ЛИ ЧЭНЬ (LEI CHEN), научный сотрудник
(Школа электронной и информационной техники, Сианьский технологический университет, КНР),
ФЭН ВЭЙ (FENG WEI), научный сотрудник, **ЧЕН ДИН (CHEN DING)**, инженер (Национальная научно-техническая лаборатория «Антенны и микроволны», Сианьский электротехнологический университет, КНР)
Перевод: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

ЧЕТЫРЕХДИАПАЗОННЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР НА БАЗЕ SL-SIR

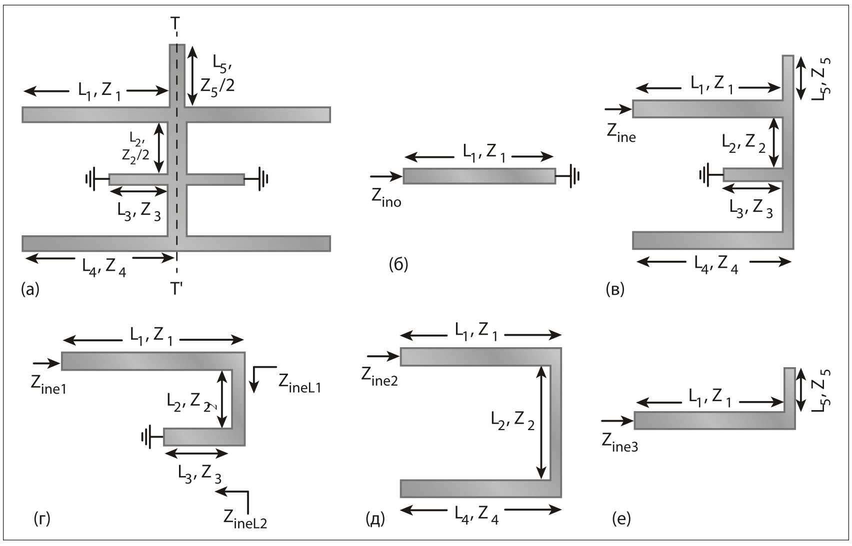
В связи с постоянно увеличивающимся количеством беспроводных приложений растет необходимость в компактных фильтрах, вытекающая из требований точного распределения частот, которые должны быть выделены для эффективного функционирования таких приложений.

Благодаря созданию новейшего нагруженного шлейфом резонатора со ступенчатым изменением импеданса (Stub-Loaded Stepped Impedance Resonator, SL-SIR) удалось разработать компактный четырехдиапазонный микрополосковый полосно-пропускающий фильтр (ППФ), причем практически такого же размера, как и обычный однодиапазонный микрополосковый ППФ с одной центральной частотой. Для демонстрации эффективности нового подхода к проектированию в качестве примера был изготовлен ППФ с центральными частотами в полосах пропускания 1,5/2,5/3,5/5,2 ГГц, при этом наблюдалось хорошее соответствие между заданными и полученными при моделировании параметрами и измеренными характеристиками реального ППФ.

С ростом популярности современных систем многополосной беспроводной связи увеличился спрос на ППФ с несколькими разнесенными полосами пропускания. По этой причине большинство исследований было сосредоточено на разработке многополосных ППФ, но значительная часть этих работ охватывает фильтры с двумя или тремя полосами пропускания [1–10]. В качестве примера обратите внимание на публикацию [9], в которой подробно описывается конструкция трехдиапазонного ППФ, созданного путем объединения двух четвертьволновых резонаторов со ступенчатым импедансом (Stepped Impedance Resonator, SIR).

Более высокую степень свободы в части реализации конструкции обеспечивает трехсекционный фильтр на SIR, на котором может быть реализован трехдиапазонный ППФ [10]. Но, как это уже отмечалось выше, с продолжающимся ростом беспроводных приложений все больше внимания сосредоточено именно на четырехдиапазонных ППФ как наиболее компактном решении для выделения нескольких разнесенных по частоте полос беспроводной связи. Однако из-за ограниченности выбора конструктивной реализации разработка такого четырехполосного ППФ является наиболее сложной задачей. В настоящее время известные способы проектирования подразделяются на три основных подхода:

1. Чтобы разделить полосу пропускания двухдиапазонного фильтра на две и таким образом получить четырехполосный, вводят нули передаточной функции внутри полосы пропускания в двухдиапазонном ППФ [11].



▲ **Рис. 1.** Геометрия и эквивалентные схемы для SL-SIR-структуры: а) базовая конфигурация; б) эквивалентная схема для нечетной моды; в) эквивалентная схема для четной моды; г) часть I эквивалентной схемы четной моды; д) часть II эквивалентной схемы четной моды; е) часть III эквивалентной схемы четной моды

2. Подход заключается в каскадном соединении пары двухдиапазонных ППФ с разными центральными частотами или в использовании нескольких резонаторов с различными резонансными частотами [12, 13].
3. Подход предполагает использование одиночного четырехрежимного резонатора [14].

Среди этих трех направлений инженерной мысли только третий метод (с использованием одного резонатора) позволяет реализовать конструкцию компактного ППФ, работающего в четырех диапазонах. Именно такой подход становится привлекательным в создании фильтров с особыми требованиями по компактности их габаритов.

Для целей проверки предлагаемого решения и его изучения, на основе одиночного нагруженного шлейфом резонатора со ступенчатым изменением импеданса (SL-SIR) был разработан и изготовлен компактный четырехдиапазонный ППФ. Любая из четырех независимых полос пропускания такого фильтра может быть легко изменена путем вариации размеров микрополосковых элементов, составляющих фильтр. Для подтверждения эффективности решения четырехдиапазонного ППФ при его реализации на предложенной SL-SIR-структуре был проведен теоретический анализ, а для моделирования использовалась программа компьютерного моделирования инженерного уровня. Измеренные итоговые результаты показали весьма хорошее совпадение с результатами, показанными при компьютерном моделировании.

На рис. 1а показана геометрия SL-SIR структуры. Так как резонатор симметричен к плоскости T-T, то он может быть реализован четно-нечетным методом возбуждения мод[1]. Основываясь на базовых знаниях в области техники сверхвысоких частот, входной импеданс рассматриваемой структуры можно выразить следующим образом:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta L)}{Z_0 + jZ_L tg(\beta L)}, (1)$$

где β — постоянная распространения волны.

Для нечетной моды возбуждения эквивалентная схема представляет собой один заземленный с одного конца четвертьволновой резонатор (рис. 1б). Для $Z_L = 0$ входное сопротивление схемы замещения для нечетной моды можно найти по формуле (2):

$$Z_{in0} = jZ_0 tg(\beta L_1), (2)$$

где:

$$\beta L_1 = \frac{2\pi}{\lambda_g} L_1 = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_e}}{c} L_1.$$

Из условия резонанса $Y_{in0} = 0$ резонансная частота нечетной моды колебаний может быть вычислена с помощью формулы (3):

$$f_{in0} = \frac{c}{4L_1\sqrt{\varepsilon_e}}, (3)$$

где c — скорость света в вакууме; ε_e — эффективная диэлектрическая проницаемость[2] материала подложки печатной платы.

Для четной моды возбуждения эквивалентная схема (рис. 1в) содержит три резонансные цепи: четвертьволновый резонатор с заземленным концом и два полуволновых резонатора с открытыми концами (рис. 1г, д, е). Входной импеданс части I эквивалентной схемы четной моды можно вывести с помощью формул (4):

$$\begin{aligned} Z_{ine1} &= Z_1 \frac{Z_{ineL1} + jZ_1 tg\theta_1}{Z_1 + jZ_{ineL1} tg\theta_1} \\ Z_{ineL1} &= Z_2 \frac{Z_{ineL2} + jZ_2 tg\theta_2}{Z_2 + jZ_{ineL2} tg\theta_2}. (4) \\ Z_{ineL2} &= jZ_3 tg\theta_3 \end{aligned}$$

Из условия резонанса $Y_{ine1} = 0$ резонансную частоту части I эквивалентной схемы четной моды можно вычислить как:

$$f_{ine1} = \frac{c}{(4L_1 + 4L_2 + 4L_3)\sqrt{\varepsilon_e}}. (5)$$

Здесь для простоты мы положили $Z_1 = Z_2 = Z_3$. Используя тот же подход, резонансные частоты других эквивалентных схем цепей четной моды колебаний можно найти путем применения формул (6) и (7):

$$f_{ine2} = \frac{c}{(2L_1 + 2L_2 + 2L_4)\sqrt{\varepsilon_e}}, (6)$$

$$f_{ine3} = \frac{c}{(2L_1 + 2L_5)\sqrt{\varepsilon_e}}. (7)$$

Резонансные частоты всех этих схемных структур можно детерминировать (задавать) соотношением их длины и импеданса. По сравнению с обычным короткозамкнутым резонатором предлагаемая структура обеспечивает четыре резонансные частоты одновременно, с относительно высокой степенью свободы их выбора путем корректировки местоположения резонансной частоты моды в рамках общей амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра.

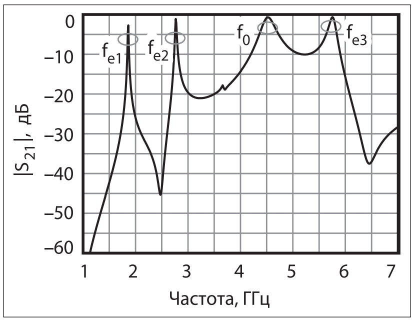


Рис. 2. Характеристики предлагаемого фильтра на SL-SIR-структуре с различными размерами

На рис. 2 показана АЧХ (а именно — резонансные частоты) предлагаемого фильтра на SL-SIR-структуре при слабой емкостной связи, так, как она моделируется с использованием программного обеспечения HFSS 11.0 от компании Ansoft Corp. На рис. 3 показаны, соответственно, АЧХ для четной и нечетной моды колебаний для различных размеров резонаторов. Полосы пропускания всех разделяемых полос пропускания одновременно увеличиваются, если размер линии L_1 уменьшается.

Вместе с тем управлять всеми тремя резонансными частотами четной моды можно независимо друг от друга. Более того, резонансные частоты можно устанавливать путем изменения соотношения импеданса. Результаты моделирования и полученные аналитическим путем данные для фильтра на SL-SIR-структуре находятся в хорошем соответствии. Это демонстрирует то, что путем соответствующего регулирования размеров резонатора все четыре полосы могут быть настроены на четыре необходимые центральные частоты.

На рис. 4 показана конфигурация предлагаемого четырехполосного ППФ. В практической реализации фильтра с целью повышения селективности в полосе пропускания и коэффициента развязки, в порты входа/выхода (I/O) введены две спиральные щелевые структуры, которые могут генерировать два нуля на передаточной функции с обеих сторон третьей полосы пропускания. Чтобы уменьшить размер фильтра, ненагруженные шлейфы изгибаются. Опытный образец четырехполосного ППФ на SL-SIR-структуре был изготовлен на печатной плате толщиной 1,0 мм из материала

[1] Моды, для которых токи и напряжения на полосковом проводнике резонатора по обе стороны щели имеют одинаковые знаки, называют четными, а моды, для которых токи и напряжения имеют противоположные знаки, — нечетными. — ***Прим. перев.***

[2] Эффективная диэлектрическая проницаемость материала — величина, равная отношению эффективных значений плотности тока к напряженности электрического поля, деленному на частоту этого поля [ГОСТ 21515 76]. — ***Прим. перев.***

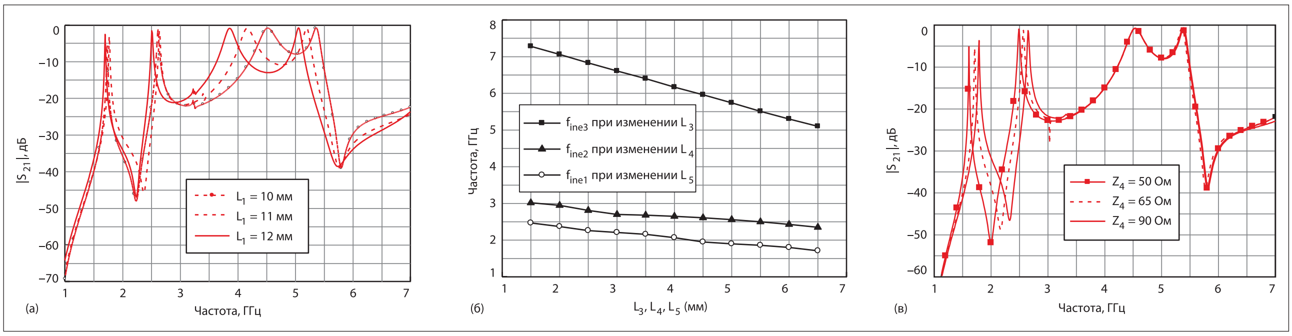


Рис. 3. Резонаторные характеристики предлагаемого фильтра на SL-SIR-структуре для следующих вариаций: а) L_1; б) L_3, L_4 и L_5; в) Z_4

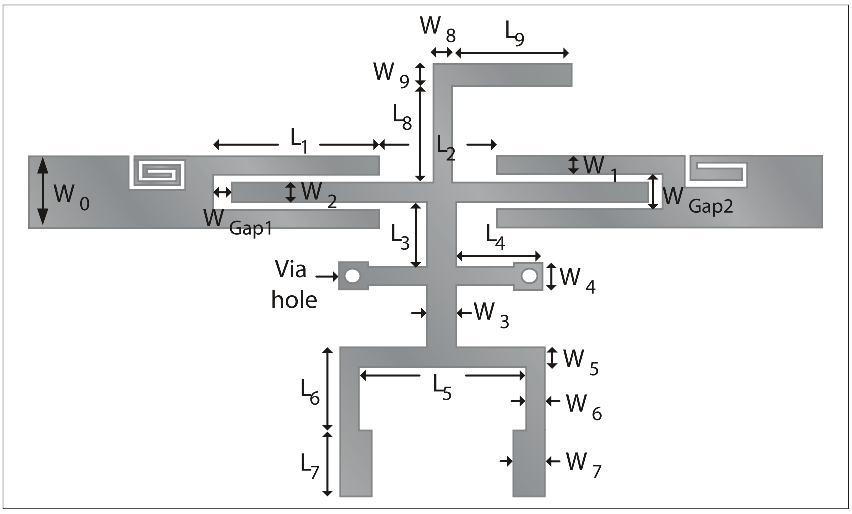


Рис. 4. Конфигурация предлагаемого четырехполосного ППФ

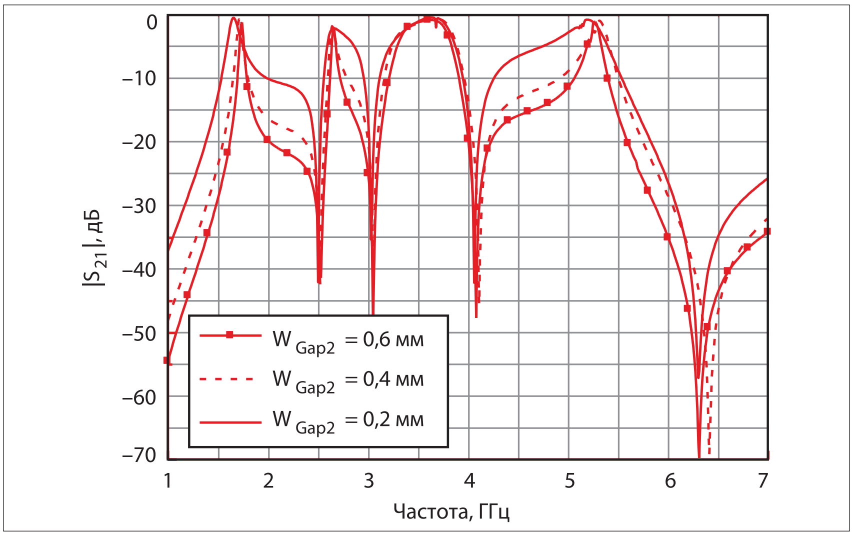


Рис. 5. Полученная в результате компьютерного моделирования полоса пропускания предлагаемого ППФ для различных размеров W_{gap2}

марки RT/duroid 5880 компании Rogers Corp. с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 2{,}2$.

Были выбраны следующие размеры элементов (резонаторов) фильтра: $W_0 = 3{,}0$ мм; $W_1 = 0{,}9$ мм; $W_2 = 0{,}9$ мм; $W_3 = 0{,}2$ мм; $W_4 = 0{,}6$ мм; $W_5 = 0{,}4$ мм; $W_6 = 0{,}4$ мм; $W_7 = 1{,}0$ мм; $W_8 = 0{,}3$ мм; $W_9 = 0{,}5$ мм; $L_1 = 10{,}0$ мм; $L_2 = 10{,}9$ мм; $L_3 = 2{,}35$ мм; $L_4 = 6{,}5$ мм; $L_5 = 16{,}2$ мм; $L_6 = 2{,}4$ мм; $L_7 = 3{,}0$ мм; $L_8 = 3{,}5$ мм; $L_9 = 4{,}7$ мм; $W_{gap1} = 0{,}25$ мм; $W_{gap2} = 1{,}2$ мм.

Длина и ширина спиральной структуры на левой стороне рис. 1 составляют соответственно $L_{S1} = 19{,}8$ мм и $W_{S1} = 0{,}2$ мм, на правой — $L_{S2} = 14{,}5$ мм и $W_{S2} = 0{,}2$ мм. Управлять шириной полосы пропускания можно изменением размера W_{gap2}. Как это видно из рассмотрения рис. 5, при уменьшении W_{gap2} полоса пропускания фильтра увеличивается.

Изготовленный промышленным способом ППФ был исследован с помощью векторного анализатора цепей N5230A компании Agilent Technologies (ныне Keysight Technologies).

На рис. 6 приведено сравнение характеристик фильтра между результатами компьютерного моделирования и натурных измерений. Изготовленный фильтр имеет четыре полосы пропускания с центральными частотами 1,5/2,5/3,5/5,2 ГГц и шириной полосы пропускания по уровню –3 дБ соответственно 9,3/13,7/16,8/4,6%. Измеренные минимальные вносимые потери (вносимое затухание в полосе прозрачности) составляют 0,58; 1,35; 1,25 и 1,35 дБ соответственно, в то время как обратные потери (в данном случае потери, возникающие из-за несоответствия импедансов фильтра и его нагрузки) на каждой из полос пропускания не хуже минус 10 дБ.

Уровень всех нулей передаточной функции между каждой полосой пропускания лежит ниже –25 дБ, что может улучшить селективность в полосе пропускания и привести к более высокому коэффициенту развязки. Имеющиеся отклонения результатов измерений от данных, полученных в ходе моделирования, как ожидается, связаны в основном с наличием отражений от разъемов и конечным размером подложки реального фильтра.

На рис. 7 представлена фотография изготовленного промышленным образом четырехполосного ППФ. Общий размер фильтра составляет примерно $0{,}45\lambda_g \times 0{,}15\lambda_g$, где λ_g — длина волны от частоты в 1,5 ГГц. В таблице представлено сравнение характеристик вновь разработанного четырехдиапазонного ППФ с другими альтернативными вариантами четырехдиапазонных ППФ.

Итак, на базе SL-SIR-структуры был предложен и разработан практический вариант высокопроизводительного четырехдиапазонного ППФ. Этот фильтр представляет собой планарную структуру, что облегчает его проектирование и снижает стоимость изготовления. Кроме того, у предлагаемого фильтра в его передаточной характеристике имеется, по крайней мере, один ноль на каждой стороне полосы пропускания, что улучшает крутизну его скатов, а в итоге — избирательность. Благодаря своей простой конструкции, компактным размерам и хорошим характеристикам, данный фильтр является перспективным для использования в будущих многополосных системах беспроводной связи.

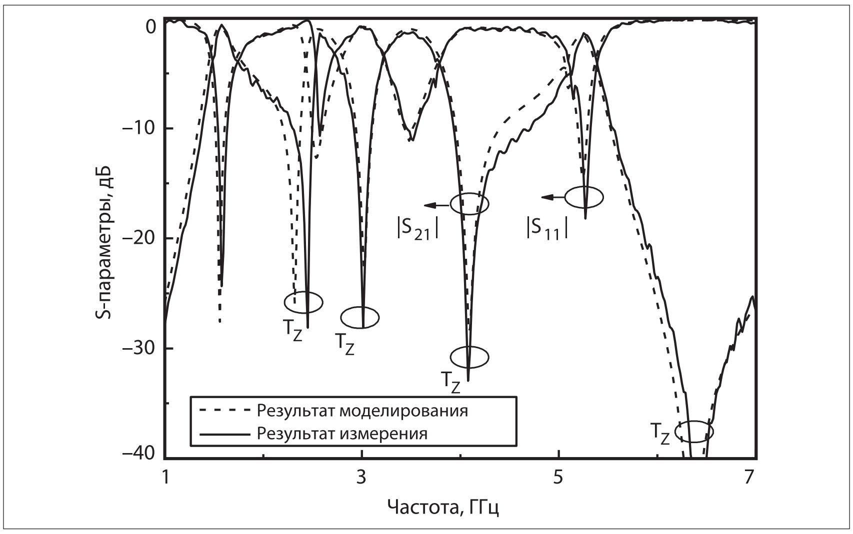


Рис. 6. Полученные в ходе моделирования и измеренные S-параметры проектируемого четырехполосного ППФ

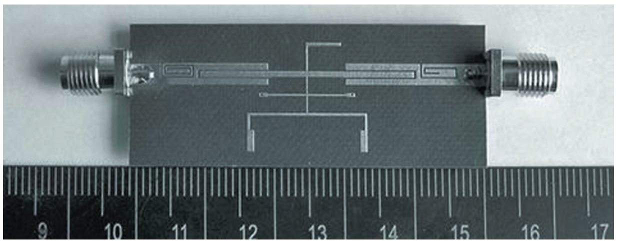


Рис. 7. Вид изготовленного промышленным образом четырехполосного ППФ на разработанной SL-SIR-структуре

Таблица. Сравнение четырехполосных полосно-пропускающих фильтров

Параметр	Из [12]	Из [14]	Из [15]	Предлагаемый
Толщина подложки, мм	1,0	0,508	1,57	1,0
Относительная диэлектрическая проницаемость	27,9	3,55	3,0	2,2
Центральная частота полосы пропускания, ГГц				
Первая полоса пропускания	1,57	1,5	0,90	1,5
Вторая полоса пропускания	2,45	2,5	1,26	2,5
Третья полоса пропускания	3,50	3,6	1,89	3,5
Четвертая полоса пропускания	5,20	4,6	2,29	5,2
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ				
Первая полоса пропускания	0,3	1,98	2,2	0,58
Вторая полоса пропускания	0,3	1,74	2,1	1,35
Третья полоса пропускания	0,3	3,58	1,4	1,25
Четвертая полоса пропускания	0,8	3,40	0,9	1,35
Полоса пропускания по уровню минус 3 дБ				
Первая полоса пропускания, %	9,6	5,5	6,7	13,7
Вторая полоса пропускания, %	31,8	12	5,4	9,3
Третья полоса пропускания, %	11,1	11	12	16,8
Четвертая полоса пропускания, %	16	4,3	15,3	4,6
Относительные размеры фильтра, $мм^2/\lambda g$	260/0,1	1600/0,09	2500/0,067	950/0,067

ЛИТЕРАТУРА

1. *Feng Wei, Lei Chen, and Xiao-Wei Shi. Compact Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Wide Stopband//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 11, 12.*
2. *Y. Zhu, J. Li. Design of cross-coupled dual-band bandpass filter using stubloaded open-loop resonators with different bandwidth ratios//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 11, 12.*
3. *Q. Cao, G. Wang. Dual-mode dual-band filter with flexible frequency ratio using degenerate modes of ring resonator//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 10.*
4. *M. Wang, X. Li, H. Wang. Dualband and harmonic suppression of filter designs based on asymmetric half-wavelength resonator//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 16.*
5. *J. Xu, C. Miao, W. Wu. A compact and high isolation dual-mode dual-band bandpass filter with tunable transmission zeros//Journal of Electromagnetic Waves and Applications 2012. Vol. 26. № 17, 18.*
6. *C.-G. Sun, L.-Y. Feng, H.-X. Zheng. Design of single-and dual-band bandpass filters using compact open loop resonator//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 11, 12.*
7. *C.-S. Ye, Y.-K. Su, M.-H. Weng. New compact tri-band bandpass filter with transmission zeros designed by using stub-loaded resonators//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 17, 18.*
8. *L. Wang, B.-R. Guan. A novel high selectivity dual-band band-pass filter with inductive source Dload coupling//Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2012. Vol. 26. № 13.*
9. *C.-H. Lee, C.-I. G. Hsu, H.-K. Jhuang. Design of a new tri-band microstrip BPF using combined quarterwavelength SIRs//IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. Vol. 16. № 11.*
10. *C.-I. G. Hsu, C.-H. Lee, Y.-H. Hsieh. Tri-band bandpass filter with sharp passband skirts designed using tri-section SIRs//IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2008. Vol. 18. № 11.*
11. *L.-Y. Ren. Quad-band bandpass filter based on dual-plane microstrip/DGS slot structure//Electronic Letters. 2010. Vol. 46. № 10.*
12. *C. M. Cheng, C. F. Yang. Develop Quad-Band (1.57/2.45/3.5/5.2 GHz) Bandpass Filters on the Ceramic Substrate//IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2010. Vol. 20. № 5.*
13. *W. Hung-Wei, Y. Ru-Yuan. A New Quad-Band Bandpass Filter Using Asymmetric Stepped Impedance Resonators//IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2011. Vol. 21. № 4.*
14. *J. Y. Wu, W. H. Tu. Design of quad-band bandpass filter with multiple transmission zeros//Electronic Letters. 2011. Vol. 47. № 8.*
15. *J. C. Liu, J. W. Wang, B. H. Zeng, D. C. Chang. CPW-fed dualmode double-square-ring resonators for quad-band filters//IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2010. Vol. 20. № 3.*