# ОПИСАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ И ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ С ПОМЩЬЮ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ

А. А. Свириденко
Кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств, Военная академия Республики Беларусь
Минск, Республика Беларусь
E-mail: svirid2785@gmail.com

*Описана методика определения параметров рассеяния широкополосных согласующих и частотно избирательных цепей, основанная на использовании волновых свойств нагрузки и входного коэффициента отражения. Полученные обобщенные выражения позволяют определять S – параметры согласующих и частотно избирательных цепей без использования частотных преобразований и приближенных вычислений на ЭВМ.*

***Введение.*** Особенностью развития современных полупроводниковых приемо-передающих систем является стремительное продвижение в верхнюю часть диапазона СВЧ. Большие затраты времени и средств, требуют от разработчиков устройств СВЧ максимальной детализации и точности в процессе анализа и синтеза. В связи с этим применение корректировки на любом этапе производства современных устройств СВЧ можно назвать крайней мерой, а применение численных методов расчета электрических цепей различного назначения с использование ЭВМ можно считать как некое приближение к оптимальному результату. В этой связи интерес представляет попытка определения системы S – параметров согласующих и частотно-избирательных цепей, которые рассчитывались бы непосредственно по заданным функциям входного коэффициента отражения и коэффициента отражения от комплексной нагрузки в лини со стандартным характеристическим сопротивлением.

***S – параметры эквивалентов Дарлингтона.*** В случае, когда требуется осуществить реализацию цепи без потерь, исключая нагрузку на выходе используется метод Дарлингтона. Z-параметры согласно методу Дарлингтона определяются как [3] форма А:

$$z_{11}=\frac{m_1}{n_2};\, z_{22}=\frac{m_2}{n_2};\, z_{12}=\frac{\sqrt{m_1m_2-n_1n_2}}{n_2}. \quad (1)$$

форма Б: $z_{11}=\frac{n_1}{m_2}; z_{22}=\frac{n_2}{m_2}; z_{12}=\frac{\sqrt{n_1n_2-m_1m_2}}{m_2}$ где $m_1, m_2, n_1, n_2$ — четные и нечетные части рациональной функции $Z_{\text{вх}}=\frac{z_{11}z_{22}-z_{12}^2+z_{11}Z_{\text{н}}}{z_{22}+Z_{\text{н}}}$

После подстановки (1) в формулы связи между нормированными матрицами волновой и классической теориями (2-4)

$$S_{11}=\frac{(z_{11}-1)(z_{22}+1)-z_{12}z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1)-z_{12}z_{21}}; \quad (2)$$

$$S_{22}=\frac{(z_{11}-1)(z_{22}-1)-z_{12}z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1)-z_{12}z_{21}}; \quad (3)$$

$$S_{12}=\frac{2z_{12}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1)-z_{12}z_{21}} \quad (4)$$

и преобразования, система параметров рассеяния принимает вид

$$S_{11}=\frac{(m_1-m_2)+(n_1-n_2)}{(m_1+m_2)+(n_1+n_2)};$$

$$S_{22}=\frac{(m_2-m_1)+(n_2-n_1)}{(m_1+m_2)+(n_1+n_2)};$$

$$S_{12}=\frac{2\sqrt{m_1m_2-n_1n_2}}{(m_1+m_2)+(n_1+n_2)}.$$

Известно, что

$$\Gamma_{\text{вх}}=\frac{Z_{\text{вх}}-1}{Z_{\text{вх}}+1}=\frac{(m_1-m_2)+(n_1-n_2)}{(m_1+m_2)+(n_1+n_2)}.$$

Приняв $m_1-m_2=m_1', m_1+m_2=m_2'$, $n_1-n_2=n_1', n_1+n_2=n_2'$, получена система парметров рассеяния:

$$S_{11}=\frac{m_1'+n_1'}{m_2'+n_2'}; \quad (5.1)$$

$$S_{22}=\frac{n_1'-m_1'}{m_2'+n_2'}; \quad (5.2)$$

$$S_{12}=\frac{\sqrt{n_1'^2-m_1'^2-n_2'^2+m_2'^2}}{m_2'+n_2'} \quad (5.3)$$

где $m_1', n_1', m_2', n_2'$ — соответственно четные и нечетные части полиномов рациональной функции $\Gamma_{\text{вх}}$. Система (5) действительна для четырехполюсника, нагруженного с обеих сторон на стандартное сопротивление.

***Обобщенные S – параметры согласующих, частотно-избирательных цепей.*** Для получения системы параметров рассеяния ЧП нагруженного на комплексную нагрузку воспользуемся системой z–параметров полученную в [3]:

$$z_{11}=\frac{m_1m_{2\text{н}}+n_1n_{2\text{н}}}{n_2m_{2\text{н}}+m_2n_{2\text{н}}};\, z_{22}=\frac{m_2m_{1\text{н}}+n_2n_{1\text{н}}}{n_2m_{2\text{н}}+m_2n_{2\text{н}}};$$

$$z_{12}=\frac{\sqrt{(m_1m_2-n_1n_2)\,(m_{1\text{н}}m_{2\text{н}}-n_{1\text{н}}n_{2\text{н}})}}{n_2m_{2\text{н}}+m_2n_{2\text{н}}}. \quad (6)$$

где $m_{1н}, m_{2н}, n_{1н}, n_{2н}$ — соответственно четные и нечетные части полиномов рациональной функции $Z_н$ Подстановка (6) в (2, 3, 4) после преобразования приводит к результату приведеному в конце статьи (см. формулы 7-9), где $m'_{1н}, m'_{2н}, n'_{1н}, n'_{2н}$ — соответственно четные и нечетные части полиномов функции $\Gamma_н = \frac{m'_{1н}+n'_{1н}}{m'_{2н}+n'_{2н}}$. Полученную систему (7–9) можно считать обобщением системы (5) на случай произвольной комплексной нагрузки с коэффициентом отражения $\Gamma_н$. Данная система описывает волновые свойства четырехполюсника требуемого для согласования двух произвольных сопротивлений, одно из которых может быть комплексным. В последнем случае, помимо условий физической реализуемости на систему могут накладываться другие ограничения в зависимости от характера комплексной нагрузки.

***Пример.*** Для иллюстрации состоятельности полученной системы приведем пример получения S – параметров частотно-избирательного четырехполюсника. Так как ограничения на систему (7–9) для согласования комплексных нагрузок не определены, решим задачу формирования требуемой характеристика передачи между резистивными (волновыми) сопротивлениями 100 и 200 Ом. При этом необходимо иметь Баттервортовскую частотную характеристику преобразования мощности пятого порядка; круговая граничная частота $\omega_c = 10^4$. Входной нормированный коэффициент отражения для цепи с характеристикой Баттерворта пятого порядка определяется как

$$S_{11} = \frac{\delta^5 - 3,2\delta^4 s + 5,2\delta^3 s^2 - 5,2\delta^2 s^3 + 3,2\delta s^4 - s^5}{1 + 3,2s + 5,2s^2 + 5,2s^3 + 3,2s^4 + s^5}$$

откуда согласно(5) $m'_1 = \delta^5 + 5,2\delta^3 s^2 + 3,2\delta s^4$, $m'_2 = 1+5,2s^2+3,2s^4$, $n'_1 = -3,2\delta^4 s - 5,2\delta^2 s^3 - s^5$, $n'_2 = 3,2s + 5,2s^3 + s^5$. Нормированный коэффициент отражения от нагрузки равен $S_{11н} = 1/3$, откуда $m'_{1н} = 1$ $m'_{2н} = 3$. Коэффициент, определяющий максимальный уровень передачи на нулевой частоте согласно [1, с. 93] равен $\delta = 0,8027$ Подстановка $S_{11}$, $S_{11н}$, а так же $\delta$ в систему (7—9) дает требуемое значение параметров рассеяния ЧП необходимого для формирования Баттервортовской частотной характеристики преобразования мощности пятого порядка между резистивными (волновыми) сопротивлениями 100 и 200 Ом. $S_{11} = \frac{s^2+0,995s+0,466}{s^2+1,553s+1,177}$, $S_{22} = -\frac{s^2+0,995s+0,466}{s^2+1,553s+1,177}$, $S_{12} = \frac{1,081}{s^2+1,553s+1,177}$.

Задача формирования Баттервортовской частотной характеристики преобразования мощности пятого порядка между резистивными сопротивлениями 100 и 200 Ом успешно решена в [1, с. 95], частотная характеристика представлена на рисунке 1 (линия 1). Так же на рисунке 1 представлена частотная характеристика цепи, полученная в результате синтеза с использованием системы (7–9)(линия 2).

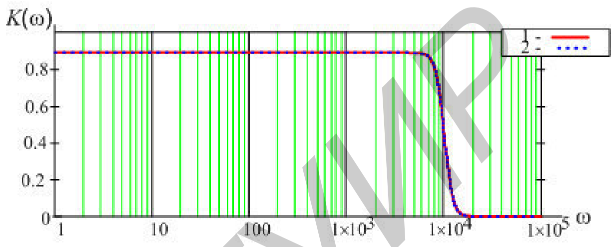


Рис. 1 – Частотная характеристика ЧП нагруженного на резистивные (волновые) сопротивления 100 и 200 Ом

Как видно из рисунка частотные характеристики полностью совпадают во всей полосе частот, что подтверждает работоспособность системы параметров рассеяния (7–9).

***Выводы.*** Получена система S – параметров, описывающая свойства ЧП нагруженного с обеих сторон на стандартное сопротивление. Разработана новая система параметров рассеяния согласующих частотно-избирательных цепей, отличающаяся тем, что рассчитывается непосредственно по функциям входного коэффициента отражения и нормированного коэффициента отражения от нагрузки. Система S – параметров показывает, какими свойствами должен обладать ЧП, нагруженный с обеих сторон на сопротивление, одно из которых может быть комплексным.


1. Кайчень, В. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей. / В. Кайчень. – М: Связь,1979. –86 с.
2. Свириденко, А. А. Применение метода неопределенных коэффициентов для расчета фильтров с использованием модифицированных аппроксимирующих функций Лежандра / А. А. Свириденко, П. В. Бойкачев, С. И. Шакун. // Вестн. Воен. Акад. Респ. Беларусь. 2015. №4(49). С. 104–109.
3. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. — Минск, 2004. – С. 43.


$$S_{11} = -\frac{m'_1 m'_{2н} - m'_2 m'_{1н} - m'_1 n'_{2н} - m'_2 n'_{1н} + n'_1 m'_{2н} + n'_2 m'_{1н} - n'_1 n'_{2н} + n'_2 n'_{1н}}{m'_{1н} m'_1 + n'_{1н} m'_1 - m'_2 m'_{2н} + m'_2 n'_{2нn} - n'_1 m'_{1н} - n'_1 n'_{1н} + n'_2 n'_{2н} - n'_2 m'_{2н}}, \quad (7)$$

$$S_{22} = \frac{m'_1 m'_{2н} - m'_2 m'_{1н} + m'_1 n'_{2н} + m'_2 n'_{1н} - n'_1 m'_{2н} - n'_2 m'_{1н} - n'_1 n'_{2н} + n'_2 n'_{1н}}{m'_{1н} m'_1 + n'_{1н} m'_1 - m'_2 m'_{2н} + m'_2 n'_{2н} - n'_1 m'_{1н} - n'_1 n'_{1н} + n'_2 n'_{2н} - n'_2 m'_{2н}}, \quad (8)$$

$$S_{12} = \frac{-\sqrt{m'^2_{2н} - m'^2_{1н} - n'^2_{2н} + n'^2_{1н}}\sqrt{m'^2_2 - m'^2_1 - n'^2_2 + n'^2_1}}{m'_{1н} m'_1 + n'_{1н} m'_1 - m'_2 m'_{2н} + m'_2 n'_{2н} - n'_1 m'_{1н} - n'_1 n'_{1н} + n'_2 n'_{2н} - n'_2 m'_{2н}}, \quad (8)$$