

ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ДВУХРЕЗОНАТОРНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Аристархов Григорий Маркович

МТУСИ, д.т.н., профессор кафедры «Электроника», Москва, Россия

Марковский Андрей Владимирович

МТУСИ, магистрант кафедры «Электроника», Москва, Россия

g.m.aristarkhov@mtuci.ru

Аннотация

Исследуются потенциальные селективные возможности двухрезонаторных микро-полосковых структур фильтров нижних частот. Определены условия, при которых в двухрезонаторной структуре достигается разрядка спектра паразитных полос пропускания до четвертой гармоники включительно и формируется не менее семи полюсов рабочего затухания. Это обеспечивает при столь ограниченном числе резонаторов существенно повышенную частотную избирательность фильтров нижних частот в широкой полосе частот и пониженный уровень потерь в полосе пропускания.

Ключевые слова

Микрополосковый фильтр, микрополосковая линия, Y-звено, неравновешенные электро-магнитные связи, нули и полюсы рабочего затухания, разрядка спектра паразитных полос пропускания.

Введение

Одним из эффективных способов повышения частотной избирательности СВЧ-фильтров является формирование в них полюсов рабочего затухания на конечных частотах за счет введения дополнительных электромагнитных связей между несмежными резонаторами [1-3]. Однако в таких N-резонаторных структурах формируется ограниченное число полюсов затухания, равное $P=N-2$. Поэтому при синтезе высокоизбирательных фильтров с различными типами частотных характеристик, в том числе и фильтров нижних частот, приходится повышать их порядок [4-8]. Однако это сопряжено с усложнением конструкций, увеличением габаритов и повышением потерь в полосе пропускания. Вместе с тем было показано, что в некоторых одно- и двухрезонаторных структурах возможно формирование, при определенных условиях, значительного числа полюсов рабочего затухания, в несколько раз превышающего количество резонаторов в структуре [9-10]. Эти структуры могут применяться как самостоятельные фильтры, так и в качестве базовых звеньев фильтров более высокого порядка. Это открывает принципиально новые возможности в создании компактных высокоизбирательных фильтров при существенно ограниченном числе резонаторов [10]. Однако исследования этих структур ограничивались синтезом на их основе только полосно-пропускающих фильтров.

В данной работе исследуется возможность создания на основе двухрезонаторных микро-полосковых структур высокоизбирательных фильтров с другими типами частотных характеристик, в частности, фильтров нижних частот (ФНЧ) с расширенной полосой заграждения.

Структурный синтез ФНЧ

В основе структурного синтеза лежит модернизация топологий традиционного ФНЧ третьего порядка (рис. 1,а) и полосно-пропускающего фильтра на двух сонаправленных полуволновых шпилечных резонаторах (рис. 1,г).

Этим достигается сочетание, с одной стороны, топологии ФНЧ, а с другой – частотных свойств двухрезонаторных структур с неравновешенными электромагнитными связями между смежными микрополосковыми линиями на разных участках их длины.

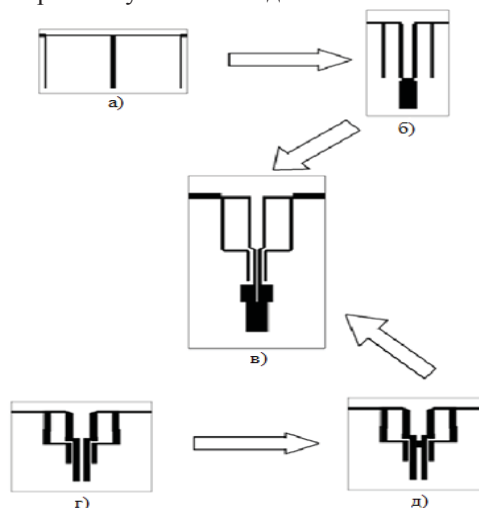


Рис. 1. Процедура структурного синтеза многоступенчатого двухрезонаторного ФНЧ

На рисунке 1, а представлена традиционная топология микрополоскового ФНЧ на основе шлейфной структуры. Все элементы структуры имеют одинаковую электрическую длину, равную $\lambda/8$, где λ – длина квази-Т волны в микрополосковой структуре, реализованной на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r . Данный тип фильтра обладает частотной характеристикой с тремя совмещенными полюсами рабочего затухания на второй гармонике $f_{\omega} = 2f_c$ и с паразитной полосой пропускания в области третьей гармоники, где f_c – частота среза ФНЧ (рис. 2, кривая а).

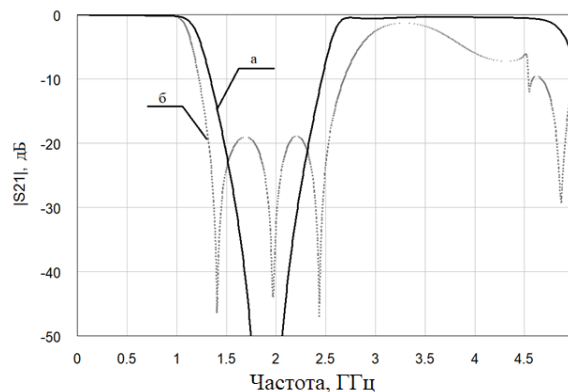


Рис. 2. Сравнение характеристик традиционной структуры ФНЧ со структурой с Y-звеном

Обеспечим более высокую компактность структуры ФНЧ. Введем электромагнитное взаимодействие между

элементами схемы (рис. 1,б). В результате этого в центре структуры формируется Y-звено. Электромагнитное взаимодействие между плечами Y-звена обуславливает расщепление полюсов затухания, что обеспечивает более высокую крутизну рабочего затухания в переходной области (рис. 2, кривая б) и более широкую полосу заграждения. Однако при этом реализуется недостаточные для большинства практических применений уровни затухания в полосе заграждения и его крутизна в переходной области. При этом на более высоких гармониках формируются паразитные полюсы пропускания.

С другой стороны, известна микрополосковая двухрезонаторная структура полосно-пропускающего звена (рис. 1,г), в которой также формируется три полюса рабочего затухания на конечных частотах в области верхних частот [4]. Смежные плечи сонаправленных полуволновых шпилечных резонаторов образуют четверть-волновую решетчатую секцию, в которой преобладающей связью между ее микрополосковыми линиями (МПЛ) является электрическая связь. При этом условия решетчатая секция формирует близлежащий к полосе пропускания полюс затухания (рис. 3,б). Два других полюса затухания формируются шлейфами. Расщепление этих полюсов затухания достигается введением электромагнитного взаимодействия между плечами каждого шпилечного резонатора с преобладающей электрической связью.

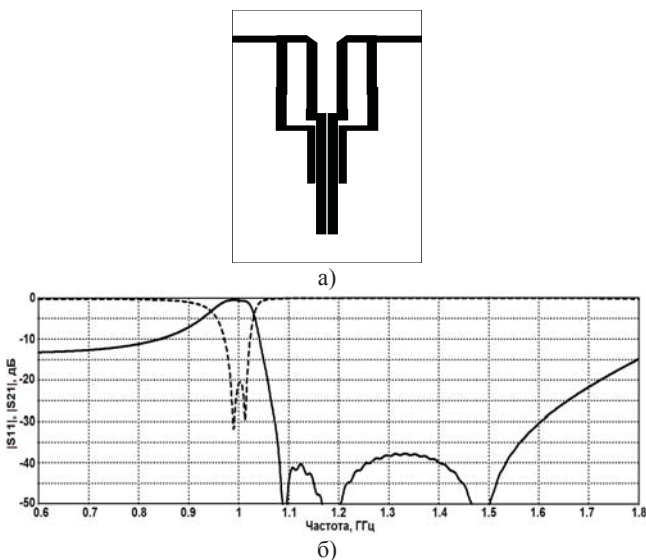


Рис. 3. Двухрезонаторный полосно-пропускающий МФ

Преобразуем эту двухрезонаторную структуру в структуру ФНЧ. Для этого введем между смежными плечами сонаправленных шпилечных резонаторов перемычку, в результате чего центральная решетчатая секция преобразуется (подобно рис. 1,б) в Y-звено, что обеспечивает передачу в фильтре постоянной составляющей входного сигнала. Результирующая двухрезонаторная многоступенчатая структура ФНЧ приобретает вид, который представлен на рисунке 1, в. Все смежные элементы четырехпроводной структуры электромагнитно взаимосвязаны между собой.

Частотные свойства ФНЧ

Выявим условия формирования в структуре множества полюсов рабочего затухания на конечных частотах f_{zi} .

Возникает вопрос: обладает ли рассмотренная структура при столь ограниченном количестве полуволновых резонаторов достаточным числом степеней свободы для выполнения этих условий? Так как рассматриваемая структура является сим-метричной, то, применяя к ней метод зеркальных отображений, получим ее уравновешенную мостовую схему замещения (рис. 4), в которой парциальные двухполюсники Z_a и Z_b являются входными сопротивлениями структуры при ее нечетном и четном возбуждении соответственно. Матрица сопротивлений эквивалентного четырехполюсника в этом случае имеет вид:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_b + Z_a & Z_b - Z_a \\ Z_b - Z_a & Z_b + Z_a \end{bmatrix}.$$

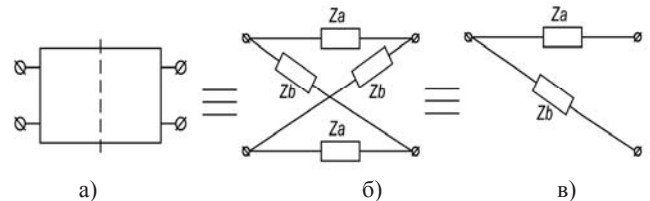


Рис. 4. Схема замещения симметричного четырехполюсника

Как известно, рабочее затухание такого эквивалентного четырехполюсника без учета потерь в МПЛ определяется через нормированные относительно сопротивления нагрузки R_l импедансы $\hat{Z}_{a,b} = j\hat{X}_{a,b} = jX_{a,b} / R_l$ следующим образом:

$$A_p = 10 \lg [S_{21}]^{-2} = 10 \lg \left[1 + \frac{(1 + \hat{X}_a \hat{X}_b)^2}{(\hat{X}_a - \hat{X}_b)^2} \right], \quad (1)$$

Как следует из (1), условием формирования полюсов рабочего затухания является условие баланса импедансов парциальных двухполюсников на частотах $f_{zi} = X_a(f_{zi}) = X_b(f_{zi})$. Чтобы выполнить это условие на множестве частот необходимо частотным зависимостям $X_{a,b}(f)$ придать определенный вид так, чтобы они пересекались на этих частотах.

Условием формирования нулей рабочего затухания на частотах f_{oi} является условие согласования эквивалентного четырехполюсника с нагрузкой $R_l = \sqrt{-X_a(f_{oi})X_b(f_{oi})}$, которые выполняется в области частот, где частотные зависимости $X_a(f)$ и $X_b(f)$ противоположны по знаку.

На рисунке 5,б представлена частотная зависимость рабочего затухания одного из вариантов реализации рассматриваемой структуры ФНЧ на фоне частотной зависимости (штрих-пунктир) рабочего затухания ФНЧ-прототипа, приведенного на рисунке 1,б. Эти структуры различаются, на первый взгляд, не столь значительно, но при прочих равных условиях их электрические параметры существенно отличаются.

Многоступенчатая структура обеспечивает при том же числе элементов более высокий уровень затухания в полосе заграждения, более широкую полосу заграждения, а также более высокую крутизну рабочего затухания в его переходной области. Обе микрополосковые структуры реализуются на подложке толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=10.6$. Минимальная ширина микрополосковых линий в обеих структурах $W_{\min}=0.3$ мм, а минимальное расстояние между связанными МПЛ $S_{\min}=0.3$ мм.

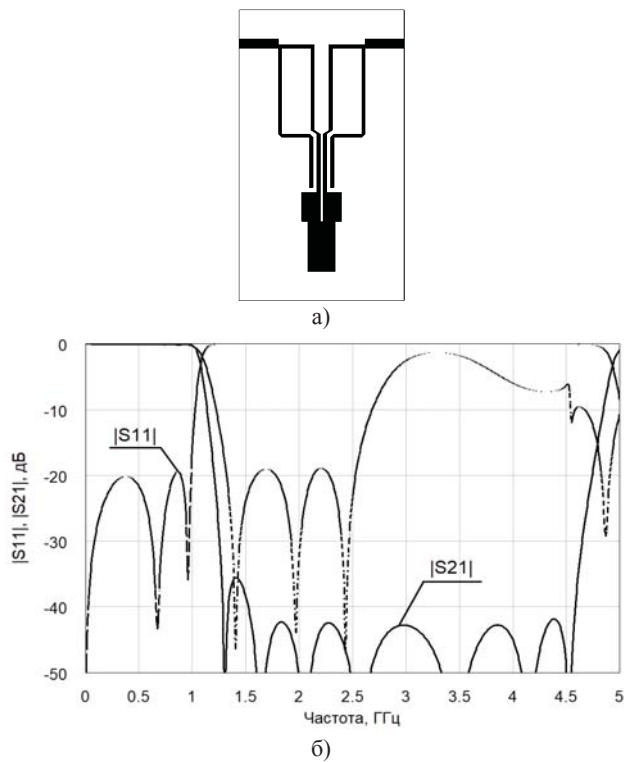


Рис. 5. Структура многоступенчатого двухрезонаторного ФНЧ и ее частотные характеристики

Эффект формирования значительного числа полюсов рабочего затухания в многоступенчатой двухрезонаторной структуре можно пояснить на основе анализа частотных зависимостей импедансов X_a и X_b схемы замещения, а также сопротивления связи реактивного четырехполюсника $Z_{12}(f) = jX_{12}(f) = \frac{j}{2}(X_b(f) - X_a(f))$, которые представлены на рисунке 6.

В диапазоне частот от 0 до 1 ГГц формируется область вещественных значений характеристического сопротивления эквивалентного четырех-полюсника $Z_c = \sqrt{-X_a X_b}$, поскольку X_a и X_b в этом диапазоне частот различны по знаку. Паразитные полосы пропускания на второй, третьей и четвертой гармониках вырождены, так как электрические длины структуры при ее четном и нечетном возбуждении равны друг другу на этих частотах, и области вещественных значений Z_c не формируются.

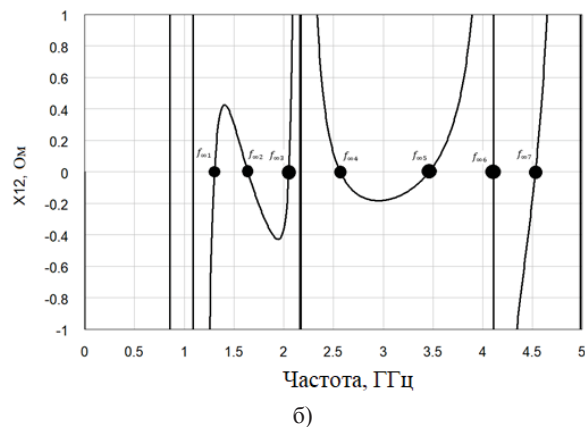
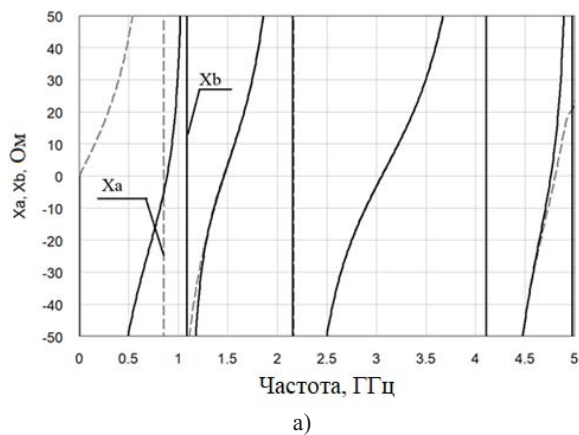


Рис. 6. Частотные зависимости импедансов X_a и X_b , а также X_{12}

Отметим, что во всей полосе заграждения частотные зависимости X_a и X_b парциальных двухполюсников схемы замещения практически совпадают, что и обеспечивает высокий уровень затухания. Более наглядно механизм формирования полюсов затухания на множестве частот полосы заграждения можно раскрыть на основе анализа сопротивления связи $Z_{12}(f)$ эквивалентного четырехполюсника, частотная зависимость которого приведена на рис. 6, б. Как видим, условие баланса импедансов $X_a(f_{oi}) = X_b(f_{oi})$ выполняется на семи частотах f_{oi} .

На других частотах полосы заграждения сопротивление связи Z_{12} имеет низкие значения, что свидетельствует от том, что связь между портами ФНЧ в этом диапазоне частот очень слабая (порядка минус 40 дБ).

При обеспечении согласования ФНЧ в более узкой полосе частот удастся существенно увеличить минимальную ширину $W_{min} = 0.5$ мм отрезков МПЛ, что обеспечивает снижение потерь на частоте среза и возможность повышения мощности входного сигнала. На рисунке 7 представлены результаты электродинамического 3D-моделирования закрытой структуры ФНЧ, выполненного на подложке толщиной $H = 1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10.6$. Расстояние от подложки до крышки корпуса составляет 3 мм.

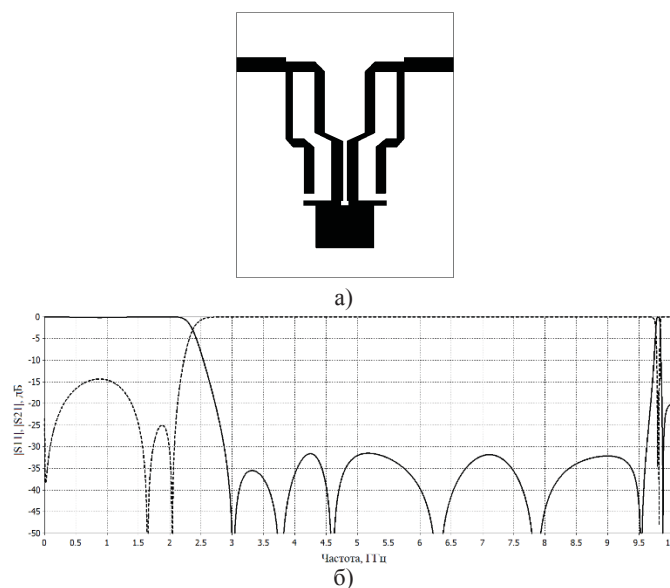


Рис. 7. Результаты 3D-моделирования многоступенчатого двухрезонаторного ФНЧ

Показано, что в многоступенчатых двухрезонаторных структурах ФНЧ возможна разрядка спектра паразитных полос пропускания вследствие их вырождения при одновременном формировании значительного числа полюсов рабочего затухания. Такое сочетание двух эффектов обеспечивает при столь ограниченном числе резонаторов существенно повышенный уровень затухания в широкой полосе заграждения и пониженный уровень потерь в полосе пропускания. Это достигается за счет реализации в многоступенчатых структурах определенного соотношения электромагнитных связей между смежными плечами резонаторов на разных участках их длины.

Таким образом, на примере реализации ФНЧ показано, что компактные двухрезонаторные структуры обладают достаточным числом степеней свободы, чтобы в них проявились селективные свойства, которые характерны для многорезонаторных СВЧ-цепей. Важно при этом отметить, что в полосе пропускания ФНЧ формируется два нуля рабочего затухания, что соответствует количеству резонаторов в структуре, а в полосе заграждения число полюсов рабочего затухания соответствует многорезонаторной цепи. Уникальная особенность этого типа частотной характеристики предопределяет новые возможности в создании высокоизбирательных фильтров более высокого порядка на основе компактных структур с ограниченным числом резонаторов.

1. Роудз Дж. Д. Теория электрических фильтров. М.: Сов. Радио. 1980. .
2. M. I. Lancaster and J. S. Hong, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-45, pp. 2358-2365, Dec. 1997.
3. J. G. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: Wiley, 2001. 476 p.
4. Li K., Zhao M., Fan Yo, Zhu Z., Cui W. With Parallel Open-Ended Stubusing Novel Double-Folded SCMRC Structurecompact Lowpass Filter with Wide Stopband // Progress in Electromag. Res. Lett. 2013. V. 36. P. 77-86.
5. Hayati M., Shama F. A Compact Lowpass Filter with Ultra Wide Stopband Using Steppend Impedance Resonator // Radioengineering. 2017. V. 26. № 1. P. 269-74.
6. Kumarand D., De A. Compact Ultra Wide Band Filter Using Triangular Patch Resonators // Radioelectronics and Communs Syst. 2015. V. 58. № 4. P. 151-156.
7. Jiang S., Xu J. Compat Microstip Lowpass Filter with Ultra-Wide Stopband Based on Dual-Plane Structere // Electronics Lett. 2017. V. 53. № 9. P. 607-609.
8. Беляев Б.А., Ходенков С.А., Галеев П.Г., академик РАН В.Ф. Шабанов // Доклады Академии Наук 2019. том 485. № 1. С. 27-32.
9. G.M. Aristarkhov, A. Grebennikov and N.V. Zvezdinov, «High-Selectivity Microstrip Filters Based on Structures With a Limited Number of Hairpin Resonators [Application Notes],» // IEEE Microwave Magazine, vol. 20, no.11, pp. 22-31, Nov. 2019. doi: 10/1109/MMM.2019.2935362
10. Аристархов Г.М., Гуляев Ю.В., Дмитриев И.Н., Зайченко К.В. и др. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства // Под ред. акад. Ю.В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.