

В. Н. Митрохин, Д. С. Рыженко,
С. Н. Рыженко, В. А. Тягунов

ИССЛЕДОВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ КОПЛАНАРНЫХ ВОЛНОВОДОВ, СОДЕРЖАЩИХ МЕТАМАТЕРИАЛЫ

Исследованы СВЧ устройства на основе копланарных волноводов, содержащих метаматериалы. Показана возможность их применения в плоских волноводных структурах

E-mail: main@rl1-11.bmstu.ru

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, композитный материал, магнитная проницаемость, плазменная частота, линия передачи.

Копланарный волновод — трехпроводная полосковая линия передачи, образованная двумя параллельными узкими щелями в металлическом листе на одной стороне диэлектрической пластины (рис. 1). Основным типом волны является замедленная H -волна, структура поля которой в поперечном сечении волновода представлена на рис. 1, б. Средний проводник токонесящий, а два крайних — заземлены.

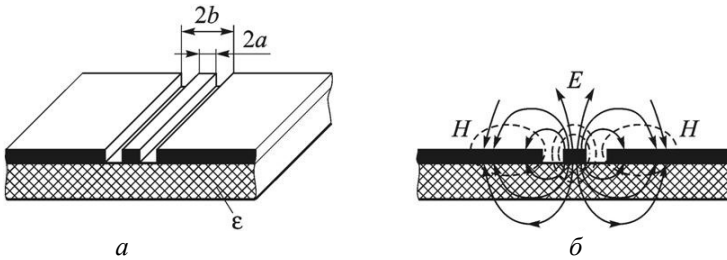


Рис. 1. Копланарный волновод:

а — поперечное сечение; *б* — распределение полей

Для определения характеристик волнового процесса копланарного волновода воспользуемся методом эквивалентных схем. В соответствии с этим методом линия передачи представляется как «длинная линия» [1], каждый участок которой s характеризуется погонными параметрами L и C (омические потери не рассматриваются), определяемыми в квазистатическом режиме (рис. 2). Рассматривая распространение электромагнитных волн вдоль оси z периодической структуры (с периодом $S \ll \lambda$) получаем дисперсионное уравнение вида [2, 3]

$$\cos|\beta s| = 1 + Z_1 / (2Z_2), \quad (1)$$

где Z_1 — реактивное сопротивление ячейки вдоль оси z , Z_2 — реактивное сопротивление ячейки вдоль оси x , β — фазовая постоянная, $\beta = 2\pi / \lambda_c$, $0 \leq |\beta s| \leq \pi$.

Учитывая, что в полосе пропускания в силу отсутствия потерь βs должно быть вещественным, заключаем, что в уравнении (1) Z_1 / Z_2 должно быть меньше нуля:

$$Z_1 / Z_2 < 0. \quad (2)$$

Неравенству $0 \leq |\beta s| \leq \pi$ теперь можно удовлетворить, если с изменением частоты ω в уравнении (1) отношение Z_1 / Z_2 лежит в диапазоне

$$0 \geq \frac{1}{2} \frac{Z_1}{Z_2} \geq -2. \quad (3)$$

Неравенство (3) определяет полосу пропускания частот рассматриваемого четырехполюсника.

Для определения групповой скорости $v_{гр}$ в полосе пропускания при фазовой скорости $v_{ф} = \omega / \beta > 0$ воспользуемся следующими соотношениями:

$$v_{гр} = \frac{d\omega}{d\beta}; \quad \frac{1}{v_{гр}} = \frac{1}{3} \frac{|\beta s|}{d\omega} = \frac{\frac{Z_1}{Z_2} \frac{dZ_2}{d\omega} - \frac{dZ_1}{d\omega}}{2sZ_2 \sin|\beta s|}.$$

Или, определив $\sin|\beta s|$ из (1), получим

$$-\frac{Z_2}{i} \frac{d|\beta s|}{d\omega} = \frac{-\frac{Z_1}{Z_2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{Z_2}{i} \right) + \frac{d}{d\omega} \left(\frac{Z_1}{i} \right)}{2 \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2} \left(1 + \frac{1}{4} \frac{Z_1}{Z_2} \right)}}. \quad (4)$$

Исходя из теоремы Фостера о производной реактивного сопротивления, согласно которой

$$\frac{d}{d\omega} \left(\frac{Z}{i} \right) > 0,$$

а также учитывая условия (2) и (3), получаем, что правая часть (4) всегда больше нуля, откуда следует

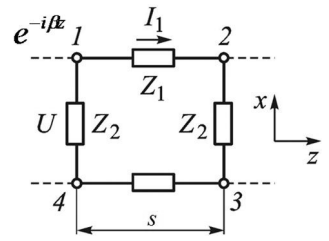


Рис. 2. Эквивалентная схема «длинной линии»

$$-\frac{Z_2}{i} \frac{d|\beta s|}{d\omega} > 0. \quad (5)$$

Переходя к производным по ω , получаем, что положительная и отрицательная дисперсии определяются неравенствами

$$\frac{d|\beta s|}{d\omega} > 0; \quad \frac{d|\beta s|}{d\omega} < 0, \quad (6)$$

удовлетворить которым одновременно с (5) можно при условиях

$$Z_2/i < 0 \quad \text{или} \quad Z_2/i > 0. \quad (7)$$

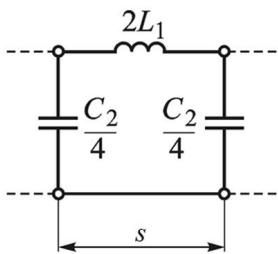


Рис. 3. Эквивалентная схема копланарного волновода на основном типе волны

Таким образом, характер дисперсии определяется знаком реактивного сопротивления Z_2/i в силу чего для цепочки рассматриваемого четырехполюсника вместо неравенств (6) можно использовать неравенство (7).

В частности, данному виду сопротивлений согласно условию (2) отвечает эквивалентная схема линии передачи, для которой (рис. 3):

$$Z_1/i = 2\omega L_1 > 0, \quad Z_2/i = -4/(\omega C_2) < 0. \quad (8)$$

Тогда

$$\cos|\beta s| = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = 1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_{12}} \right)^2, \quad (9)$$

где $\omega_{12}^2 = 1/(L_1 C_2)$. Полоса пропускания из условия (3) определяется условием

$$0 \leq \frac{1}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_{12}} \right)^2 \leq 2,$$

откуда $\omega_n = 0$, $\omega_b = 2\omega_{12}\sqrt{2}$, где ω_n и ω_b — нижняя и верхняя границы полосы пропускания.

Для фазовой скорости находим

$$v_\phi = \omega/\beta = \omega/|\beta s|s, \quad v_\phi > 0.$$

Используя рассчитанную по уравнению (9) дисперсионную характеристику, приходим к заключению, что с ростом ω фазовая скорость v_ϕ убывает, следовательно, дисперсия нормальная. Наибольший коэффициент замедления (преломления) $n = c/v_\phi$, соответствующий $\omega \rightarrow \omega_b = 2\sqrt{2}\omega_{12}$, при $v_\phi = (2\sqrt{2}\omega_{12}/\pi)s$ определяется равенством

$$n = \pi c / (2\sqrt{2}s\omega_{12}).$$

Для групповой скорости $v_{гр}$ при $Z_2/i < 0$ по формуле (4) находим

$$\frac{1}{v_{гр}} = \frac{1}{s} \frac{d|\beta s|}{d\omega} = \frac{1}{s\omega_{12}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{8}(\omega/\omega_{12})^2}} > 0,$$

т. е. дисперсия, как уже отмечалось, положительная. Как видим, групповая скорость изменяется в пределах от $v_{грБ} = 0$ до максимального значения $v_{грН} = s\omega_{12} \leq c$, где $v_{грБ}$ и $v_{грН}$ отвечают соответственно частотам $\omega = \omega_B$ и $\omega = \omega_H$. Для низких частот при $\omega \rightarrow \omega_H$ $v_{ф} \rightarrow s\omega_{12}$ в результате $v_{грН} = v_{ф}$, т. е. дисперсия в области низких частот практически отсутствует.

Разместим структуру метаматериала [1, 4, 5] из двойных разомкнутых колец в соответствии с ориентацией силовых линий магнитного поля (см. рис. 1, б) в щелях копланарного волновода, как показано на рис. 4, а. Плавные переходы на входе и выходе устройства предназначены для согласования с характеристическим сопротивлением 50 Ом питающих линий передачи.

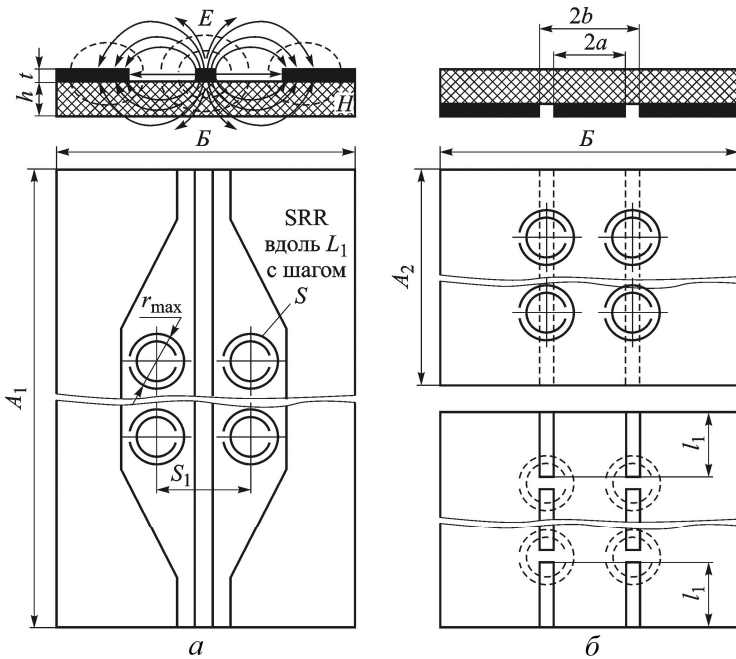


Рис. 4. Структура SRR в щелях копланарного волновода (а); структура SRR с обратной стороны пластины (б)

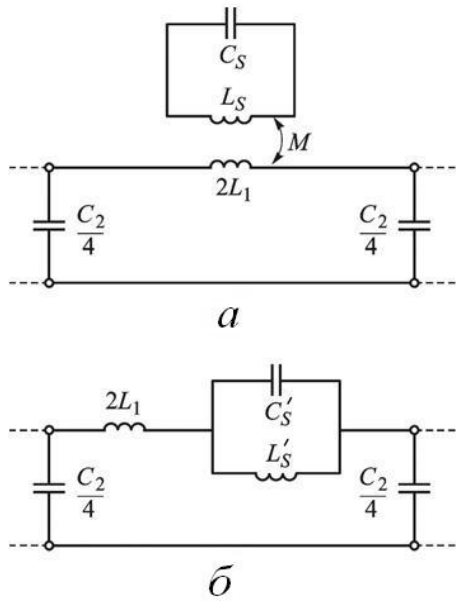


Рис. 5. Эквивалентные схемы:

a — копланарного волновода с SRR; *б* — $L_s C_s$, пересчитанные в $L'_s C'_s$

Эквивалентная схема копланарного волновода с частичным заполнением структурой двойных кольцевых резонаторов (SRR [6]) и пересчитанная эквивалентная схема приведены на рис. 5. Для последней схемы имеем

$$Z_1/i = 2\omega L_1 - \frac{\omega}{\omega_0^2 C'_s} \left/ \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right.; \quad Z_2/i = -\frac{4}{\omega C_2};$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{1}{2} \omega^2 L_1 C_2 + \frac{C_2/C'_s}{4 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)},$$

где $C'_s = L_s / (M^2 \omega_0^2)$; $L'_s = C_s M^2 \omega_0^2$; $\omega_0^2 = 1/(L_s C_s) = 1/(L'_s C'_s)$;

$M = L_1 f$; f — часть шелевой области, окружающая кольца.

Отсюда дисперсионное уравнение

$$\cos|\beta s| = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = 1 - \frac{1}{4} \omega^2 L_1 C_2 + \frac{C_2/C'_s}{8 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)},$$

где

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{1}{2} \frac{\omega^2}{\omega_{12}^2} + \frac{C_2/C'_s}{4 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)}.$$

Тогда дисперсионное уравнение, соответствующее эквивалентной схеме, изображенной на рис. 5, б, принимает вид

$$\cos|\beta s| = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} = 1 - \frac{1}{4} \frac{\omega^2}{\omega_{12}^2} + \frac{C_2/C'_s}{8 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)}. \quad (10)$$

Дисперсионная характеристика, построенная по формуле (10), представлена на рис. 6. Как видно на рис. 6, за исключением полосы $(\omega_2 - \omega_1)$ рассматриваемый четырехполюсник пропускает все частоты. Значения ω_2 и ω_1 можно найти согласно соотношению (2) из уравнения

$$-\frac{1}{4} \frac{\omega^2}{\omega_{12}^2} + \frac{C_2/C'_s}{8 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = 2.$$

При этом для частот $\omega_1 > \omega$ и $\omega > \omega_2$ дисперсия положительная.

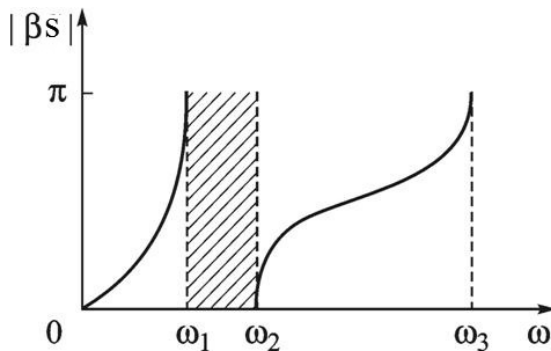


Рис. 6. Дисперсионная характеристика копланарного волновода, частично заполненного SRR

Если кроме SRR копланарный волновод нагружается еще и периодической структурой металлических стержней, создающих в определенном диапазоне частот отрицательную диэлектрическую проницаемость, то соответствующие эквивалентные схемы, изображенные на рис. 5, преобразуются к схемам, представленным на рис. 7.

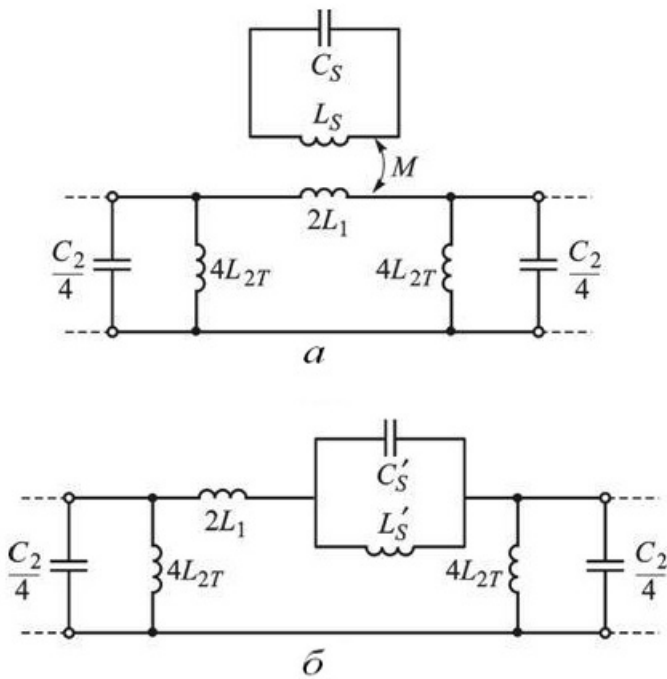


Рис. 7. Эквивалентные схемы:

а — копланарного волновода, частично заполненного SRR с периодической структурой штырей; *б* — с пересчитанной эквивалентной схемой SRR

Для схемы, приведенной на рис. 7, *б*, имеем:

$$Z_1/i = 2\omega L_1 - \frac{L'_s/C'_s}{\omega L'_s - 1/(\omega C'_s)}; \quad Z_2/i = -\frac{4L_{\text{ср}}/C_2}{\omega L_{\text{ср}} - 1/(\omega C_2)}.$$

Тогда

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{\omega L_{\text{ср}} - 1/(\omega C_2)}{4L_{\text{ср}}/C_2} \left[2\omega L_1 - \frac{L'_s/C'_s}{L'_s\omega - 1/(C'_s\omega)} \right]$$

и для дисперсионного уравнения получаем следующее выражение:

$$\cos|\beta_s| = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = 1 - \frac{\omega L_{\text{ср}} - 1/(\omega C_2)}{8L_{\text{ср}}/C_2} \left[2\omega L_1 - \frac{L'_s/C'_s}{L'_s\omega - 1/(C'_s\omega)} \right], \quad (11)$$

где $C'_s = L_s/(\omega_0^2 M^2)$; $L'_s = \omega_0^2 M^2 C_s$; $\omega_0^2 = 1/(L_s C_s) = 1/(L'_s C'_s)$; $L_{\text{ср}}$ — индуктивность стержня.

Дисперсионная характеристика, построенная по формуле (11), представлена на рис. 8. Как видно, в полосе пропускания $(\omega_2 - \omega_1)$

дисперсия отрицательная. Значения ω_2 и ω_1 можно найти согласно соотношению (2) из уравнения

$$-\frac{\omega L_{\text{ст}} - 1/(\omega C_2)}{8L_{\text{ст}}/C_2} \left[2\omega L_1 - \frac{L'_s/C'_s}{L'_s\omega - 1/(C'_s\omega)} \right] = 2.$$

Групповую скорость $v_{\text{гр}}$ рассчитывают по формуле (4), как было продемонстрировано выше.

На рисунке 9 представлен копланарный волновод, заполненный двумя пластинами метаматериала в виде резонаторов из двойных разомкнутых колец (см. рис. 4, а), с согласующими устройствами на входе и выходе и стандартными разъемами 50 Ом для подключения к измерительному стенду.

Копланарный волновод — металлизированная пластина стеклотекстолита толщиной 2 мм с диэлектрической проницаемостью 6.

Измеренные коэффициенты передачи S_{21} в зависимости от частоты показаны на рис. 10, а.

Как видно на рис. 10, б наблюдается провал в коэффициенте передачи в диапазоне частот 3,8...5 ГГц. Следовательно, устройство работает как заградительный фильтр.

На входе и выходе копланарного волновода сделаны плавные переходы ширины полоска из 12 мм в 1 мм для согласования с разъемом в 50 Ом.

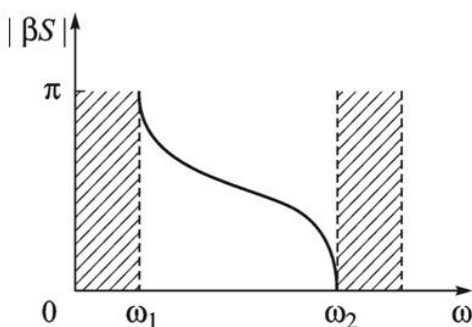


Рис. 8. Дисперсионная характеристика копланарного волновода с метаматериалом

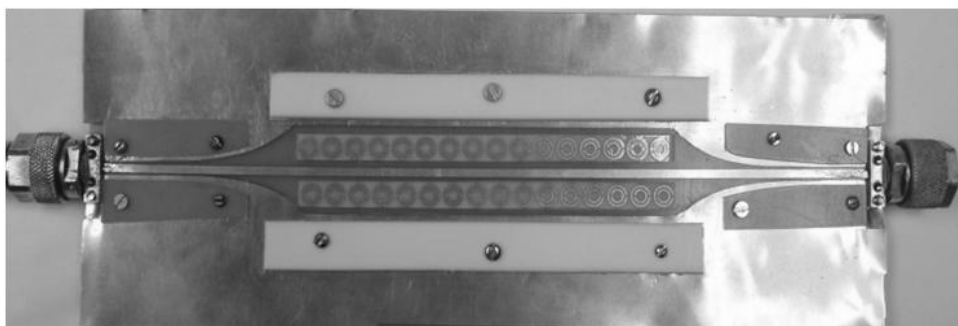


Рис. 9. Копланарный волновод с пластинами метаматериала

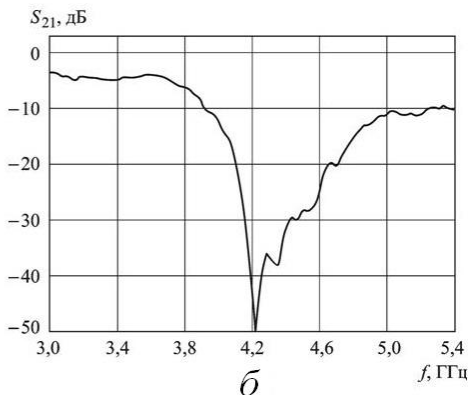
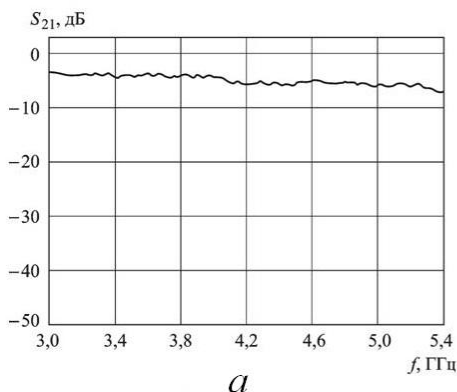


Рис. 10. Зависимость коэффициента передачи от частоты пустого копланарного волновода (*а*) и от частоты копланарного волновода, заполненного метаматериалом (*б*)

Несмотря на то, что были предприняты меры для согласования, значительный перепад ширины между волноведущими зазорами дает в итоге ослабление коэффициента передачи. Чтобы избавиться от этих недостатков была предложена схема копланарного волновода, представленная на рис. 5, б. В соответствии с этой схемой волноведущие зазоры имеют постоянную ширину и согласованы с выходом в 50 Ом.

На рисунке 11 представлен копланарный волновод, заполненный двумя пластинами метаматериала в виде резонаторов из двойных разомкнутых колец и стандартными разъемами 50 Ом, для подсоединения к измерительному стенду.

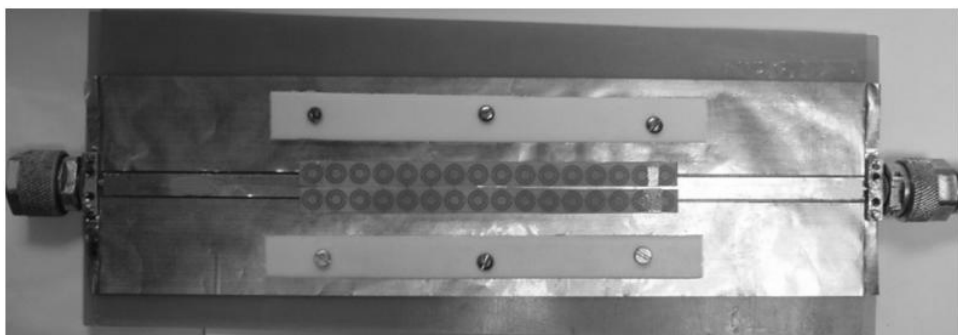


Рис. 11. Копланарный волновод с пластинами метаматериала

Измеренные коэффициенты передачи S_{21} в зависимости от частоты для данного типа копланарного волновода показаны на рис. 12.

Как видно на рис. 12, для данной схемы копланарного волновода потери практически отсутствуют, что свидетельствует о хорошем согласовании. На рис. 12, б наблюдается провал в коэффициенте пере-

дачи в диапазоне частот 4...6,5 ГГц. Следовательно, устройство работает как заградительный фильтр.

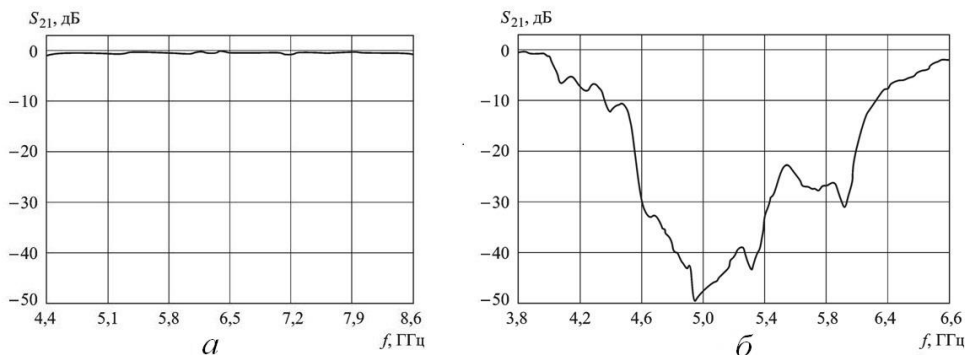


Рис. 12. Зависимость коэффициента передачи от частоты пустого копланарного волновода (*a*) и от частоты копланарного волновода, заполненного метаматериалом (*б*)

Была предложена схема структуры, изображенная на рис. 4, *б*, с добавленными стержневыми резонаторами, имеющими электрический контакт с металлическими стенками волноведущих щелей. Данная схема позволила добиться пропускания электромагнитной волны в полосе частот (5,2...7,5) ГГц (рис. 13) за счет введения отрицательной составляющей диэлектрической проницаемости. В данном случае устройство работает как полосовой фильтр.

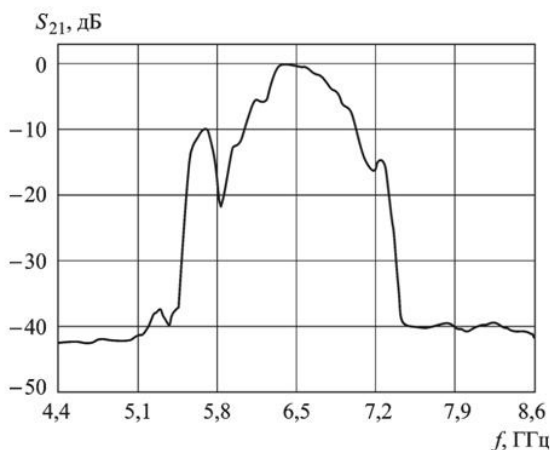


Рис. 13. Зависимость коэффициента передачи от частоты копланарного волновода, заполненного метаматериалом

Следует отметить, что в обоих устройствах использовались 16 пар резонаторов, что позволило добиться достаточно крутых фронтов в коэффициентах передачи.

Таким образом, результаты работы сводятся к следующему:

- 1) размещение периодической структуры из двойных разомкнутых колец в копланарном волноводе позволяет создавать заградительные и полосовые фильтры в микрополосковом исполнении;
- 2) теоретически и экспериментально исследованы электродинамические свойства копланарных волноводов с частичным заполнением метаматериалом;
- 3) разработаны заградительные и полосовые фильтры СВЧ диапазона на основе отрезков копланарных волноводов.

Работа выполнена по результатам проекта, проводимого в рамках государственного задания Минобрнауки России в 2012 г. и в плановом периоде 2013—2014 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голубева Н. С., Митрохин В. Н. Основы радиотехники сверхвысоких частот. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. – 488 с.
2. Силин Р. А. Периодические волноводы. – М.: ФАЗИС, 2002. – 438 с.
3. Кугушев А. М., Голубева Н. С. Основы радиоэлектроники. – М.: Энергия, 1969. – 880 с.
4. Митрохин В. Н., Рыженко Д. С., Тягунов В. А. Экспериментальные исследования СВЧ устройств, содержащих метаматериалы // X Международная НТК «Физика и технические приложения волновых процессов»: «Физика волновых процессов и радиотехнические системы»: Пленарные доклады. — Самара: ИУНЛ ПГУТИ, 2011. – Т. 15. – № 3. – С. 43–53.
5. Гуляев Ю. В., Лагарьков А. Н., Никитов С. А. Метаматериалы: фундаментальные исследования и перспективы применения // Вестник российской академии наук. – 2008. – Т. 78. – № 5. – С. 438–457.
6. A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide / Martin F., Falkone F., Bonache I. et al. // Appl. Phys. Lett. – 2003. – Vol. 83. – P. 4652–4654.

Статья поступила в редакцию 07.09.2012