

ЭФФЕКТЫ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ ПРЯМОУГОЛЬНЫМИ ЩЕЛЕВЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ В ЗАЗЕМЛЯЮЩЕМ СЛОЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Ю.В. РАССОХИНА, В.Г. КРЫЖАНОВСКИЙ

В работе исследовано явление взаимной связи между неоднородностями в виде узких прямоугольных щелевых резонаторов, последовательно расположенных в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи. Показано, что такие неоднородности взаимодействуют между собой на больших по сравнению с их продольными размерами расстояниях. Это приводит к тому, что частоты резонансного взаимодействия между основной волной микрополосковой линии передачи и неоднородностью из двух последовательно расположенных прямоугольных щелевых резонаторов смещаются, по сравнению с резонансными частотами каждой неоднородности отдельно. Кроме того, в характеристике рассеяния резонансной структуры появляются дополнительные частоты резонансного взаимодействия между основной волной микрополосковой линии передачи и распределенной неоднородностью.

Ключевые слова: микрополосковая линия, щелевой резонатор, метод поперечного резонанса, взаимодействие неоднородностей, резонансная частота.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании микроволновых цепей на основе многослойных структур актуальным является вопрос о взаимодействии между линиями передачи планарного типа либо неоднородностями в них. Электромагнитная связь между двумя микрополосковыми линиями передачи, расположенными по разные стороны диэлектрической подложки, и их характеристика рассеяния исследована в работе [1] с помощью решения интегральных уравнений методом моментов. При этом рассмотрены случаи параллельного и поперечного взаимного расположения микрополосковых линий. В [2] представлены два алгоритма анализа двух параллельных и связанных через щелевой резонатор полосковых линий передачи в квазистатическом приближении с использованием метода моментов и теоремы взаимности. В [3] методика анализа переходов между линиями передачи в многослойной структуре с использованием теоремы взаимности обобщена на схему с произвольным числом портов. В [4] описывается метод проектирования планарных микроволновых компонентов на основе многослойных конфигураций с произвольным количеством диэлектрических слоев и слоев металлизации, который базируется на комбинации обобщенного метода поперечного резонанса с использованием иммитансных матриц в спектральной области и теории длинных линий. В работе указано, что анализ даже простых неоднородностей с использованием точных методов теории поля требует значительных затрат машинного времени вычислений, т. е. оптимизация компонентов с несколькими неоднородностями в некотором диапазоне частот будет занимать много времени. С другой стороны, простые, но точные модели (например, в виде эквивалентных схем) не доступны для многих типов неоднородностей, таких как пере-

ходы между различными плоскостями в многослойной структуре.

Задачи для электромагнитно связанных неоднородностей рассматривались нами в работах [5, 6], где изучались связанные прямоугольные щелевые резонаторы и Н-образные щелевые резонаторы, последовательно размещенные в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи, на расстояниях друг от друга, сравнимом с их размерами. Неоднородности такого типа называются распределенными неоднородностями, и для строгого анализа их методом поперечного резонанса необходимо решать краевые задачи для резонатора в целом, т. е. рассматривать резонатор с двумя и более неоднородностями в нем. Необходимость уточнения алгоритма анализа связанных между собой щелевых резонаторов возникла, в частности, при разработке высокоэффективного усилителя мощности [7], выходная цепь которого содержала периодическую структуру из прямоугольных щелевых резонаторов.

В данной работе рассмотрено явление взаимной связи между последовательно расположенными в заземляющем слое микрополосковой линии передачи прямоугольными щелевыми резонаторами различной длины. Целью работы является разработка алгоритма расчета характеристик рассеяния структуры, состоящей из двух и более неоднородностей, и выяснение физической природы взаимодействия между неоднородностями в многослойной резонансной структуре.

1. РЕШЕНИЕ КРАЕВОЙ ЗАДАЧИ МЕТОДОМ ПОПЕРЕЧНОГО РЕЗОНАНСА

Рассматривается резонансная структура из двух элементарных ячеек (неоднородностей), состоящих из двух прямоугольных щелевых резонаторов различной длины $L_{pi}, i=1,2$ в заземляющей плоскости микрополосковой линии пере-

дачи, поперечное сечение структуры показано на рис. 1, а. Далее будут рассмотрены два вида неоднородностей, с несимметричным и симметричным расположением их в микрополосковой линии передачи (рис. 1, б и в соответственно).

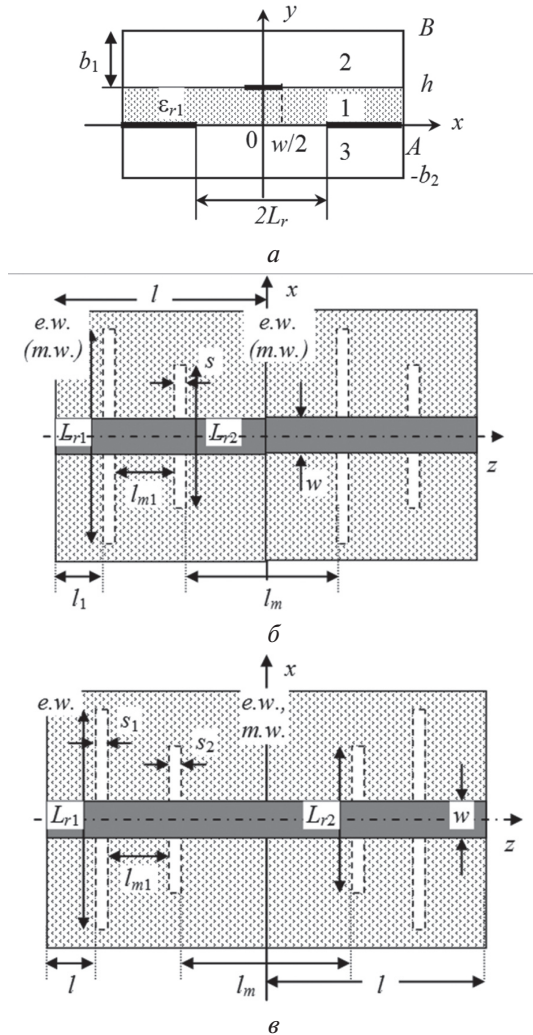


Рис. 1. а – поперечное сечение, б – топология несимметричной 2-ступенчатой и в – симметричной 2-звенных резонансных структур для решения краевой задачи. Обозначения: e.w., m.w. – электрическая стенка и магнитная стенки соответственно

В общем случае, матрица рассеяния на неоднородности в волноведущей линии передачи рассчитываются методом поперечного резонанса из решения краевой задачи для трех пар расстояний от электродинамической границы резонатора до неоднородности (l_1, l_2) . На практике в численных расчетах длины по обе стороны неоднородности связывают между собой через коэффициент пропорциональности, например, $k_p = l_2/l_1$, и находят решения краевых задач для трех различных значений k_p . В зависимости от геометрии структуры, может потребоваться решить как задачи с идеальными электрическими (e.w.-e.w.), так и магнитными (m.w.-m.w.) стенками на продольных границах.

Для расчета элементов матрицы рассеяния симметричной неоднородности методом поперечного резонанса достаточно решить две, «электрическую» (e.w.-e.w.) и «магнитную» (e.w.-

m.w.), краевые задачи с соответствующими граничными условиями на продольных границах резонатора [6] (рис. 1, в). Элементы матрицы рассеяния S , где $S_{11} = S_{22}$, $S_{12} = S_{21}$, определяются из решения двух краевых задач относительно расстояний до неоднородности l_k , $k = 1..2$ – номер решения, с помощью выражений [6]:

$$S_{11} = -(\Gamma_2 + \Gamma_1)/2, S_{12} = (\Gamma_1 - \Gamma_2)/2, \quad (1)$$

где $\Gamma_{1(2)} = \exp(2j\beta_z l_{1(2)})$, β_z – постоянная распространения основной волны регулярной микрополосковой линии передачи. При этом точки пересечения спектральных кривых, получающихся из решения двух краевых задач, определяют частоты резонансного взаимодействия основной волны микрополосковой линии передачи с неоднородностью в ее заземляющей плоскости.

Для иллюстрации методики, рассмотрим случай симметричной неоднородности. Решение уравнения Гельмгольца для электрического и магнитного векторных потенциалов «электрической» и «магнитной» краевых задач (рис. 1, в) в каждой трех из частичных областей $i = 1..3$ (рис. 1, а) записывается в виде двойных рядов Фурье:

$$A_{ey,i} = \sum_{m=1} \sum_{n=1} P_{mn} \cos k_{xm} x \sin k_{zn} z F_{ei,mn}(y);$$

$$A_{hy,i} = \sum_{m=1} \sum_{n=0} P_{mn} \sin k_{xm} x \cos k_{zn} z F_{hi,mn}(y), \quad (2)$$

где $k_{xn} = \frac{\pi(2n-1)}{2A}$, а волновое число k_{zn} имеет вид $k_{zn} = \frac{\pi n}{L}$ для электрической и $k_{zn} = \frac{\pi(2n-1)}{2L}$ – для магнитной краевой задачи. Кроме того, здесь введены обозначения для нормирующих коэффициентов: $P_{mn} = \sqrt{\frac{2}{A}} \sqrt{\frac{2-\delta_{n0}}{L}} \frac{1}{\chi_{mn}}$, $\chi_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{zn}^2$.

Функции $F_{e(h)i,mn}(y)$ записываются исходя из граничных условий по вертикальной оси и содержат неизвестные коэффициенты разложения [6, 8, 9].

Для алгебраизации краевой задачи по процедуре Галеркина плотность тока \mathbf{J} в полосковой линии передачи, определяемая через разность касательных компонент магнитного поля $\mathbf{H}_{t,1} - \mathbf{H}_{t,2} = \mathbf{J} \times \mathbf{e}_y$ в плоскости $y = h$, записывается в виде двойных рядов по полиномам Чебышева (по оси x) и собственным функциям резонатора (вдоль оси z) [6]:

$$J_z(x, z) = \sum_{q=0}^{Nq} \sqrt{\frac{2-\delta_{q0}}{L}} \cos k_{zq} z \sum_{k=0} c_{q,k} \varphi_k \left(\frac{x}{w/2} \right),$$

$$\varphi_k(2x/w) = \left(1 - (2x/w)^2 \right)^{-1/2} T_{2k}(2x/w); \quad (3)$$

$$J_x(x, z) = \sum_{q=1}^{Nq} \sqrt{\frac{2}{L}} \sin k_{zq} z \sum_{k=0} d_{q,k} \psi_k \left(\frac{x}{w/2} \right),$$

$$\psi_k(2x/w) = \sqrt{1 - (2x/w)^2} U_{2k+1}(2x/w),$$

где Nq – порядок усечения ряда, $T_{2k}(2x/w)$ и $U_{2k+1}(2x/w)$ – полиномы Чебышева первого и

второго рода соответственно четного $2k$ и нечетного $2k+1$ порядков, $c_{q,k}$ и $d_{q,k}$ – неизвестные коэффициенты разложения. Полиномы Чебышева являются одним из видов специальных функций, с помощью которых учитывается особенность поведения поля на тонком ребре [8].

Выражения для поля в плоскости щелевого резонатора также записываются в двойные ряды по ортогональным с весом полиномам Чебышева (по оси z) и пространственным гармоникам резонатора (по оси x) с неизвестными коэффициентами f_{ip}, g_{ip} [8]:

$$E_{0z,i}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_{ri}}} \cos k_{ip} x \sum_{k=0} f_{ip,k} \Phi_k \left(\frac{z - z_{0i}}{s_i/2} \right),$$

$$E_{0x,i}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_{ri}}} \sin k_{ip} x \sum_{k=0} g_{ip,k} \Psi_k \left(\frac{z - z_{0i}}{s_i/2} \right), \quad (4)$$

где $k_{ip} = \frac{\pi(2p-1)}{2L_{ri}}$ ($i=1,2$ – номер щелевого резонатора). Для структуры на рис. 1, $b - z_{01} = l_1 + s_1/2$, $z_{02} = z_{01} + l_{m1} + s_2/2$, на рис. 1, $b - z_{01} = l + s_1/2$, (z_{02} – то же самое). Определение интегралов связи между частичными областями, процедура вывода системы линейных алгебраических уравнений, реализация алгоритма методом Галеркина нами неоднократно описывались, например, в работах [6, 9].

При решении задачи для распределенной неоднородности суммирование в рядах (4) выполняется по всем индексам k .

Для сравнения значений резонансных частот, каждый щелевой резонатор в отдельности может быть проанализирован как неоднородность симметричного типа, при этом в рядах (4) используются полиномы Чебышева с четностью k , соответствующей каждой из двух (электрической и магнитной) краевых задач [8].

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ

В численных расчетах суммирование в двойных рядах Фурье (2) было ограничено до 300 членов ряда, в описании поля на щелевых резонаторах и плотности тока в полосковой линии (3)–(4) учитывались по три пространственные гармоники ($N_p = N_q = 3$), а суммирование в рядах по ортогональным с весом полиномам ограничено до пяти членов ряда. Сходимость алгоритма продемонстрирована на рис. 2 на примере решения электрической краевой задачи для двух щелевых резонаторов в заземляющей плоскости микрополосковой линии различной длины в зависимости от числа пространственных гармоник плотности тока в напряженности поля в плоскости щелевых резонаторов $N_p = N_q$. Анализ сходимости алгоритма показал, что для расчета резонансных частот с точностью до второго знака после запятой (в ГГц) необходимо учесть не менее трех гармоник, при этом спектральные кривые для $N_p = 2$ и $N_p = 3$ существенно различаются только на второй и третьей (волноводной) ветвях решения

в рассматриваемом диапазоне частот 1–6 ГГц. Взаимодействие щелевых резонаторов отображается на спектральных характеристиках в виде их перекрытия в частотной области, когда одной частоте соответствует два и более резонансных размера l_2 . Без учета продольных гармоник более высокого порядка в выражениях для плотности тока и поля в щелевых резонаторах перекрытия спектральных кривых не наблюдается.

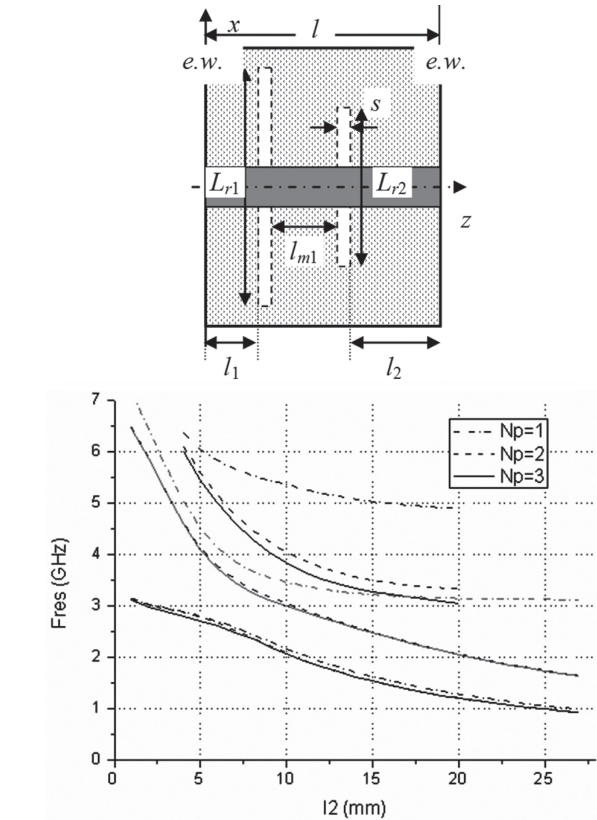


Рис. 2. Топология резонатора с неоднородностями и сходимость алгоритма расчета спектра собственных частот для двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» краевой задачи в зависимости от N_p – порядка усечения ряда по продольным гармоникам электрического поля в щелевых резонаторах в (4). Параметры структуры (в мм): подложка $h = 1.0$, $\epsilon_{r1} = 9.8$, ширина микрополосковой линии $w = 1.0$, характеристический импеданс $Z_0 = 50$ Ом), $b_1 = 8.0$, $b_2 = 5.0$, $A = 16.0$, щелевые резонаторы: $s_1 = s_2 = 0.5$, $L_{r1} = 13.5$, $L_{r2} = 7.8$, $l_{m1} = 4.5$, $k_p = l_1/l_2 = 1.15$

На рис. 3, а и 3, б показан спектр собственных частот, полученный из решения электрической и магнитной краевой задачи для структуры с параметрами, что и на рис. 2, при $k_p = 1.0$ в зависимости от расстояния между двумя щелевыми резонаторами l_{m1} (по оси ординат l – общая длина резонатора). На рисунке так же показана спектральная характеристика микрополоскового резонатора без неоднородностей (полуволнового $l_g/2$ и одноволнового l_g). Как видно из рисунков, взаимодействие между неоднородностями больше влияет на спектр собственных частот резонатора с электрическими стенками на его продольных границах. Спектр собственных частот

«магнитной» краевой задачи слабо зависит от расстояния между щелевыми резонаторами и соответствует характеристикам собственных частот каждого щелевого резонатора в отдельности.

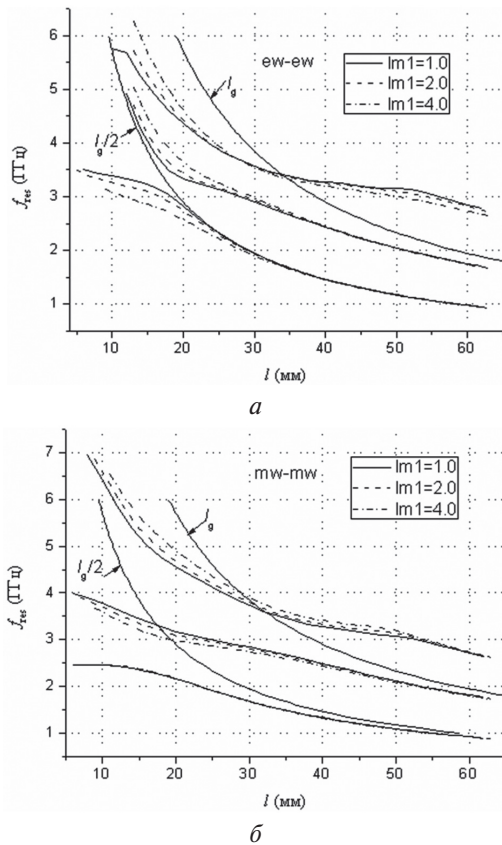


Рис. 3. Спектры собственных частот двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» (а) и «магнитной» (б) краевых задач. Параметры структуры те же, что и на рис. 2, $k_p = 1.0$. Приведены спектральные кривые для микрополоскового резонатора без неоднородности

Рассмотрим несимметричную периодическую 2-ступенчатую структуру, состоящую из двух звеньев, рис. 1, б. В этом случае достаточно рассчитать матрицу рассеяния на одной ячейке, а затем – матрицу рассеяния 2-звенной структуры в целом по формулам каскадного соединения. В отличие от симметричной структуры, для несимметричной в продольном направлении распределенной неоднородности точки резонансного взаимодействия на характеристике собственных частот резонатора не отображаются (рис. 4, при расчете электрической задачи был использован коэффициент пропорциональности $k_p = L_{r1}/L_{r2} = 1.73$). Из рассчитанных методом поперечного резонанса элементов матрицы рассеяния следует, что характеристика коэффициента передачи в диапазоне частот 1–6 ГГц содержит две частоты резонансного взаимодействия (рис. 5), не совпадающие с собственными частотами каждого резонатора в отдельности (порядка 3.2 и 5.1 ГГц соответственно). По сравнению с ними, частоты резонансного взаимодействия смещены вниз на 0.5–0.4 ГГц, что является следствием взаимодействия между неоднородностями, обу-

словленные волнами высшего порядка. В целом, взаимодействие неоднородностей приводит к тому, что структура запирает в большей полосе частот, чем на характеристике, полученной каскадным соединением отдельных щелевых резонаторов. Следует отметить, что, как и щелевые резонаторы сложной формы [6, 9], узкие прямоугольные щелевые резонаторы взаимодействуют на расстояниях, существенно превышающих их продольные размеры.

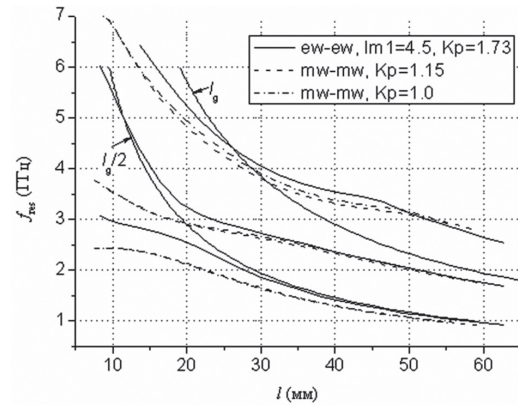


Рис. 4. Спектр собственных частот микрополоскового резонатора с распределенной неоднородностью в виде двух щелевых резонаторов в заземляющем слое (рис. 1, б). Параметры структуры (в мм): подложка $h = 1.0$, $\epsilon_{r1} = 9.8$, ширина микрополосковой линии $w = 1.0$, характеристический импеданс $Z_0 = 50$ Ом, $b_1 = 8.0$, $b_2 = 7.0$, $A = 16.0$, щелевые резонаторы: $s_1 = s_2 = 0.5$, $L_{r1} = 13.5$, $L_{r2} = 7.8$, $l_{m1} = 4.5$

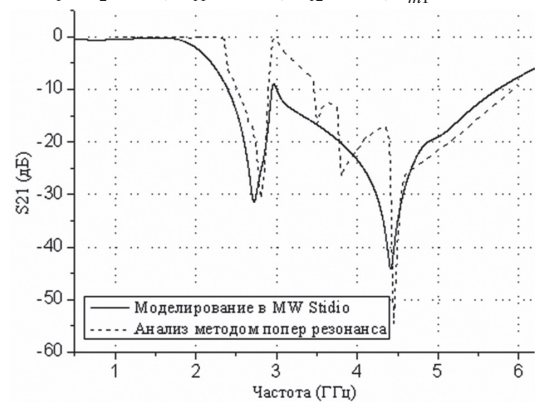


Рис. 5. Характеристика коэффициента передачи 2-звенной периодической структуры с элементарной ячейкой из двух щелевых резонаторов различной длины. Расстояние между ячейками $l_m = 7.8$ мм, остальные размеры – те же, что на рис. 4

В качестве примера расчета также была проанализирована симметричная структура из двух щелевых резонаторов в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи шириной $w = 0.58$ мм (характеристический импеданс 50 Ом), выполненной на материале подложки Ro3010 толщиной $h = 0.635$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10.2$. На рис. 6, а показан спектр собственных частот, полученный из решения «электрической» и «магнитной» краевых задач для двух щелевых резонаторов отдельно. Из характеристик видно, что щелевые резонаторы с шириной щели $s = 0.3$ мм и длиной

$L_{r1}=27.4$ и $L_{r2}=16.0$ мм каждый, взаимодействуют с микрополосковой линией передачи на частотах 3.1 и 4.75 ГГц соответственно (размеры экрана – те же, что и выше). Характеристика коэффициента передачи для структуры в целом (рис. 1, в), полученная каскадным соединением матриц рассеяния отдельных щелевых резонаторов через отрезки микрополосковой линии конечной длины [6], показана на рис. 6, б.

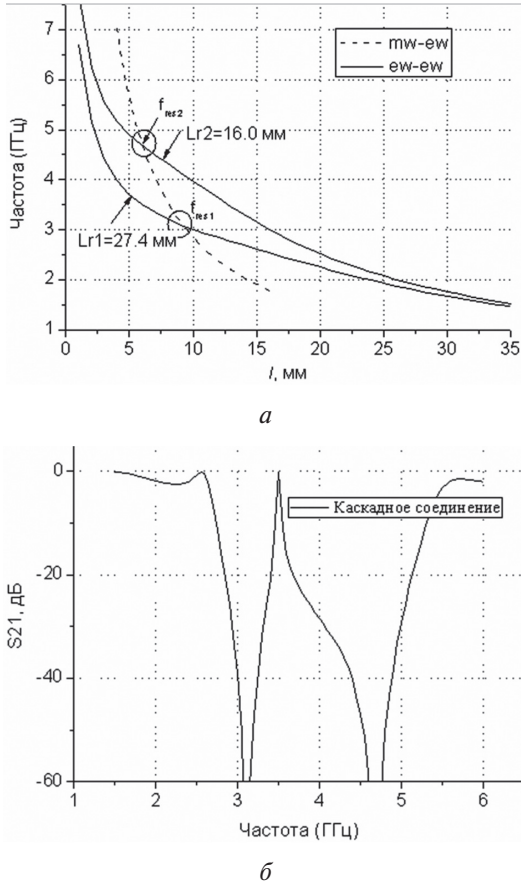


Рис. 6. а – Спектры собственных частот двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» и «магнитной» краевых задач (L_{ri} – длина резонатора, $i=1,2$; L_s – расстояние до неоднородности); б – характеристика коэффициента передачи структуры на рис. 2, в, полученная каскадным соединением матриц рассеяния отдельных щелевых резонаторов. Параметры структуры (в мм): подложка $h=0.635$, $\epsilon_{r1}=10.2$, ширина микрополосковой линии $w=0.58$ ($Z_0=50$ Ом), $b_1=8.0$, $b_2=5.0$, $A=16.0$

Спектр собственных частот структуры с двумя щелевыми резонаторами одновременно, полученный из решений электрической и магнитной краевых задач, а также области резонансного взаимодействия распределенной неоднородности с микрополосковой линией показаны на рис. 7, а. Рассчитанная методом поперечного резонанса и экспериментально измеренная характеристика коэффициента передачи показана на рис. 7, б. Выбор спектральной ветви, из которой рассчитываются элементы матрицы рассеяния, определяется плоскостью отсчета, за которой высшие типы волн уже затухают (в данном случае плоскость отсчета расположена на

расстоянии от неоднородности равном 5.0 мм). Видно, что рассчитанная и экспериментально измеренная характеристики находятся в удовлетворительном соответствии друг с другом. Таким образом, расчет спектра собственных частот резонатора с неоднородностями в целом показывает, во-первых, что частоты резонансного взаимодействия смещаются по частоте относительно собственных частот каждой неоднородности отдельно, и, во-вторых, структура создает дополнительные полосы с высоким уровнем затухания основной волны микрополосковой линии.

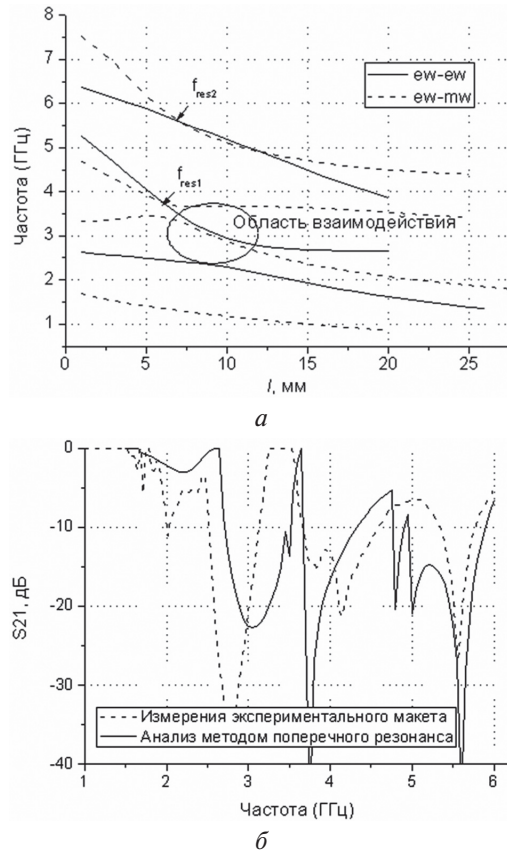


Рис. 7. Результаты моделирования и экспериментального измерения симметричной 2-ступенчатой структуры на рис. 1, в. Расстояние между щелевыми резонаторами (в мм) $l_{m1}=6.7$ и $l_m=5.4$. а – спектр собственных частот резонатора из решения двух краевых задач и б – характеристика коэффициента передачи. Параметры структуры (в мм): подложка $h=0.635$, $\epsilon_{r1}=10.2$, ширина микрополосковой линии $w=0.58$ ($Z_0=50$ Ом), $b_1=8.0$, $b_2=5.0$, $A=16.0$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, методом поперечного резонанса выполнен анализ неоднородности в виде двух щелевых резонаторов прямоугольной формы в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи. Данные измерений экспериментальных и анализ спектров собственных частот резонаторов с неоднородностями показал, что узкие прямоугольные щелевые резонаторы, последовательно расположенные в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи, взаимодействуют на расстояниях, значительно превышающих их продольные размеры. Результаты числен-

ного анализа резонансных структур показали, что взаимодействие неоднородностей происходит за счет высших гармоник поля в плоскости щелевых резонаторов. Установлено, что взаимная связь между неоднородностями приводит к сдвигу частот резонансного взаимодействия между ними и микрополосковой линией и появлению новых областей с высоким уровнем затухания основной волны микрополосковой линии в микроволновом диапазоне частот.

Структуры такого типа могут использоваться для проектирования полосно-запирающих фильтров и фильтров высших гармоник. При этом ширины полос запираения и частоты резонансного взаимодействия с волноведущей линией передачи могут настраиваться изменением расстояний между неоднородностями.

Литература

- [1] H.-Yu Yang, N. G. Alexopoulos. Basic Blocks for High-Frequency Interconnects: Theory and Experiment // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. — 1988. — Vol. 36. — No. 8. — P. 1258–1264.
- [2] N. Herscovici, D. M. Pozar. Full-Wave Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Lines, // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. — 1991. — Vol. 39, No. 7. — P. 1108–1114.
- [3] N. K. Das. Generalized Multiport Reciprocity Analysis of Surface-to-Surface Transitions Between Multiple Printed Transmission Lines, // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — 1993. — Vol. 41, No. 6/7. — P. 1164–1177.
- [4] W. Schwab, W. Menzel. On the design of planar microwave components using multilayer structures // *IEEE Trans. MTT*. — 1992. — V. 40. — No. 1. — P. 67–72.
- [5] Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Периодические структуры на связанных щелевых резонаторах в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // *Изв. ВУЗов «Радиоэлектроника»*. — 2010. — Т. 53. № 8. — С. 36–42.
- [6] Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // *Изв. ВУЗов «Радиоэлектроника»* — 2012. — Т. 55, № 5 — С. 29–39.
- [7] Rassokhina Yu.V., Krizhanovski V. G., Colantonio P., Giofrù R. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter // 14th International Symposium on Microwave and Optical Technology Proceedings, KL, MALAYSIA, October 28-31. — 2013. — P. 95–98.
- [8] Крыжановский В.Г., Рассохина Ю. В. Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // В кн. «21-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: Материалы конференции». — Севастополь: «Вебер», 2011. — Т. 2. — С. 1120–1121.
- [9] Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski. The transverse resonance technique for analysis of irregular distributed slot discontinuity in microstrip line ground plane // *MMET*12. Proceeding of the 14th International Conference on Mathematical Methods In Electromagnetic Theory*. Kharkiv, Ukraine, August 28–30. — 2012. — P. 113–116.
- [10] Yu. V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski. Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — V. 57, No. 7. — P. 1694–1699.

Поступила в редколлегию 12.09.2014



Рассохина Юлия Валентиновна, канд. физ.-мат. наук, ст. научн. сотр., ст. научн. сотр. каф. радиопроизводства Донецкого национального университета. Научные интересы: электродинамика волноведущих передачи (волноводов и планарных структур); прикладная электродинамика; методы решения внутренних краевых задач электродинамики; проектирование схем для устройств микроволнового диапазона.



Крыжановский Владимир Григорьевич, д-р техн. наук, проф., проф. кафедры радиопроизводства Донецкого национального университета. Научные интересы: вакуумная электроника; высокоэффективные усилители мощности и автогенераторы ВЧ микроволнового диапазона; теория и техника СВЧ; телекоммуникационные технологии.

УДК 537.86.42

Ефекти взаємного зв'язку між прямокутними щілиніми резонаторами у заземлюючому шарі мікросмушкової лінії передачі / Ю.В. Рассохіна, В.Г. Крижановський // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 420–425.

У роботі досліджено явище взаємного зв'язку між неоднорідностями у вигляді вузьких прямокутних щілинних резонаторів, що є послідовно розташованими у заземлюючій площині мікросмушкової лінії передачі. Показано, що такі неоднорідності взаємодіють між собою на великих, у порівнянні з їх подовжніми розмірами, відстанях, що призводить до зсуву частот резонансної взаємодії між неоднорідністю і основною хвилею мікросмушкової лінії передачі та до появи додаткових смуг із високим рівнем згасання.

Ключові слова: мікросмушкова лінія, щілинний резонатор, метод поперечного резонансу, взаємодія неоднорідностей, резонансна частота.

Іл.: 07. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 537.86.42

Formation of the vector meaningful indicators of clinical and biochemical analysis of patients with psoriasis using an artificial neural network to detect the disease at early stages / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovskiy // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 420–425.

In this paper the effect of mutual coupling between the discontinuities in the form of a narrow rectangular slot resonators located in series in the ground plane of a microstrip transmission line was investigated. It is shown that such discontinuities interact at large distances, as compared with their longitudinal dimensions, which leads to a shift of the resonance interaction frequencies between the discontinuity and the microstrip transmission line fundamental mode and to the appearance of additional bands with high attenuation.

Keywords: microstrip line, slot resonator, transverse resonance technique, discontinuity interaction (mutual coupling), resonance frequency.

Fig.: 07. Ref.: 10 items.