$ . Описанное иллюстрируется рис. 3. Электродинамическое моделирование показало, что частота  $f_1$ , при которой электрическая длина  $\theta_1 = \frac{\pi}{2} - \delta_1$ , соответствует первой резонансной частоте взаимодействующих резонаторов.

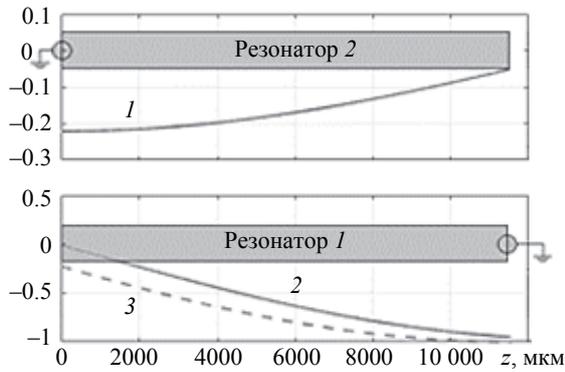


Рис. 3

Точку, в которой ток первого резонатора достигает нулевого значения ( $z = 0$ ), назовем характерной. Будем считать, что смена направления тока в этой точке в резонаторе 1 приведет к смене направления тока в резонаторе 2. В этом случае при электрической длине  $\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \delta_1$ , где  $\delta_1$  – та же положительная константа, ток  $I_1'(f, z)$  повторно меняет свое направление в характерной точке (с положительного на отрицательное,

рис. 4). На рис. 3, 4 кривая 1 –  $I_2(f, z)$ ; кривая 2 –  $I_1(f, z) - I_2(f, z)$ ; кривая 3 –  $I_1(f, z)$ .

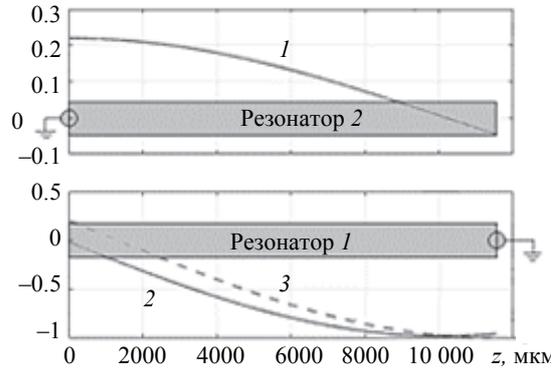


Рис. 4

Примечательно, что по результатам электродинамического моделирования частота  $f_2$ , при которой электрическая длина  $\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \delta_1$ , соответствует второй резонансной частоте взаимодействующих резонаторов:

$$I_1'(f, z) = I_1(f, z) \frac{I_1(f, z=0) - I_2(f, z=0)}{\max\{I_1(f, z)\}}; \quad (13)$$

$$U_1'(f, z) = U_1(f, z) \frac{I_1(f, z=0) - I_2(f, z=0)}{\max\{I_1(f, z)\}}; \quad (14)$$

$$I_2'(f, z) = I_2(f, z) \frac{L_{12}}{L_1} \frac{I_2(f, z=0)}{\max\{I_2(f, z)\}}; \quad (15)$$

$$U_2'(f, z) = U_2(f, z) \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}} \frac{I_2(f, z=0)}{\max\{I_2(f, z)\}}. \quad (16)$$

В (13)–(16) вторые множители со значениями токов в характерных точках в числителе и максимальным током на соответствующем резонаторе в знаменателе выступают в качестве коэффициентов пропорциональности. Опираясь на эти формулы, а также на формулы определения погонных параметров микрополосковых линий и определения частотно-зависимого коэффициента связи (1)–(6), была построена математическая модель взаимодействия двух связанных микрополосковых резонаторов в программно-вычислительном пакете MATLAB. Результат выполнения расчетов – график частотно-зависимого коэффициента связи. В качестве примера результат работы математической модели приведен на рис. 5 сплошной линией. На этом же графике приведена частотная зависимость коэффициента передачи резонансной системы по результатам электродина-

мического моделирования взаимодействующих резонаторов с геометрическими размерами топологии, которые были использованы в математической модели. Представленные зависимости показывают, что частотно-зависимый коэффициент связи точно описывает положение частот резонансов. Существенное расхождение можно наблюдать в уровнях резонансов основной и паразитной полос пропускания, а также в уровне затухания вне полос пропускания. Поскольку между фидерами, через которые подводится электромагнитная энергия, и резонансной системой присутствует емкостная связь, частотная зависимость коэффициента связи примет вид, показанный на рис. 6. Таким образом, найденный частотно-зависимый коэффициент связи позволяет получить коэффициент передачи резонансной системы, близкий к результатам электродинамического моделирования.

**Математическая модель двух связанных микрополосковых резонаторов, разомкнутые концы которых продолжаютя на другом слое печатной платы.** Предложенную математическую модель можно использовать не только для традиционной топологии резонаторов. В качестве примера рассмотрим топологию связанных микрополосковых резонаторов, у которых разомкнутые концы продолжаютя на другом слое печатной платы. Трехмерный вид такой топологии приведен на рис. 7. Не теряя общности, также будем считать, что микрополосковые линии имеют одинаковые геометрические размеры. Тогда упрощенно схему двух связанных микрополосковых резонаторов можно изобразить, как показано на рис. 8. Здесь пунктирными линиями обозначены гипотетические продолжения резонаторов, если бы они не опускались на другой слой печат-

ной платы. В рамках рассматриваемой математической модели воспользуемся приближением, что резонаторы взаимодействуют друг с другом только на верхнем слое печатной платы. Тогда при загибании резонаторов на промежуточный слой печатной платы длина взаимодействия резонаторов уменьшается до значения  $l$ , в отличие от случая взаимодействия резонаторов на рис. 1, где длина взаимодействия резонаторов равняется  $L$ . На рис. 8 параметр  $z$  обозначает размер зазора между торцами резонаторов на промежуточном слое печатной платы.

Дополнительное отличие приведенной на рис. 7 топологии от классической заключается в появлении трех характерных областей, которые влияют на значения собственных энергий, накапливаемых резонаторами. На рис. 9 они обозначены как  $C1, L1; C2, L2; C3, L3$ . Собственные емкости и индуктивности  $C2$  и  $C3, L2$  и  $L3$  будут различаться, поскольку находятся на разной высоте относительно земляной подложки; емкость  $C1$  и индуктивность  $L1$  образуются между верхней и нижней частями резонаторов. Наличие последнего приводит к существенному изменению частотно-зависимого коэффициента связи в полосе заграждения. Действительно, на рис. 10 штрихпунктирной линией приведено распределение напряжения в резонаторе на центральной частоте основной полосы пропускания. В то же время, на рис. 11 штрихпунктирной линией показано распределение напряжения в резонаторе на центральной частоте первой паразитной полосы пропускания. Обратим внимание, что на частотах первой паразитной полосы пропускания накапливаемая энергия между верхней и нижней частями резонатора (площадь заштрихованной области) будет выше в сравнении с этой энергией на ча-

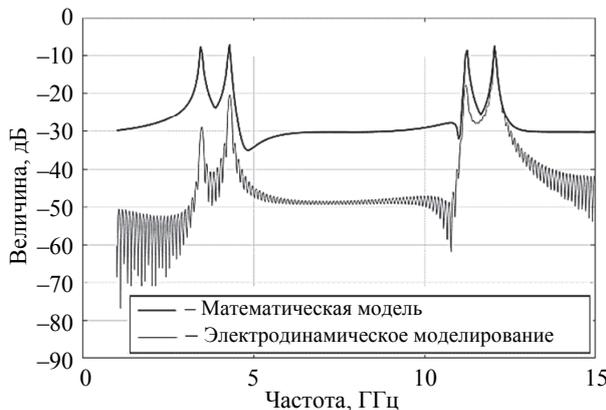


Рис. 5

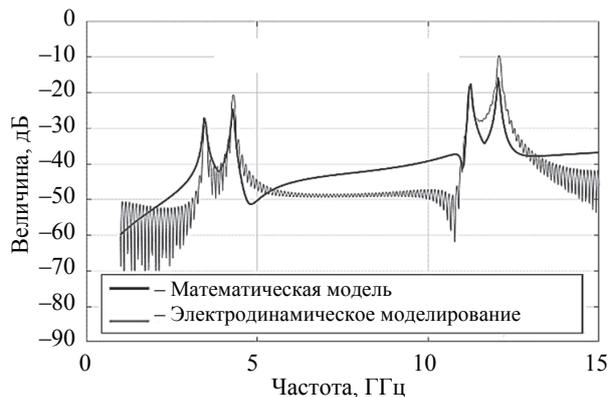


Рис. 6

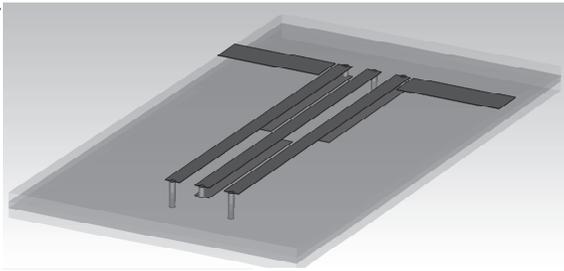


Рис. 7

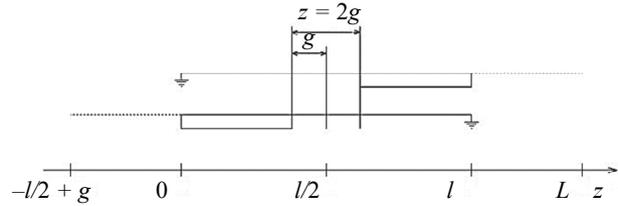


Рис. 8

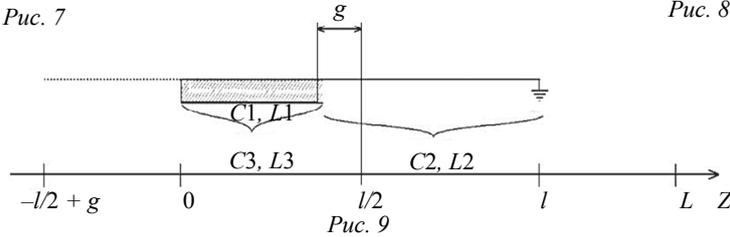


Рис. 9

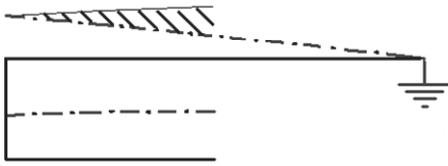


Рис. 10



Рис. 11

стотах основной полосы пропускания. Увеличение силы взаимодействия между верхней и нижней частями резонатора на первой паразитной полосе пропускания должно приводить к уменьшению энергии, передаваемой с одного резонатора на другой. Следовательно, уровень первой паразитной полосы пропускания должен оказаться ниже уровня основной полосы пропускания.

Опишем изложенное математически. Ранее отмечалось, что в сравнении с классической топологией длина взаимодействия резонаторов уменьшается с  $L$  до  $l$ . Это необходимо учесть в формуле электромагнитной энергии, запасенной посредством взаимодействия резонаторов, уменьшив предел интегрирования. Тогда формула взаимной электромагнитной энергии примет вид

$$E_{12}(f) = \frac{1}{2} \int_0^l C_{12} [U_2(f, z) - U_1(f, z)]^2 dz + \frac{1}{2} \int_0^l L_{12} I_1(f, z) I_2(f, z) dz,$$

где расчет взаимных погонных емкости  $C_{12}$  и индуктивности  $L_{12}$  ведется из условия взаимодействия только тех частей резонаторов, которые расположены на верхнем слое печатной платы.

Три характерные области резонаторов (рис. 9) необходимо учесть в формулах для определения их

собственных электрических и магнитных энергий. После преобразования они примут вид:

$$E_{1C}(f) = \frac{1}{2} \left( \int_{l/2-g}^L C_2(f) U_1'^2(f, z) dz + \int_0^{l/2-g} C_1(z) [U_1'(f, z) - U_1'(-z)]^2 dz + \int_{-l/2+g}^0 C_3(z) U_1'^2(f, z) dz \right);$$

$$E_{2C}(f) = \frac{1}{2} \int_l^L C_3(z) U_2'^2(f, z) dz + \int_{l/2+g}^l C_1(z) \left[ U_2'(f, z) - U_2' \left( f, L + \frac{l}{2} + g - z \right) \right]^2 dz + \int_0^{l/2+g} C_2(z) U_2'^2(f, z) dz;$$

$$E_{1L}(f) = \frac{1}{2} \left( \int_{l/2-g}^L L_2(f) I_1'^2(f, z) dz + \int_0^{l/2-g} L_1(z) \times [I_1'(f, z) + I_1'(-z)]^2 dz + \int_{-l/2+g}^0 L_3(z) I_1'^2(f, z) dz \right);$$

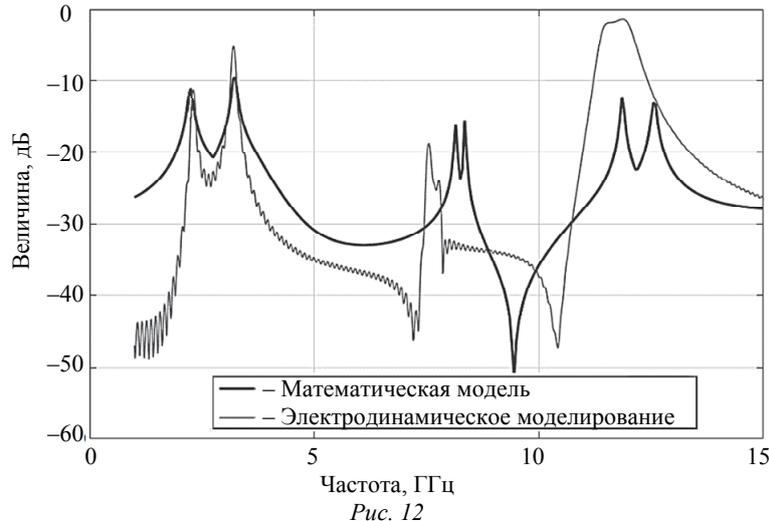


Рис. 12

$$E_{2L}(f) = \frac{1}{2} \int_l^L L3(z) I_2'^2(f, z) dz + \int_{l/2+g}^l L1(z) \left[ I_2'(f, z) + I_2' \left( f, L + \frac{l}{2} + g - z \right) \right]^2 dz + \int_0^{l/2+g} L2(z) I_2'^2(f, z) dz.$$

Расчет распределения высокочастотных токов и напряжений вдоль резонаторов ведется аналогично (13)–(16). Отличие заключается в добавлении новых значений погонных параметров микрополосковых резонаторов, описывающих характерные области для новой топологии. Также учтем смещение начальной точки системы координат (для сравнения см. рис. 2 и 8), тогда высокочастотные напряжения и токи будут определяться по формулам:

$$I_1'(f, z) = I_1(f, z) \left[ I_1 \left( f, z = -\frac{l}{2} + g \right) - I_2(f, z = 0) \right];$$

$$U_1'(f, z) = U_1(f, z) \left[ I_1 \left( f, z = -\frac{l}{2} + g \right) - I_2(f, z = 0) \right];$$

$$I_2'(f, z) = I_2(f, z) \frac{L_{12}}{L_1(z) + L_2(z) + L_3(z)} I_2(f, z = 0);$$

$$U_2'(f, z) = U_2(f, z) \frac{C_{12}}{C_1(z) + C_2(z) + C_3(z) + C_{12}(z)} I_2(f, z = 0);$$

$$U_1(f, z) = \sin \left( \theta(f) \frac{z-l}{L} \right);$$

$$I_1(f, z) = -\cos \left( \theta(f) \frac{z-l}{L} \right);$$

$$U_2(f, z) = \sin \left( \theta(f) \frac{z + \frac{l}{2} - g}{L} \right) \times \frac{C_{12}}{C_1(z) + C_2(z) + C_3(z) + C_{12}(z)};$$

$$I_2(f, z) = -\cos \left( \theta(f) \frac{z + \frac{l}{2} - g}{L} \right) \times \frac{L_{12}}{L_1(z) + L_2(z) + L_3(z)}.$$

Частотно-зависимый коэффициент связи также определяем по формуле (1). Результат расчета частотно-зависимого коэффициента связи приведен на рис. 12 жирной линией. Там же для сравнения (тонкой линией) приведены частотные характеристики электродинамической модели.

Представленные на рис. 12 результаты электродинамического и математического моделирования позволяют сделать выводы о работе математической модели двух связанных микрополосковых резонаторов:

- частоты резонансов основной полосы пропускания точно совпадают с результатами электродинамического моделирования;

- как и ожидалось, уровень первой паразитной полосы пропускания ниже уровня основной полосы пропускания;

- несовпадение резонансных частот паразитных полос пропускания связано с тем, что в математической модели расчет высокочастотных напряжений и токов ведется только вдоль продольной координаты, не учитывает их неравномерность в сечении резонатора, которая в области высоких частот проявляет себя наиболее выражено.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: в 2 т. Т. 1 / пер. с англ.; под общ. ред. Л. В. Алексеева, Ф. В. Кушнира. М.: Связь, 1971. 440 с.

2. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: в 2 т. Т. 2. / пер. с англ.; под общ. ред. Л. В. Алексеева, Ф. В. Кушнира. М.: Связь, 1972. 496 с.

3. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А. Исследование коэффициентов связи полосковых ре-

зонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55, № 12. С. 1330–1339.

4. Богачков И. В. Выбор формул для расчета основных параметров микрополосковых линий // ОНВ. 1999. № 7. С. 56–61.

5. Калькулятор индуктивности и емкости микрополосковых линий. URL: <http://radioprogram.ru/calculator/list> (дата обращения 10.06.2020)

A. D. Maksimenko, B. E. Lavrenko  
Saint Petersburg Electrotechnical University

## MATHEMATICAL MODEL OF THE INTERACTION COUPLED MICROSTRIPS RESONATORS

*Describes a mathematical model of the interaction two coupled counter-directed quarter-wave microstrip resonators. The mathematical model is based on the search of frequency-dependent coupling coefficient of interacting resonators. The merit of the mathematical model is possible to obtain an estimate of the transmission coefficient for changed topology of resonators of the interdigital filter, which cannot be obtained by circuit simulation in common software tools. The estimate of the transmission coefficient in order to determine the initial approximation of the geometric dimensions of the topology is need because the next stage after of the initial approximation is electrodynamic modeling, which consumes large computer power and time of analyzing the topology. Without the initial approximation of the geometrical dimension of the topology, one can «wander» for a long time in search of the optimum using only electrodynamic modeling.*

**Analog filters, coupled microstrip resonators, mathematical model, electrodynamic modeling, frequency-dependent coupling coefficient, distribution of high-frequency currents and voltages in resonators, energy stored in electric and magnetic field**

УДК 520.6.05

А. Э. Дегтерев, У. А. Кузьмина, И. А. Ламкин, И. И. Михайлов,  
М. М. Романович, С. А. Тарасов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Исследование влияния угла падения светового воздействия на точность координатных измерений в линейном фоточувствительном приборе с переносом заряда для систем ориентации на Солнце

*Исследуется влияние угла падения светового воздействия на точность координатных измерений в линейном фоточувствительном приборе с переносом заряда (ЛФППЗ), что позволяет оценить положение энергетического центра тяжести светового штриха. Изучены возможности оптимизации основных узлов ЛФППЗ, с помощью которых можно увеличить точность и стабильность измерения угловых координат. Экспериментальная часть основана на использовании щелевого растра и приемника, функцию которого выполняет прибор с зарядовой связью линейного типа. После геометрической калибровки оптического солнечного датчика рассчитаны угол отклонения луча от Солнца, координата энергетического центра тяжести светового штриха, относительная погрешность определения центра тяжести от угла падения светового штриха с использованием различных спектральных фильтров. Результаты исследования показывают, что к увеличению точности регистрации светового штриха и временной стабильности измерения приводит использование спектральных фильтров.*

**Световой штрих, оптический солнечный датчик, ЛФППЗ, координата энергетического центра тяжести светового штриха, временная стабильность, светофильтры, система ориентации на Солнце**

В настоящее время продолжает активно развиваться аэрокосмическая отрасль. На орбите

Земли находится большое число искусственных спутников, выполняющих различные функции,