

Микрополосковые резонаторы с некратными частотами и полосовые фильтры на их основе

Исследуются микрополосковые звездообразные резонаторы с некратными резонансными частотами. Определены условия при которых резонансные частоты могут изменяться независимо друг от друга. Обсуждаются вопросы разработки много полосовых фильтров СВЧ на основе таких резонаторов.

Ключевые слова: многочастотные резонаторы, микрополосковые линии.

Во многих практически важных случаях при разработке систем передачи информации и радионавигационных систем возникают задачи создания много полосовых фильтров с некратным расположением полос пропускания. Теория многополосных полиномиальных фильтров на сосредоточенных элементах впервые была разработана в [1], но тем не менее многие вопросы, особенно касающиеся фильтров на распределенных элементах [2,3], остаются не разработанными вплоть до настоящего времени. В данной работе исследуются звездообразные многочастотные резонаторы, резонансные частоты которых развязаны друг относительно друга, что является особенно удобным для разработки и изготовления на их основе многочастотных фильтров.

Для упрощения изложения основные принципы построения звездообразных резонаторов рассмотрим на примере двухчастотного резонатора. Топология простейшего двухчастотного звездообразного микрополоскового резонатора представлена на рисунке 1. Как видно из рисунка, двух частотный резонатор представляет собой два $\lambda/2$ резонатора, включенных с общей точкой.

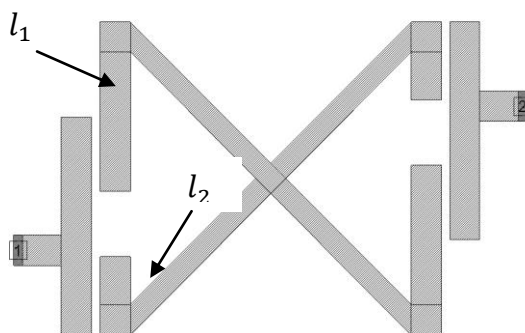


Рис. 1.

Если потенциал этой точки равен нулю, то изменение длины одного резонатора, а как следствие, его резонансной частоты, не будет влиять на резонансную частоту второго резонатора, и их резонансные частоты окажутся развязанными. Для обеспечения нулевого потенциала опорной точки необходимо использовать симметричные резонаторы, распределение напряжения которых вдоль отрезков линии передачи имеет минимум, расположенный точно по середине резонатора. Упрощенная

эквивалентная электрическая схема двухчастотного резонатора представлена на рисунке 2. Точка с нулевым потенциалом разбивает полуволновый резонатор на два одинаковых $\lambda/4$ отрезка линии передачи с разрывом на концах. На рисунке 2 порты отмечены, как .

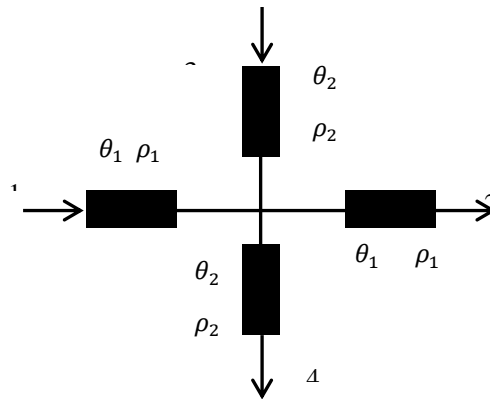


Рис. 2.

Покажем, что входное сопротивление со стороны портов одного резонатора определяется только его электрической длиной θ_1 и волновым сопротивлением ρ_1 и не зависит от электрических параметров второго резонатора. Это свойство позволит изменять резонансные частоты независимо друг от друга при сохранении симметрии обоих $\lambda/2$ резонаторов, что очень важно в процессе проектирования и изготовления фильтров на двухчастотных резонаторах.

На основании эквивалентной электрической схемы двухчастотного резонатора на рис.2, составим эквивалентную схему четырехполюсника при передаче сигнала из порта P1 в P2, показанную на рисунке 3.

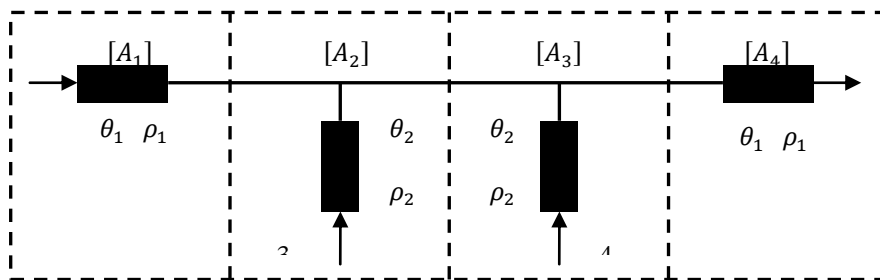


Рис. 3.

Это схема состоит из четырех каскадно включенных 4-полюсников. Два из них $[A_1]$ и $[A_4]$, описываются А-матрицей отрезка однородной линии передачи с электрическими параметрами ρ_1 и θ_1 (рисунки 3,4а), а два других в виде параллельно включенного входного сопротивления разомкнутого на свободном конце отрезка линии с параметрами ρ_2 и θ_2 (рисунки 3,4б). Входное сопротивление разомкнутого отрезка однородной линии передачи:

$$Z_{вх} = -j \cdot \rho_2 \cdot \operatorname{ctg} \theta_2, \quad (1)$$

где ρ_2 –волновое сопротивление линии, а θ_2 –эквивалентная электрическая длина линии передачи.

$$\theta = 2\pi \cdot l_2 \cdot f / \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot C, \quad (2)$$

где l_2 – длина линии, f – частота, – относительная электрическая проницаемость среды, C – скорость света в вакууме, ε_0 - электрическая постоянная.



Рис. 4.

В силу каскадного соединения четырёхполюсников суммарная матрица передачи может быть записана в виде произведения матриц:

$$[A] = [A_1] * [A_2] * [A_3] * [A_4]. \quad (3)$$

Но поскольку матрицы $[A_1]$ и $[A_4]$, $[A_2]$ и $[A_3]$, попарно равны, исходя из проведенных рассуждений и схемы включения, то (3) можно записать в следующем виде:

$$[A] = [A_1] \cdot [A_2]^2 \cdot [A_1]. \quad (4)$$

Для четырехполюсника $[A_1]$ матрица имеет вид:

$$[A_1] = \cos\theta_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) \\ j \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) / \rho_1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Для четырехполюсника $[A_2]$ имеем:

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) / \rho_2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для возведения в квадрат используем формулу:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}^2 = \begin{bmatrix} a^2 + b \cdot c & b \cdot (a + d) \\ c \cdot (a + d) & d^2 + b \cdot c \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Тогда для итоговой матрицы нетрудно получить:

$$[A] = \cos^2\theta_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) \\ j \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) / \rho_1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2 \cdot j \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) / \rho_2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) \\ j \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) / \rho_1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

В результате перемножения получается:

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad (9a)$$

где

$$A_{11} = -\frac{0.5 \cdot (\cos(2\theta_1) + 1) \cdot (\rho_2 \cdot \operatorname{tg}^2(\theta_1) + 2 \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) - \rho_2)}{\rho_2}, \quad (9б)$$

$$A_{12} = \frac{j \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) \cdot (\rho_2 - \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) \cdot \operatorname{tg}(\theta_1)) \cdot (\cos(2\theta_1) + 1)}{\rho_2}, \quad (9в)$$

$$A_{21} = \frac{j \cdot (\rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) + \rho_2 \cdot \operatorname{tg}(\theta_1)) \cdot (\cos(2\theta_1) + 1)}{\rho_1 \cdot \rho_2}, \quad (9г)$$

$$A_{22} = -\frac{0.5 \cdot (\cos(2\theta_1) + 1) \cdot (\rho_2 \cdot \operatorname{tg}^2 \theta_1 + 2 \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg}(\theta_2) \cdot \operatorname{tg}(\theta_1) - \rho_2)}{\rho_2}. \quad (9д)$$

В силу взаимности и симметричности цепи определитель результирующей матрицы:

$$|A| = 1. \quad (10)$$

На основе (9), (10) запишем коэффициент передачи четырехполосника:

$$S_{21} = \frac{2A_{21}}{|A| - (A_{11} + A_{21}) \cdot (A_{21} + A_{22})}. \quad (11)$$

После подстановки всех компонентов матрицы $[A]$ (9) в (11) и упрощения полученного выражения, а также учета, что эквивалентная электрическая длина отрезка $\theta_1 = \pi/2$, получаем выражение для коэффициента передачи двухчастотного резонатора:

$$S_{21} = -\frac{\rho_2^2 - j \cdot \rho_1^2 \rho_2 \cdot \operatorname{tg}(\theta_2)}{\rho_1^4 \cdot \operatorname{tg}^2(\theta_2) + \rho_2^2} \quad (12)$$

Как видно из (12), коэффициент передачи из порта 1 в порт 2 (см. рисунок 2) определяется только электрической длиной второго резонатора, что дает возможность настраивать его резонансную частоту независимо от частоты первого резонатора.

Если рассмотреть коэффициент передачи из порта 3 в порт 4, то матрица $[A]$ будем записана следующим образом:

$$[A] = [A_2] \cdot [A_1]^2 \cdot [A_2]. \quad (14)$$

Выражение (14) можно получить из (4) путем циклической перестановки матриц, входящих в произведение. По свойствам циклической перестановки выражение для коэффициента передачи из порта 3 в порт 4, будет соответствовать выражению (14) для коэффициента передачи из порта 1 в порт 2, если заменить индексы 1 и 2 местами. Значит, если длина линии $\theta_2 = \pi/2$, коэффициент передачи из порта 3 в порт 4, также не зависит от параметров второго резонатора.

Если одновременно возбуждать оба резонатора, то можно получить двухполосовой фильтр с заданными характеристиками, и независимо друг от друга

настроить центральные частоты резонаторов. Полученные результаты можно распространить и на случай более сложных резонаторов с большим числом резонансных частот.

Схемотехническое (рис. 5) и электродинамическое (рис.1) моделирование двухчастотного резонатора было выполнено в среде «Microwave Office».

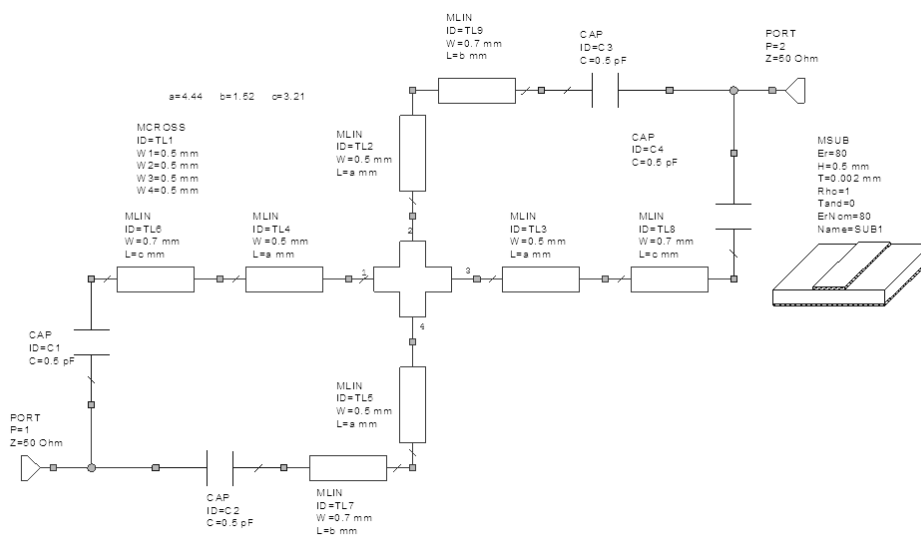


Рис. 5.

На рис. 6 представлены, результаты электродинамического моделирования коэффициента передачи резонатора. Пунктиром нанесены характеристики варианта с исходными длинами. Изменение длины резонаторов производилось на электродинамическом уровне, сначала уменьшалась длина первого резонатора симметрично с обоих концов на 1 мм (см. рис. 6(а)-сплошная линия), а затем – второго (уменьшение на 0.4 мм с обоих концов рис. 6(б)-сплошная линия).

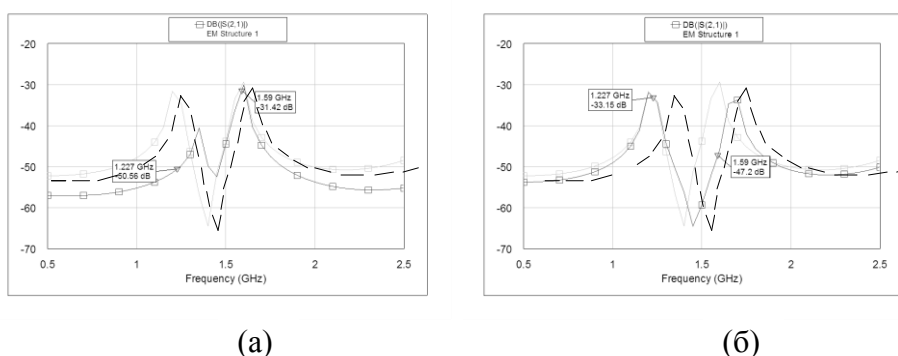


Рис. 6.

Как видно из рис.6, резонансные частоты изменяются независимо друг от друга.

Библиографический список

1. Чавка Г.Г. Многополосовое преобразование частоты. Известия ВУЗов СССР. Радиоэлектроника, 1968, №12, с .1315-1318
2. Compact and high-selectivity microstripbandpass filters using triple- /quad-mode stub-loaded resonators./ XunLuo/IEEE Microw. Wireless Compon Lett.,vol.61,pp.513-574, october 2011.
3. Compact Dual-Band Bandpass Filters using Novel Embedded spiral Resonator (ESR)./ XunLuo/IEEE Microw. Wireless Compon Lett.,vol.59,pp.417-476, august 2010