

СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА ДВУХЗВЕННОЙ СЕКЦИИ НА НЕРЕГУЛЯРНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Лалетин Н.В., Беляев Б.А.

Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Академгородок, Красноярск, 660036, Россия
тел.: 3912-494591, e-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Аннотация - В квазистатическом приближении получены частотные зависимости коэффициентов связи двух одинаковых параллельных микрополосковых резонаторов со ступенчатым изменением ширины проводника. Исследовано поведение коэффициентов связи и АЧХ при варьировании конструктивных параметров двухзвенной секции, конструктивно подключенной к линиям передачи.

I. Введение

Микрополосковые фильтры получили широкое распространение, благодаря некоторым своим достоинствам таким, например, как миниатюрность, надежность, технологичность в производстве. К достоинствам следует отнести и хорошее согласие квазистатического анализа микрополосковых структур с экспериментом, которое позволяет создавать эффективные системы для автоматизированного проектирования СВЧ фильтров. Поэтому с момента появления первых микрополосковых фильтров важной и актуальной остается задача оптимизации их конструкций, с целью получения предельно высоких характеристик устройств.

Большой интерес представляет задача исследования частотных зависимостей коэффициентов связи микрополосковых резонаторов (МПР) со ступенчатым изменением ширины полоскового проводника в форме гантели [1]. Такие резонаторы привлекают внимание конструкторов СВЧ устройств своей миниатюрностью и повышенной собственной добротностью по сравнению с регулярными резонаторами. Кроме того, сильное влияние нерегулярностей полоскового проводника на собственные частоты МПР, позволяет сравнительно просто конструировать резонаторы с заданным спектром собственных колебаний [2].

II. Основная часть

В настоящей работе проводится сравнение частотных зависимостей коэффициентов связи и частотно-селективных свойств двухзвенной секции из нерегулярных МПР, имеющих форму гантелей (рис. 1). Такое сравнение, в первую очередь, необходимо для выяснения причин, приводящих к изменению крутизны склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) секции при варьировании ее конструктивных параметров.

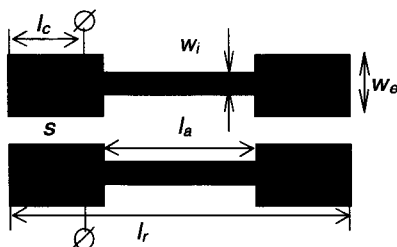


Рис. 1. Микрополосковая конструкция.
Fig. 1 Microstrip structure.

Резонаторы на подложке из поликора ($\epsilon=9.8$) расположены напротив друг друга с зазором s между проводниками и конструктивно подключены к 50-

омным линиям передачи. Численный анализ конструкции проводился на одномерной модели, составленной из последовательно соединенных трех регулярных отрезков связанных микрополосковых линий, отличающихся шириной полосковых проводников. Параметры связанных линий, необходимые для расчета АЧХ и распределения токов и напряжений в проводниках, вычислялись в квазистатическом приближении с учетом концевых емкостей [3].

Известно, что емкостное и индуктивное взаимодействие резонаторов с максимальной длиной области связи противофазны [4]. Кроме того, емкостное взаимодействие зависит от величины зазора между проводниками МПР гораздо сильнее индуктивного. В связи с этим интересно отметить, что при некоторых конструктивных параметрах нерегулярных МПР заданную полосу пропускания структуры можно реализовать при трех существенно разных зазорах между резонаторами. Наибольшему зазору соответствует индуктивная связь МПР при очень слабой емкостной. Среднему зазору отвечает преимущественно индуктивная связь, но при емкостной того же порядка. А наименьшему зазору – емкостная связь, но при индуктивной того же порядка.

На рис. 2 для трех образцов рассмотренной конструкции при $l_a/l_r=0.33$, отличающихся только величиной зазора между проводниками s , приведены амплитудно-частотные характеристики, центральная частота первой полосы пропускания которых $f_0 \approx 1$ ГГц, а относительная ширина по уровню 3 дБ $\Delta f_3/f_0 = 3\%$. У первого образца (а) $s=3.90$ мм, у второго (б) $s=0.27$ мм, а у третьего (с) $s=0.068$ мм. При этом в модели использовались следующие конструктивные параметры: длина полосковых проводников $l_r=45.5$ мм, ширина участков с низким волновым сопротивлением $w_e=2$ мм, ширина высокоомных участков $w_i=0.5$ мм. Потери мощности при расчете АЧХ учитывались введением собственной добротности резонаторов $Q_0=400$, взятой из эксперимента. Внешние линии передачи подключены к проводникам в точках $l_c=20.5$ мм. Видно, что изменение типа связи между МПР приводит к существенному изменению формы АЧХ вне полосы пропускания.

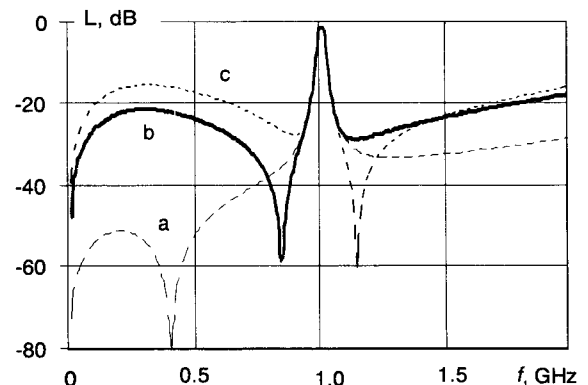


Рис. 2. АЧХ двухзвенной секции при трех зазорах.
Fig. 2. FR.

На рис. 3 для этих же образцов представлены частотные зависимости модуля коэффициента связи, рассчитанные из энергетического подхода [5]. Коэффициенты связи равны нулю на частотах полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ, где происходит взаимная компенсация индуктивного и емкостного взаимодействия МПР. На частотах ниже точки компенсации связь резонаторов преимущественно емкостная, а выше – индуктивная. Как и следовало ожидать, на центральной частоте полосы пропускания секций коэффициенты связи одинаковы.

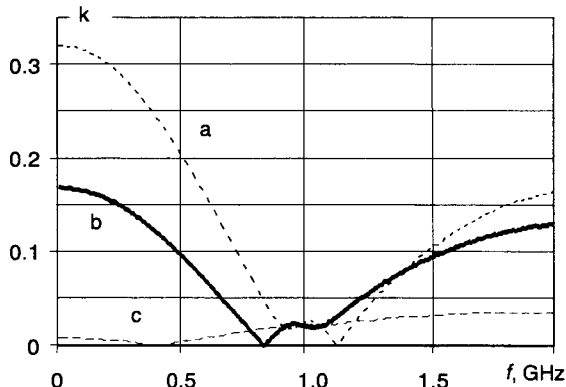


Рис. 3. Частотное поведение коэффициентов связи.
Fig. 3.

Отметим, что в структуре (а) с преимущественно индуктивной связью МПР, крутизна склонов АЧХ почти одинакова. Наибольшая крутизна высокочастотного склона наблюдается у секции (b), а низкочастотного – у секции (c), хотя для секции (c) крутизна высокочастотного склона все равно остается больше низкочастотного.

Нами показано, что в исследованной секции для любой заданной полосы пропускания изменением длины среднего участка МПР можно формировать несколько полюсов затухания справа и слева от полосы пропускания. При этом значительно возрастают частотно-селективные свойства микрополосковой структуры. Изученное поведение полюсов затухания от конструктивных параметров секции показывает, что она вполне может применяться в различных датчиках, чувствительных к диэлектрическим и магнитным проницаемостям материалов.

III. Заключение

Исследованная микрополосковая структура перспективна для конструирования СВЧ фильтров, благодаря возможности целенаправленного регулирования в широких пределах крутизны склонов АЧХ и величины затухания в полосах заграждения при неизменной ширине полосы пропускания.

IV. Список литературы

- [1] Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Лалетин Н.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов. // Решетневские чтения. Вып. 2. Красноярск, 1998. С. 108-109.
- [2] Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. // ЭТ, СВЧ-Техника, 1997, вып.2(470), с. 20-24.
- [3] Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.:Связь, 1971. Т. 1, 439 С.
- [4] Тюрнев В.В., Беляев Б.А.//ЭТ, сер. Электроника-СВЧ. 1990. Вып. 4(428). С. 25-30.
- [5] Тюрнев В.В., Беляев Б.А.// ЭТ, СВЧ-Техника, 1992, вып.4(448), с. 23-27.

SELECTIVE PROPERTIES OF TWO-POLE SECTION BASED ON IRREGULAR MICROSTRIP RESONATORS

N.V. Laletin, B.A. Belyaev
Institute of Physics

Akademgorodok, Krasnoyarsk - 660036, Russia
E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Abstract - In quasi-static approximation the frequency-dependent factor of coupling of two identical parallel microstrip resonators with a step of strip width is obtained.

I. Introduction

Microstrip filters are widespread, due to some of their advantages, such as small sizes, reliability, adaptability to manufacture. Therefore problem of design optimization, aimed to obtain the extremely high performances, is important and actual.

The task of researching the frequency-dependent factors of coupling between microstrip resonators with a step change of strip conductor width, having a dumb-bell form, is of the great interest [1]. Strong influence of irregularities of a strip conductor upon the natural frequencies of microstrip resonators (MSR) allows constructing resonators with a specified spectrum of natural oscillations rather simply [2].

II. Basic part

In the present work the comparison between frequency dependencies of coupling coefficients and frequency-selective properties of two-pole section based on irregular MSR, heaving a dumb-bell form (Fig. 1), is made. Resonators having substrate from polycor ($\epsilon = 9.8$) are located against each other with a value of gap between conductors s , and are in conductive coupling with 50 Ohm transmission lines. Coupled lines parameters, being necessary in calculating the frequency responses (FR) and distribution of currents and voltages in conductors, were calculated in a quasi-static approximation with account of end capacity [3].

It is well known that capacity and inductive interactions between resonators with maximum length of coupling are anti-phase [4]. Besides, the capacity interaction depends on value of space between MSR conductors much more strong than inductive one. Due to this fact it is interesting to note, that with some design data of irregular MSR, a given bandwidth of structure can be realized with three essentially different spacing between resonators. The greatest spacing corresponds to the inductive coupling between MSR, when the capacity coupling is very weak. The intermediate spacing is reduced mainly to the inductive coupling, but the capacity coupling is the same order of value at that time. And the least spacing corresponds to the mainly capacity coupling, but the inductive coupling is the same order of value at that time.

In Fig. 2 FR for three samples of the considered microstrip structure with $l_0/l_1 = 0.33$, distinguishing only by value of the spacing between conductors s , are shown; center frequency of the first passband $f_0 \approx 1$ GHz, and fractional bandwidth at the level 3 dB $\Delta f/f_0 = 3\%$. In the first microstrip structure (a) $s = 3.90$ mm, in the second (b) $s = 0.27$ mm, and in the third (c) $s = 0.068$ mm.

In Fig. 3 frequency dependencies of the modulus of coupling factor calculated using energetic approach [5] are shown for the same microstrip structures.

We have shown, that in the investigated section it is possible to form several poles of damping on the right and on the left of passband by changing the length of MSR middle part for any specified passband. That leads to considerable increase in selectivity of microstrip structure.

III. Conclusion

The investigated microstrip structure is promising for MW filters design, due to a possibility of purposeful regulation of FR slopes steepness and damping magnitude in stop-bands over a wide range, with its bandwidth being constant at that time.