

УДК 621.372.852.1

ФАЗОВЫЕ И S-ПАРАМЕТРЫ МИКРОПОЛОСКОВЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ФИЛЬТРОВ

К. т. н. Э. Н. Глушеченко

Научно-производственное предприятие «Сатурн»

Украина, г. Киев

gen-nto@ukr.net

На основании структурной схемы микрополоскового направленного фильтра проанализировано и определено значение фазового сдвига входного сигнала на выходных полюсах фильтра. Сформирована матрица S-параметров фильтра и определены выражения для вычисления ее элементов.

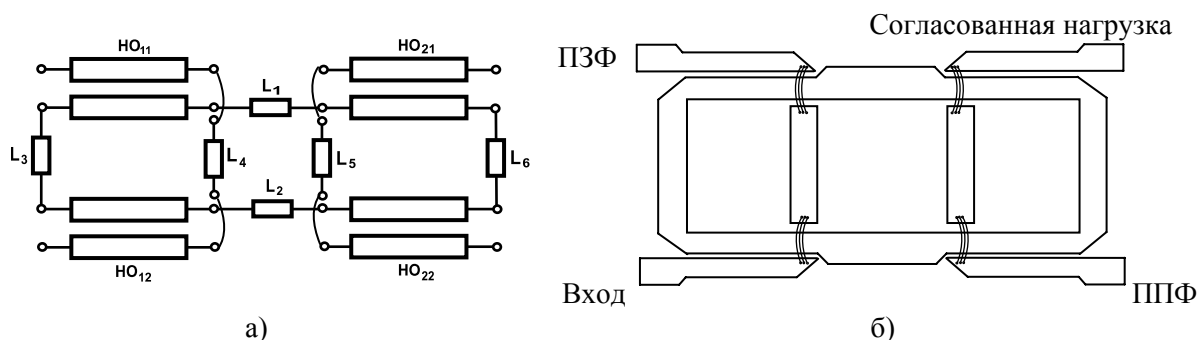
Ключевые слова: фильтр, микрополосковая линия передачи, ответвитель, резонатор, фаза, S-параметры.

Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны (МНФБВ) — это сложное многофункциональное восьмиполосное СВЧ-устройство [1], реализующее одновременно функции полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на резонансной частоте, полосно-заграждающего фильтра (ПЗФ) вне полосы пропускания, а также развязывающего (согласующего) элемента СВЧ-тракта. Его основным (определяющим) элементом является кольцевой резонатор с электрической длиной $\ell=2\lambda$, где λ — длина волны на резонансной (центральной) частоте фильтра.

В [2] подробно рассмотрен принцип работы МНФБВ, приведены его структурная схема и топология (см. рисунок), а также выражения для определения относительного, приведенного к входному значению, уровня сигнала СВЧ в каналах ППФ и ПЗФ:

$$E_{\text{вх}}=0, E_{\text{ППФ}}=\frac{C_1 C_2 e^{-3\alpha\ell/2}}{1 - e^{-3\alpha\ell} \sqrt{1-C_1^2} \sqrt{1-C_2^2}}; E_{\text{ПЗФ}}=\frac{e^{-\alpha\ell} \sqrt{1-C_1^2} - e^{-7\alpha\ell} \sqrt{1-C_2^2}}{1 - e^{-3\alpha\ell} \sqrt{1-C_1^2} \sqrt{1-C_2^2}}, E_{\text{сн}}=0,$$

где C_1 и C_2 — коэффициенты связи по напряжению направленных ответвителей (НО) типа «тандем» НО₁ и НО₂ на входе и выходе фильтра соответственно, α — постоянная затухания на единицу длины микрополосковой линии передачи (МПЛ) МНФБВ.



Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны:
а — структурная схема; б — вариант реализации (топология)

Однако для расчета СВЧ-трактов современных радиотехнических систем этих параметров уже недостаточно — необходимо иметь систему S-параметров МНФБВ и значения фазового сдвига в его каналах относительно фазы входного сигнала, что и является предметом настоящего рассмотрения.

Из структурной схемы МНФБВ видно, что НО₁ и НО₂ являются составными, образованными НО₁₁, НО₁₂, L₃, L₄ и НО₂₁, НО₂₂, L₅, L₆ соответственно. Если фаза входного сигнала $\varphi_{вх}=0$, то фаза СВЧ-сигнала, ответвленного на резонансной частоте в кольцевой резонатор через модифицированный НО₁ типа «тандем», будет равна $\varphi_p = -180^\circ$. Из кольцевого резонатора через аналогичный НО₂ сигнал ответвляется в канал ППФ с фазой $\varphi_{ППФ} = -360^\circ \equiv 0$. После обхода сигнала по кольцевому резонатору и ответвлению через НО₁ в канал ПЗФ фаза такого сигнала будет равна $\varphi_{ПЗФ} = -360^\circ \equiv 0$.

В четвертый канал МНФБВ, к которому обычно подключена согласованная нагрузка, сигнал практически не поступает. Следовательно, фаза входного сигнала в каналах ППФ и ПЗФ МНФБВ остается неизменной.

Как следует из структурной схемы, МНФБВ образован двумя восьмиполусниками – НО типа «тандем», вторичные каналы которых объединены в замкнутый кольцевой резонатор бегущей волны двумя четырехполусниками – четвертьволновыми отрезками МПЛ.

В [3] приведены матрицы рассеяния микрополосковых четырехполусников и восьмиполусников. При этом S-матрица отрезка регулярной МПЛ с потерями имеет следующий вид:

$$[S]_L = \begin{vmatrix} S_{11}^L & S_{12}^L \\ S_{21}^L & S_{22}^L \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & e^{-\gamma\ell} \\ e^{-\gamma\ell} & 0 \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Там же приведена S-матрица НО типа «тандем». Но поскольку каждый такой ответвитель имеет переходное ослабление 3 дБ, то у него $S_{12} = S_{13}$. Поэтому S-матрица такого восьмиполусника будет иметь следующий вид:

$$[S]_T = \begin{vmatrix} S_{11}^{HO} & S_{12}^T & S_{12}^T & S_{14}^{HO} \\ S_{12}^T & S_{11}^{HO} & S_{14}^{HO} & S_{12}^T \\ S_{12}^T & S_{14}^{HO} & S_{11}^{HO} & S_{12}^T \\ S_{14}^{HO} & S_{12}^T & S_{12}^T & S_{11}^{HO} \end{vmatrix}.$$

Поскольку все СВЧ НО, в том числе и НО типа «тандем», имеют хорошее согласование с основным регулярным трактом, можно принять, что значения S_{11} и S_{14} сложного ответвителя практически идентичны соответствующим параметрам S_{11} и S_{14} одного из одиночных НО, например НО₁₁, которые определяются согласно [4]:

$$S_{11}^{HO} = \frac{sh\gamma\ell(\rho_{oe}\rho_{oo} - 1)[(\rho_{oe} + \rho_{oo})ch\gamma\ell + (\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)sh\gamma\ell]}{4\rho_{oe}\rho_{oo}ch^2\gamma\ell + (\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)(\rho_{oe}\rho_{oo} - 1)sh2\gamma\ell + (\rho_{oe}^2 + 1)(\rho_{oo}^2 + 1)sh^2\gamma\ell}, \quad (2)$$

$$S_{14}^{HO} = \frac{-(\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)(\rho_{oe} - \rho_{oo})sh\gamma\ell}{4\rho_{oe}\rho_{oo}ch^2\gamma\ell + (\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)(\rho_{oe}\rho_{oo} - 1)sh2\gamma\ell + (\rho_{oe}^2 + 1)(\rho_{oo}^2 + 1)sh^2\gamma\ell}. \quad (3)$$

Как для одиночных МПЛ, так и для одиночных НО $\ell = \lambda / 4$. Для одиночного НО с переходным ослаблением 8,343 дБ коэффициент связи $K_1^{cs} = 0,383$, а $\rho_{oe} = 1,497$ и $\rho_{oo} = 0,668$. При этом постоянная распространения $\gamma = \alpha + j\beta$, где α — погонные потери МПЛ, а фазовая постоянная $\beta = 2\pi / \ell$, т.е. $\beta\ell = 2\pi$.

Поскольку НО типа «тандем» по своим внешним характеристикам аналогичен одиночному НО с переходным ослаблением 3 дБ, т.е. $S_{12} = S_{13}$, для определения значения S_{12}^T можно воспользоваться выражением, приведенным в [4]. При этом, согласно [5], коэффициент связи $K_2^{cs} = 0,708$, а $\rho_{oe} = 2,418$ и $\rho_{oo} = 0,413$. Тогда с учетом обозначений, использованных в (2) и (3), а также увеличения значения погонных потерь за счет прохождения сигнала через дополнительный НО и $\lambda/4$ -отрезок МПЛ, получаем

$$S_{12}^T = \frac{4\rho_{oe}\rho_{oo}ch3\gamma\ell + (\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)(\rho_{oe} + \rho_{oo})sh3\gamma\ell}{4\rho_{oe}\rho_{oo}ch^23\gamma\ell + (\rho_{oe}\rho_{oo} + 1)(\rho_{oe}\rho_{oo} - 1)sh4\gamma\ell + (\rho_{oe}^2 + 1)(\rho_{oo}^2 + 1)sh^23\gamma\ell}. \quad (4)$$

Поскольку в кольцевом резонаторе бегущей волны имеет место наложение двух волн, а также

многократный обход сигнала по кольцу, имеющему электромагнитную связь с НО типа «тандем», окончательно получим

$$S_{12}^F = (S_{12}^T + S_{12}^L) [1 - (K_2^{ce})^2], \quad (5)$$

$$S_{13}^F = (S_{12}^T + S_{12}^L) K_2^{ce} \sqrt{1 - (K_2^{ce})^2}, \quad (6)$$

где S_{12}^L — в соответствии с ранее введенным определением (1).

Таким образом, S-параметры МНФБВ определяются в следующем виде:

$$[S]_F = \begin{bmatrix} S_{11}^{HO} & S_{12}^F & S_{13}^F & S_{14}^{HO} \\ S_{12}^F & S_{11}^{HO} & S_{14}^{HO} & S_{13}^F \\ S_{13}^F & S_{14}^{HO} & S_{11}^{HO} & S_{12}^F \\ S_{14}^{HO} & S_{13}^F & S_{12}^F & S_{11}^{HO} \end{bmatrix},$$

где S_{11}^{HO} и S_{14}^{HO} определяются согласно полученным ранее выражениям (2) и (3) соответственно, а S_{12}^F и S_{13}^F — определяются соответственно выражениями (5) и (6).

Выводы

Таким образом, полученные значения фазового сдвига в ППФ и ПЗФ каналах фильтра, а также массив S-матрицы МНФБВ-восьмиполюсника, вместе с известными выражениями для определения уровня СВЧ-сигнала в каналах фильтра представляют собой полную систему параметров МНФБВ. Они позволяют не только моделировать его характеристики и проектировать собственно фильтр, но и моделировать параметры сложных СВЧ-трактов, содержащих такие устройства. Рассчитанные на основании таких параметров характеристики МНФБВ продемонстрировали достаточно хорошее совпадение с реальными характеристиками реализованных фильтров в диапазонах частот от 1,5 до 14,0 ГГц.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. А.с. СССР № 1406668, кл. МКИ⁴ H01 P/203, Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны // Глушеченко Э.Н.— 1988.— БИ.— № 24.
2. Глушеченко Э.Н. Особенности реализации микрополосковых устройств с кольцевыми резонаторами бегущей волны // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2012.— № 6.— С. 11—15.
3. Малорацкий Л. Г, Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях.— Москва: Сов. радио, 1972.
4. Глушеченко Э.Н. Направленный ответвитель на связанных линиях с учетом диссипативных потерь // МРС ВИМИ «Техника, технология, экономика».— 1984.— № 30.— Сер. «ЭР».
5. Петров Г.В. Гибридные интегральные схемы балансных усилителей // Микроэлектроника.— 1979.— Т. 8, вып. 3.— С. 211—219.

E. N. Glushechenko

Phase and S-parameters of microstrip directional filters.

The phase shift of the input signal at the output terminals of the filter was analyzed and determined on the basis of the block diagram of a microstrip directional filter. S-parameter matrix of the filter was formed and expressions for calculation of its elements were worked out.

Keywords: filter, microstrip, coupler, resonator, phase, S-parameter.