

УДК 621.396.67

## Упрощенная методика расчета микрополосковых полосовых фильтров х – диапазона частот

*Семерня Р.Е., студент  
кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»,  
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана*

*Научный руководитель: В.И. Литун, ассистент  
кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»,  
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана  
[main@rl1-11.bmstu.ru](mailto:main@rl1-11.bmstu.ru)*

Фильтры находят широкое применение во многих радиоэлектронных устройствах. Для организации высококачественных беспроводных систем связи требуются микроволновые фильтры с достаточно жесткими требованиями к частотным характеристикам, геометрическим размерам и стоимости. Современные достижения в таких отраслях как материаловедение, изготовление больших интегральных схем с повышенной плотностью проводников, достижения в области строгого электродинамического моделирования стимулируют быстрое развитие миниатюрных фильтров на микрополосковых линиях, которые способны удовлетворить вышеуказанным требованиям.

При наличии большого числа звеньев настройка любого микроволнового фильтра, как правило, является трудоемкой задачей. Конечный ее этап отрабатывается путем электродинамического моделирования в специализированных пакетах прикладных программ. При этом начальный этап проектирования должен быть достаточно простым для автоматизированного расчета, в то же время, он должен давать относительно неплохую точность. Метод, описанный в работах [1], [2], заключается в использовании схем прототипов идеализированных фильтров нижних частот.

На рисунке 1 показан прототип идеализированного фильтра НЧ, элементы  $g_1, g_3, g_5 \dots g_n$  представляют собой реактивные проводимости, а  $g_2, g_4, g_6 \dots g_{n-1}$  – реактивные сопротивления, где  $n$  – нечетное, характеризует количество реактивных элементов. Прототип фильтра НЧ может выглядеть несколько по-другому, однако все представления эквивалентны.

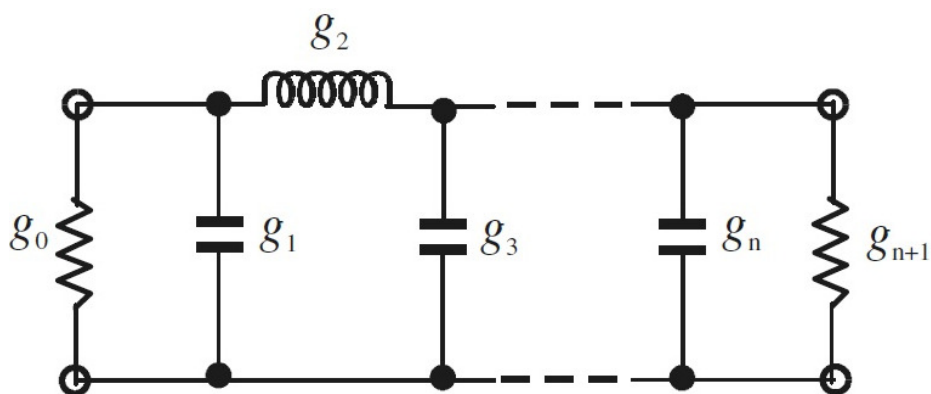


Рисунок 1 – Прототип фильтра нижних частот

В соответствие с [1] для передаточной характеристики чебышевского вида число реактивных элементов, требуемых для ослабления сигнала вне полосы на  $L_{AS}$  и ослабления в полосе  $L_{AR}$ , рассчитывается по следующей формуле:

$$n \geq \frac{\operatorname{arccosh} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{AR}} - 1}{10^{0.1L_{AS}} - 1}}}{\operatorname{arccosh} \Omega_S} \quad (1)$$

где  $\Omega_S$  – нормированная частота, на которой должно ослабление должно быть равно  $L_{AS}$  (например,  $\Omega_S = 2$ ).

Осуществляя преобразование частоты по приведенной ниже формуле, можно перейти к прототипу идеализированного полосового фильтра.

$$\Omega = \frac{\Omega_c \Delta F}{\left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (2)$$

где  $\Delta F \cdot 100\%$  – полоса фильтра в процентах,  $\omega_0$  – центральная частота в радианах. Преобразование частоты ведет к трансформации каждого элемента фильтра НЧ так, как показано на рисунке 3.

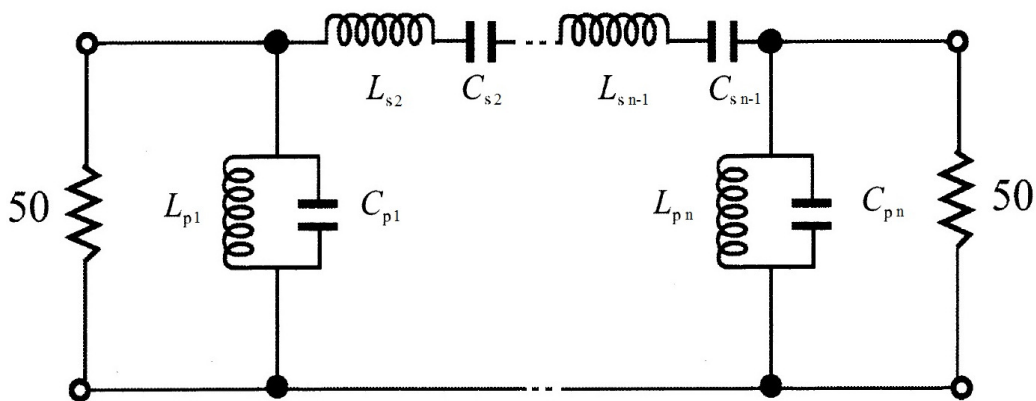


Рис.2. Прототип полосового фильтра

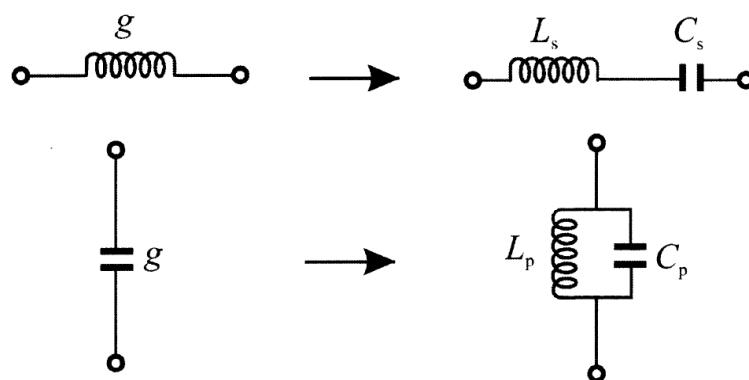


Рис. 3. Трансформация элементов фильтра НЧ в элементы полосового фильтра

В проектировании полосовых фильтров оказывается очень удобным использование инверторов сопротивления и проводимости. Инвертор проводимости осуществляет сдвиг фазы сигнала на  $\pm 90$  градусов. Любой четырехполюсник можно описать матрицей  $ABCD$ . Такая матрица инвертора проводимости представлена ниже.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{jJ} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Применяя инвертор проводимости для полосового фильтра, показанного на рисунке 2, можно получить эквивалентную схему, представленную на рисунке 4.  $Y_0$  – характеристическая проводимость линии.

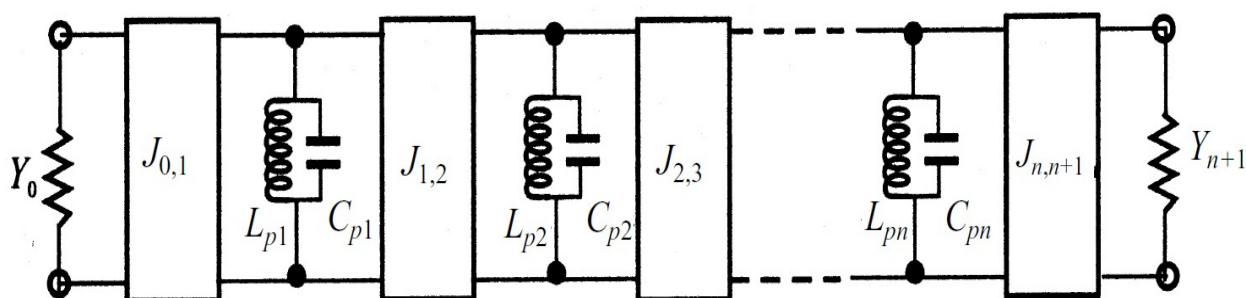


Рис. 4. Полосовой фильтр с применением инверторов проводимости

Такой переход возможен, если инверторы обладают параметрами, представленными ниже:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 \Delta F \omega_0 C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad J_{i,i+1} = \frac{\Delta F \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} \Delta F \omega_0 C_{pn}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (4)$$

Можно показать, что  $\omega_0 C_{p1}$  – производная в точке  $\omega_0$  зависимости проводимости параллельного колебательного контура, построенного на сосредоточенных элементах, от частоты. Поэтому в выражениях для коэффициентов инверторов  $\omega_0 C_{p1}$  можно заменить

производной в точке  $\omega_0$  зависимости проводимости распределенного элемента от частоты. С помощью такой замены мы можем перейти к эквивалентной схеме, представленной на рисунке 5, в которой в качестве резонансных структур используются элементы с распределенными параметрами.

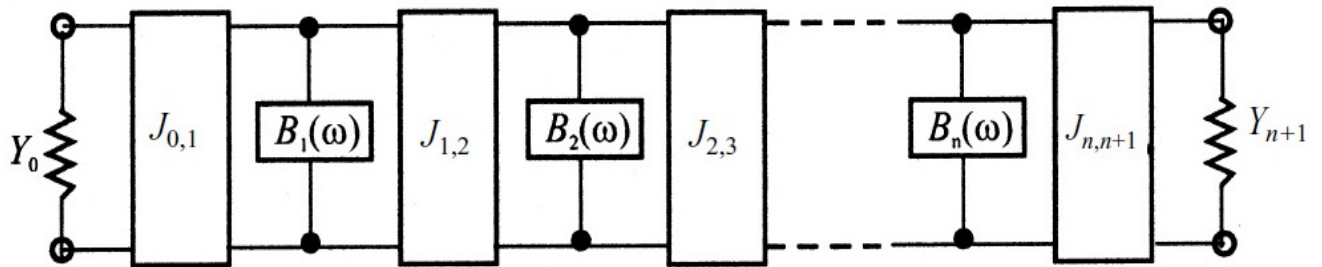


Рис. 5. Полосовой фильтр с распределенными параметрами

Для данной схемы инверторы проводимости определяются следующим образом:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 \Delta F b_1}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad J_{i,i+1} = \frac{\Delta F \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} \Delta F b_n}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (5)$$

$$b_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (6)$$

где  $B_i(\omega)$  – зависимости проводимости распределенного элемента от частоты, а  $b_i$  – ее производная в точке  $\omega_0$ .

Подобной структурной схемой обладает микрополосковый полосовой фильтр, топология которого представлена на рисунке 6.

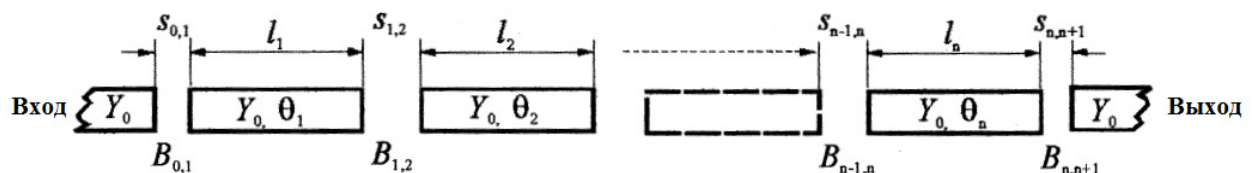


Рис. 6. Топология микрополоскового фильтра

$$J_{0,1} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi \Delta F}{2 g_0 g_1}} \quad J_{i,i+1} = Y_0 \frac{\Delta F \pi}{2} \sqrt{\frac{1}{g_i g_{i+1}}} \quad J_{n,n+1} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi \Delta F}{2 g_n g_{n+1}}} \quad (7)$$

Для того, чтобы доказать, что структура данного полосового фильтра соответствует эквивалентной схеме на рисунке 5, необходимо выполнение следующих условий:

- 1) производная входной проводимости полуволновых резонаторов, нагруженных на некоторое емкостное сопротивление  $Z_L$ , на частоте  $\omega_0$  равна  $\frac{\pi}{2} Y_0$ . Тогда формулы для инверторов (5) и (7) эквивалентны.

2) в данном фильтре присутствуют инверторы проводимости.

Вычислим входное сопротивление полуволновой линии, нагруженной на сопротивление  $Z_L$ :

$$Z_{in} = Z_0 \left[ \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg} \frac{\pi\omega}{\omega_0}}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg} \frac{\pi\omega}{\omega_0}} \right] \quad (8)$$

Фильтры такого типа имеют относительно маленькую емкость связи между резонаторами, следовательно,  $Z_L$  можно считать значительно больше  $Z_0$ . Считая  $\omega$  близкой к  $\omega_0$ , можно преобразовать выражение к следующему:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_L + jB(\omega)} \quad (9)$$

$$B(\omega) = Y_0 \pi \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \quad (10)$$

Таким образом, входное сопротивление такого резонатора эквивалентно  $Y_L$  параллельной реактивной проводимости  $B(\omega)$ . Взяв производную от  $B(\omega)$  в точке  $\omega_0$ , получим:

$$b_i = \frac{\pi}{2} Y_0 \quad (11)$$

Следовательно, подставляя  $b_i$  в выражения (5), можно получить выражения (7).

Так как полуволновые резонаторы связаны емкостным переходом, то удобно рассмотреть схему, представленную на рисунке 7. В ней  $\phi$  – длина линии, выраженная в длинах волн на центральной частоте  $\omega_0$ , которую необходимо добавить или вычесть из длины полуволновых резонаторов в зависимости от характера проводимости элемента связи.

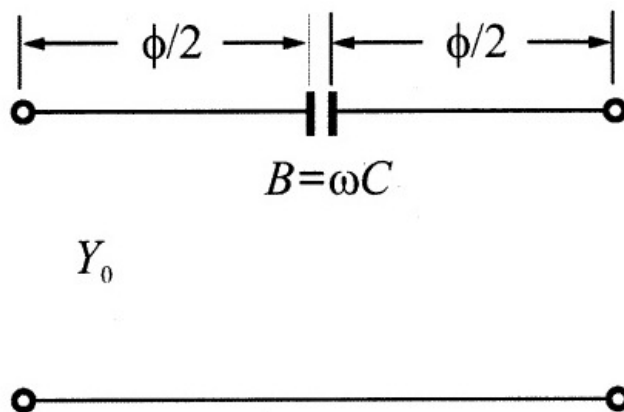


Рис. 7. Инвертор проводимости

Данная схема сдвигает фазу сигнала на «минус»  $90^\circ$  за счет емкостного связи, поэтому её можно считать инвертором проводимости с параметром  $J$ , определяемым формулой (12):

$$J = Y_0 \operatorname{tg} \left| \frac{\phi}{2} \right| \quad (12)$$

$$\phi = -\operatorname{arctg} \left( \frac{2B}{Y_0} \right) \quad (13)$$

$$\left| \frac{B}{Y_0} \right| = \frac{J/Y_0}{1 - (J/Y_0)^2} \quad (14)$$

Из формул (12) и (13) видно, что параметр инвертора зависит от емкости связи. Изменяя емкость можно регулировать параметр инвертора.

Опишем последовательность расчета микрополоскового фильтра представленного на рисунке 6:

- 1) задаются требованиями к фильтру:  $\Delta F, f_0, L_{AR}, L_{AS}, Y_0$ ;
- 2) определяют количество реактивных элементов фильтра прототипа НЧ;
- 3) с помощью формул (7) и (14) определяют параметры инвертора и проводимость распределенного элемента;
- 4) определяют емкость связи между каждым резонатором необходимую для того, чтобы инверторы, определяемые по формулам (7) и (12) были эквивалентными:  $C_g^i = \frac{B_i}{\omega_0}$ ;
- 5) следующий шаг – вычисление зависимости емкости перехода от величины зазора между двумя микрополосковыми линиями. Используется программа полного электродинамического моделирования;

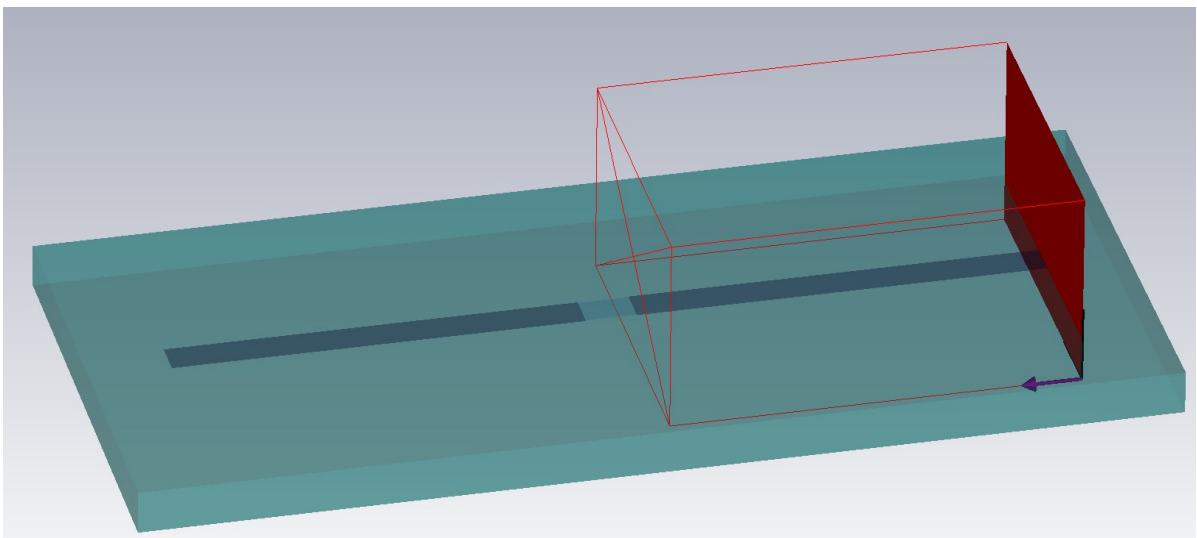


Рис. 8. Модель зазора.  $\epsilon_r=9,8, h = 1$  мм, ширина 50 омной линии 0,86

Важным моментом в моделировании зазора между микрополосковыми линиями является установка отсчетной порта, для того чтобы проводимость зазора не преобразовывалась отрезками регулярной линии, как в случае если отрезок регулярной линии был бы четвертьволновым. Тогда моделирование зазора будет корректным.

На рисунке 9 представлена характеристика мнимой составляющей проводимости зазора от его величины.

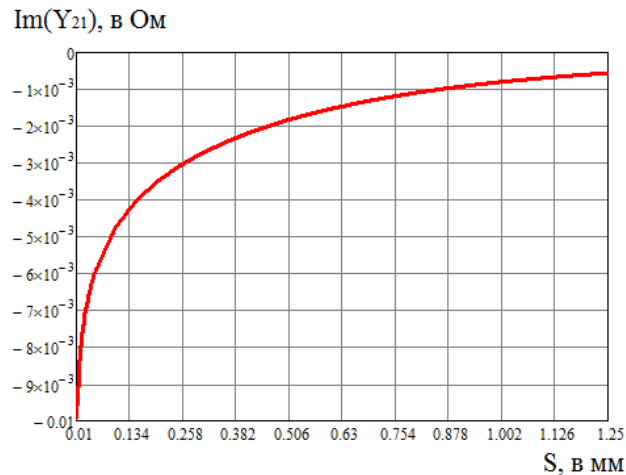


Рис. 9. Зависимость мнимой составляющей проводимости зазора от величины зазора.

По ниже приведенной формуле можно вычислить проходную емкость зазора:

$$C_g^i = - \frac{Im(Y_{21}^i)}{\omega_0} \quad (15)$$

Следует отметить, что емкость перехода зависит от частоты, однако эта зависимость незначительна в требуемой полосе пропускания, тем не менее, моделирование проводилось на частоте 9,25 ГГц.

6) Используя данные из 4 пункта и сопоставляя их с графиком на рисунке 9, можно определить величину зазора между резонаторами.

7) Расчет электрической длины каждого полуволнового резонатора ведется по ниже представленной формуле:

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[ \arctg \left( \frac{2B_j}{Y_0} \right) + \arctg \left( \frac{2B_{j+1}}{Y_0} \right) \right] \quad (16)$$

Учитывается уменьшение электрической длины резонаторов на  $\phi$  в соответствии с формулой (13). Далее длина выражается в миллиметрах по формуле (17)

$$l_j = \frac{\lambda_B}{2\pi} \theta_j - \Delta l_j \quad (17)$$

$\Delta l_j$  – уменьшение длины линии связанное с емкостью, возникающей между концом микрополосковой линии и металлическим экраном.

Ниже приведены рисунки с моделью микрополоскового фильтра, а также зависимости коэффициентов передачи и отражения от частоты.

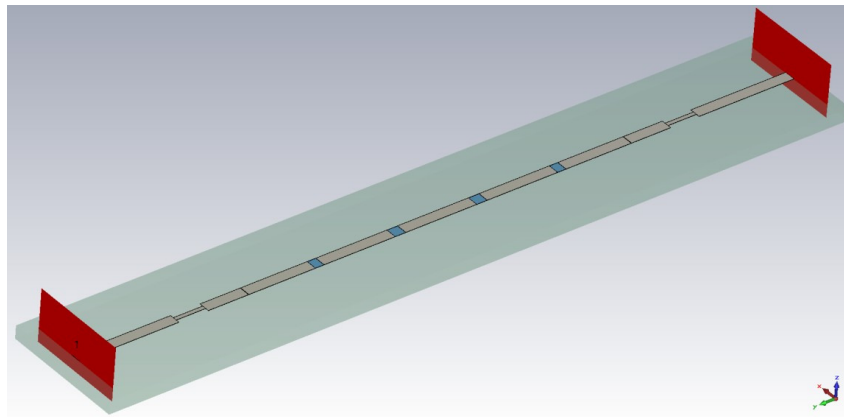


Рис. 10. Модель микрополоскового фильтра с торцевой связью

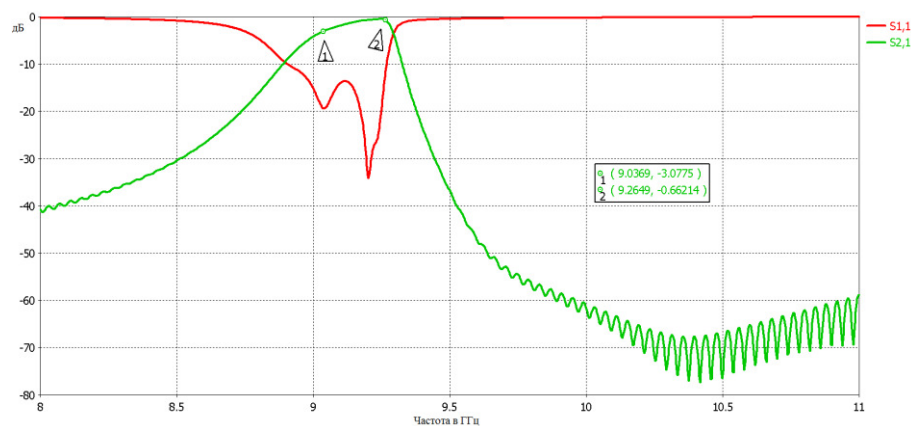


Рис. 11. S – параметры фильтра с торцевой связью

По указанной выше методике расчета был синтезирован и промоделирован микрополосковый фильтр с торцевой связью, имеющий следующие параметры:  $f_0 = 9,25$  ГГц,  $\Delta F = 200$  МГц, на границе полосы пропускания ослабление  $L_{AR} = -3$  дБ, ослабление при отстройке на 0,5 ГГц  $L_{AS} = -30$  дБ. Разработанный фильтр имеет 5 звеньев, при этом длина составляет  $1,3\lambda_0$ . Материал подложки Rogers TMM10i ( $\epsilon_r = 9.8$ ,  $h = 1$  мм). В зависимости от технического задания характеристики фильтра могут быть изменены.

### Список литературы

1. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 1. Под ред. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т., М.: Связь, 1971. 349 с.
2. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster 2001. 485 p.
3. Основы теории цепей, В.П. Попов, 1985. 496 с.