

# ИССЛЕДОВАНИЕ СОБСТВЕННЫХ ЧАСТОТ ПАРЫ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ, КОНДУКТИВНО ПОДКЛЮЧЕННЫХ К ЛИНИЯМ ПЕРЕДАЧИ

П.В. Ризуненко, Б.А. Беляев (научный руководитель)

Красноярский государственный технический университет

660074, Красноярск, ул. Киренского, 26.

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН

660036, Красноярск, Академгородок

E-mail: [belyaev@iph.krasn.ru](mailto:belyaev@iph.krasn.ru)

К достоинствам микрополосковых устройств в первую очередь относят миниатюрность, надежность в работе и технологичность в производстве. Однако к достоинствам следует отнести и достаточно хорошее согласие с экспериментом высокоскоростного численного анализа микрополосковых структур, проводимого в квазистатическом приближении. Этот факт позволяет создавать эффективные системы для автоматизированного проектирования различных СВЧ устройств [1], в том числе и фильтров [2]. Известно, что в многосвязных конструкциях полосно-пропускающих фильтров, представляющих собой, как правило, систему из взаимодействующих микрополосковых резонаторов (МПР), в рабочей полосе частот должен выполняться не только баланс связей всех звеньев друг с другом и с подводимыми линиями передачи, но и должны совпадать резонансные частоты МПР. Известно также, что в зависимости от величины и типа связи резонаторов их собственные частоты могут как повышаться, так и понижаться, что приводит к необходимости коррекции длины полосковых проводников МПР при настройке фильтра [3]. Поэтому изучение закономерностей поведения резонансных частот МПР от характера и величины их взаимодействия друг с другом и с линиями передачи важная и актуальная задача.

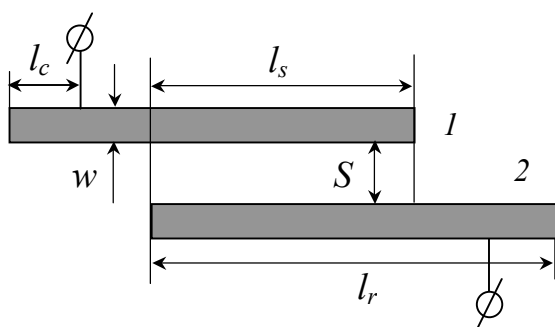


Рис. 1

В настоящей работе исследуется двухзвенная микрополосковая секция (рис. 1) на регулярных резонаторах, кондуктивно подключенных по диагонали к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. Толщина подложки микрополосковой структуры  $H$ , а ее относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$ . Длина проводников резонаторов в секции  $l_r$ , длина области связи  $l_s$ , ширина проводников  $w$ , а величина зазора между ними  $S$ . Для определенности будем считать, что первый резонатор подключен к входной, а второй – к выходной линии передачи в точках на расстоянии  $l_c$  от концов проводников.

Численный анализ рассматриваемой конструкции проводился на одномерной модели, представляющей собой последовательно соединенные отрезки из одиночных и связанных микрополосковых линий. Отрезки образуются разбиением конструкции на регулярные участки в точках подключения структуры к линиям передачи и по границам области связанных линий. Погонные параметры связанных и одиночных линий, необходимые для расчета АЧХ, а также для получения распределения токов и напряжений в проводниках, вычислялись в квазистатическом приближении с учетом концевых емкостей [1]. Для простоты анализа диссипативные потери СВЧ мощности не учитывались.

На рис. 2 представлены типичные частотные зависимости прямых (сплошные линии) и обратных (точки) потерь исследуемой микрополосковой структуры на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной  $H=1$  мм. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) построены

На рис. 2 представлены типичные частотные зависимости прямых (сплошные линии) и обратных (точки) потерь исследуемой микрополосковой структуры на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной  $H=1$  мм. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) построены

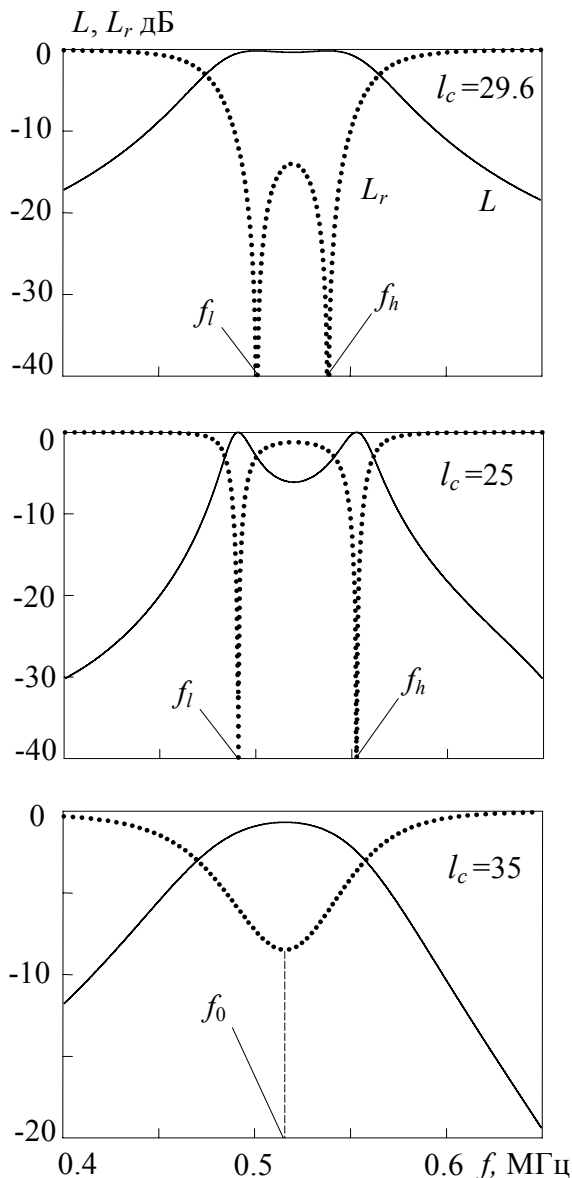


Рис. 2.

для трех значений  $l_c$ , представленных на рисунке в миллиметрах. При этом остальные конструктивные размеры секции, также в миллиметрах, были следующими:  $l_r=40$ ;  $l_s=35$ ;  $w=1$ ;  $S=1$ . Из рисунка видно, что при  $l_c=29.6$  мм максимум обратных потерь в полосе пропускания фильтра  $L_r < -14$  дБ, что соответствует уровню КСВ  $< 1.5$ . Этот случай отвечает практически равенству связей резонаторов друг с другом и с линиями передачи. При смещении точек кондуктивного подключения ближе к центру полосковых проводников МПР, где располагаются узлы высокочастотных электрических полей, связь между резонаторами оказывается значительно больше, чем их связь с линиями передачи (случай  $l_c=25$  мм). Поэтому в полосе пропускания наблюдаются сильные отражения СВЧ мощности  $L_r \approx -1$  дБ. Однако и в первом и во втором случае в полосе пропускания хорошо видны острые минимумы обратных потерь на частотах  $f_l$  и  $f_h$ , которые соответствуют резонансам четных и нечетных мод колебаний в связанных МПР. При смещении точек кондуктивного подключения ближе к концам полосковых проводников МПР, где располагаются пучности высокочастотных электрических полей, связь между резонаторами оказывается значительно меньше, чем их связь с линиями передачи (случай  $l_c=35$  мм). Поэтому в полосе пропускания также возникают сильные отражения СВЧ мощности  $L_r \approx -8$  дБ, а резонансы четных и нечетных волн сливаются в один минимум на центральной частоте полосы пропускания  $f_0$ .

В ходе исследований нами изучалось поведение частот  $f_l$  и  $f_h$  от конструктивных параметров рассматриваемой двухзвенной секции, а также поведение частоты  $f_0$ , которая при наличии двух минимумов обратных потерь, определялась как  $f_0 = \frac{f_l + f_h}{2}$ . Кроме того, исследовалось поведение величины  $\frac{f_h - f_l}{f_0}$ , характеризующей относительную ширину полосы пропускания.

На рис. 3 для микрополосковой структуры на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ;  $H=1$  мм;  $l_r=40$  мм;  $w=1$  мм) показаны зависимости изменения вышеуказанных характеристик от величины зазора между полосковыми проводниками резонаторов. Кривые построены для нескольких значений длины области связи МПР. В этом исследовании, для обеспечения слабой связи резонаторов с линиями передачи, точки кондуктивного подключения МПР находились на расстоянии всего 1 мм от центра проводников ( $l_c=19$  мм). В результате почти исключалось влияние линий передачи на исследуемые характеристики двухзвенной секции. Видно, что при больших зазорах  $S$  сдвиг резонансных частот "низкочастотной" четной  $f_l$  и "высокочастотной" нечетной  $f_h$  мод колебаний относительно центра полосы пропускания  $f_0$  приблизительно одинаков, и он монотонно увеличивается с увеличением длины области свя-

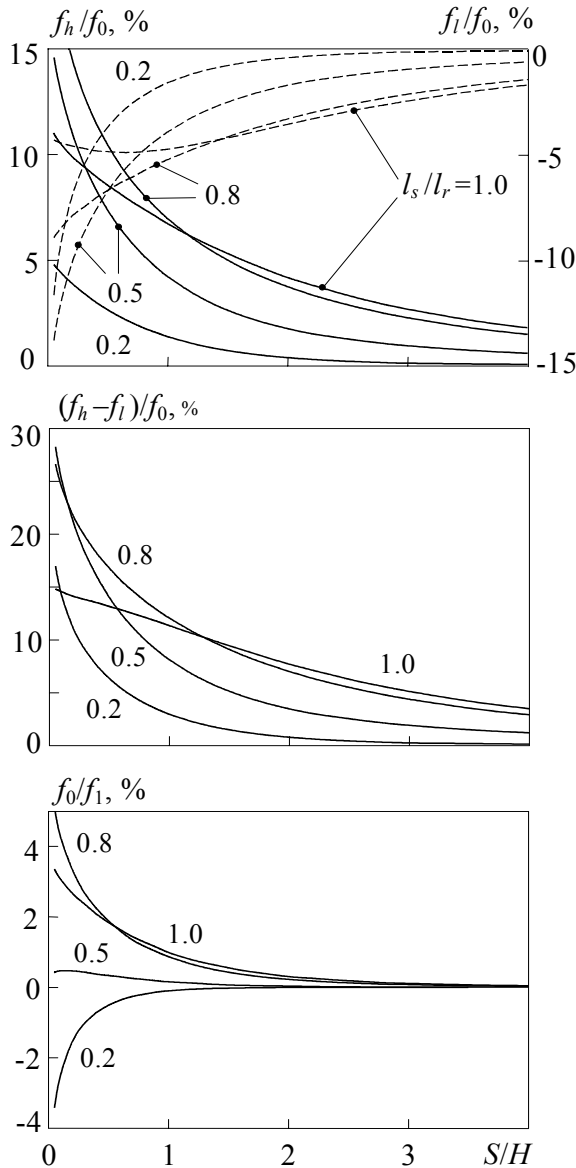


Рис. 3.

зи  $l_s$ . Этот факт объясняется преимущественно индуктивной связью резонаторов при больших  $S$ , благодаря которой и обеспечивается симметричный сдвиг частот четных и нечетных колебаний относительно резонансной частоты уединенного МПР  $f_1$ . Зная коэффициент индуктивной связи  $K_L$ , эти частоты несложно вычислить по формулам

$$f_l = \frac{f}{\sqrt{1+K_L}}, \quad f_h = \frac{f}{\sqrt{1-K_L}}. \quad (1)$$

С уменьшением  $S$  индуктивное взаимодействие МПР растет, но еще быстрее растет емкостное, которое нарушает симметрию сдвига частот  $f_l$  и  $f_h$ . Известно, что при наличии только емкостного взаимодействия между резонансными контурами частоты четных и нечетных колебаний можно определить через коэффициент емкостной связи  $K_C$  по следующим формулам

$$f_l = f \frac{\sqrt{1-K_C}}{\sqrt{1+K_C}}, \quad f_h = f. \quad (2)$$

В этом случае, напротив, "низкая" частота  $f_l$  отвечает нечетным колебаниям, а "высокая"  $f_h$  – четным. Коэффициент связи МПР с учетом индуктивного и емкостного взаимодействия

$$K = \frac{K_L + K_C}{1 + K_L K_C} \quad (3)$$

был получен в [4]. Было показано, что при максимальной длине области связи МПР  $K_C$  имеет отрицательный знак, т.е. индуктивное и емкостное взаимодействия противофазны. При этом  $|K_L| > |K_C|$ . Однако с уменьшением  $l_s$  модуль  $K_C$  быстро падает до нуля в точке  $l_s/l_r \approx 0.65$ , а затем этот коэффициент изменяет знак и растет, достигая своего максимума в точке  $l_s/l_r \approx 0.35$ . В результате при длине области связи МПР  $l_s/l_r < 0.65$  индуктивное и емкостное взаимодействия синфазны. Это объясняет тот факт, что в области малых зазоров между полосковыми проводниками резонаторов величина  $(f_h - f_l)/f_0$  существенно меньше для случая  $l_s = l_r$  (см. рис.3).

Из рис. 3 также видно, что с уменьшением зазора между проводниками центральная частота полосы пропускания исследуемой секции в зависимости от длины области связи МПР может как уменьшаться, так и увеличиваться. Выявленная закономерность поведения  $f_0$  от смещения полосковых проводников МПР относительно друг друга прослеживается на рис. 4. Представленные зависимости построены для нескольких фиксированных зазоров между проводниками МПР. Как и следовало ожидать, с уменьшением зазора  $S$  экстремумы отклонения центральной частоты увеличиваются. Очевидно, это связано, во-первых, с резким увеличением емкостного взаимодействия до одного порядка с индуктивным, а во-вторых, с

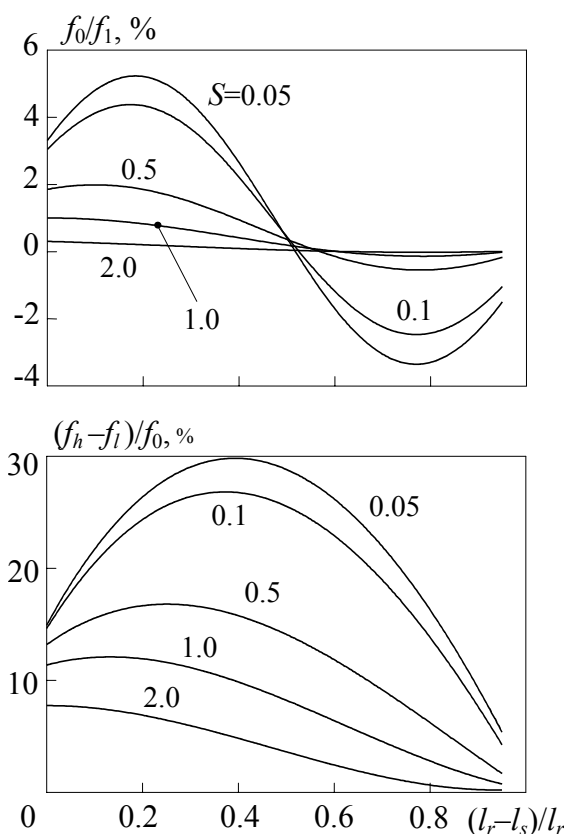


Рис. 4.

При конструировании микрополосковых фильтров на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью для кондуктивного подключения резонаторов к линиям передачи, как правило, используют проводники-перемычки диаметром 0.10-0.15 мм, волновое сопротивление которых намного больше 50 Ом. Очевидно, что эти перемычки могут также существенно изменять резонансные частоты МПР, причем степень изменения частоты должна зависеть и от других конструктивных параметров, например, от величины  $l_c$ . На рис. 5 представлены поверхности, характеризующие относительный сдвиг центральной частоты полосы пропускания исследуемой двухзвенной конструкции с зазорами между полосковыми проводниками  $S=1$  мм.

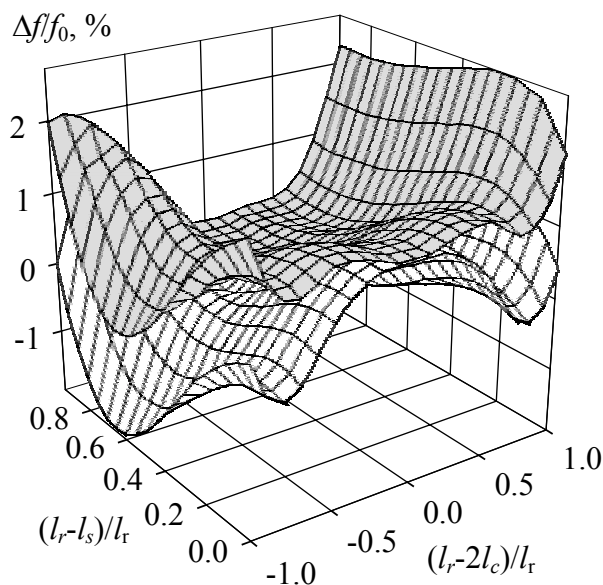


Рис. 5

различными зависимостями  $K_L$  и  $K_C$  от величины относительного смещения МПР  $x = (l_r - l_s)/l_r$  [4]

$$K_L(x) = K_L(0) \left[ \frac{1}{\pi} \sin(\pi x) - x \cos(\pi x) \right] \quad (4)$$

$$K_C(x) = K_C(0) \left[ \frac{1}{\pi} \sin(\pi x) + x \cos(\pi x) \right].$$

Факт противофазного действия индуктивной и емкостной связи при  $l_s = l_r$  приводит к уменьшению полного коэффициента связи (3) и к соответствующему уменьшению величины  $(f_h - f_l)/f_0$ , характеризующей полосу пропускания микрополосковой структуры (см. рис. 4). Смещение резонаторов  $x$  приводит сначала к росту ширины полосы пропускания за счет стремительного уменьшения модуля коэффициента емкостной связи, а затем к ее монотонному уменьшению. Следует заметить, что максимум  $(f_h - f_l)/f_0$ , а значит и максимум коэффициента полной связи МПР, смещается в сторону больших  $x$  при уменьшении зазора между полосковыми проводниками.

В этом случае одновременно изменялось смещения резонаторов и положение точек их кондуктивного подключения к линиям передачи. Верхняя (серая) поверхность построена при наличии, а нижняя (белая) в отсутствии перемычек. При этом перемычки учитывались как отрезки воздушных линий передачи с волновым сопротивлением 150 Ом, имеющие длину 3 мм.

Исследования показали, что при подключении линий передачи со слабой связью (близко к центру полосковых проводников) перемычки почти не изменяют резонансные частоты МПР. Однако влияние перемычек становится существенным при увеличении связи резонаторов с линиями передачи, т. е. при смещении точек кондуктивного подключения ближе к краям проводников.

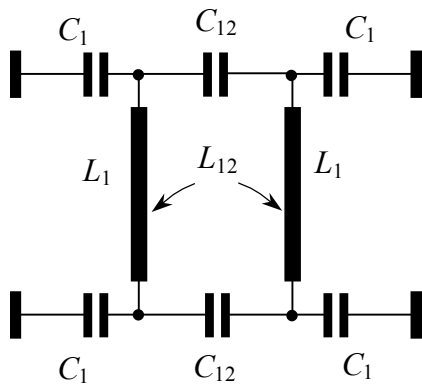


Рис. 6

Для объяснения природы полученных закономерностей рассмотрим эквивалентную схему пары связанных полуволновых микрополосковых резонаторов (рис. 6), изолированных от внешних линий. Как известно, на частотах первой полосы пропускания в средней части полосковых проводников МПР располагаются пучности высокочастотного тока, а на краях проводников – высокочастотного напряжения. Поэтому каждый из резонаторов можно представить в виде колебательного контура, состоящего из индуктивности  $L_1$  и двух емкостей  $C_1$ . Индуктивное взаимодействие между резонаторами описывается взаимной индуктивностью  $L_{12}$ , а емкостное – двумя емкостями связи  $C_{12}$ . Составив и решив уравнения Кирхгофа для такой схемы несложно получить выраже-

ния для частот четных колебаний  $\omega_e$ , когда направления токов в обоих контурах совпадают, и нечетных колебаний  $\omega_o$ , когда направления токов в контурах противоположны:

$$\omega_e = \frac{\omega_1}{\sqrt{1+K_L}}, \quad \omega_o = \omega_1 \sqrt{\frac{1-K_C}{(1-K_L)(1+K_C)}}. \quad (5)$$

Здесь  $\omega_1 = \sqrt{\frac{2}{L_1 C_1}}$  – резонансная частота уединенного контура;  $K_L = \frac{L_{12}}{L_1}$  и  $K_C = \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}}$  –

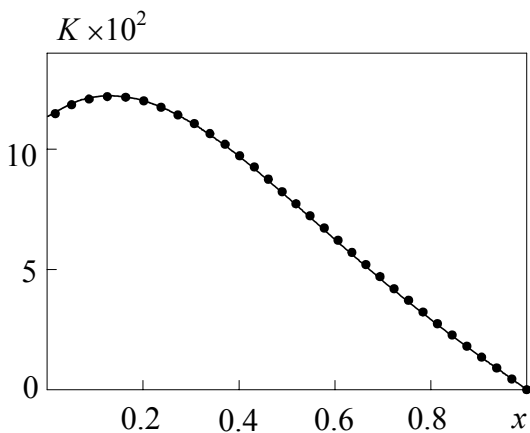


Рис. 7

коэффициенты индуктивной и емкостной связи контуров соответственно. По собственным частотам четных и нечетных мод колебательный можно определить коэффициент полной связи не только пары контуров, но и любых одинаковых резонаторов [4]

$$K = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2}. \quad (6)$$

Справедливость полученных выражений (5) для взаимодействующих МПР доказывает совпадение коэффициентов полной связи (рис. 7), вычисленных по формулам (3) – сплошная линия и (6) – точки.

Кривые построены при варьировании длины области связи резонаторов микрополосковой структуры с зазором  $S=1$  мм. Значения  $K_L(x)$  и  $K_C(x)$  вычислялись по формулам (4), при этом  $K_L(0)=0.18$ , а  $K_C(0)=0.07$ . Отметим, что при слабой связи МПР с линиями наблюдается также качественное согласие зависимостей  $\omega_e(x)$  с  $f_l(x)$  и  $\omega_o(x)$  с  $f_h(x)$ .

#### Список литературы:

1. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987.
2. Беляев Б.А., Никитина М.И., Ноженкова Л.Ф., Тюрнев В.В. // Известия Академии наук. Теория и системы управления. 2000. № 2. С. 96.
3. Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 1993. Вып. 5-6(459-460). С. 11.
4. Тюрнев В.В., Беляев Б.А. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1990. Вып. 4(428). С. 25.