$$\begin{cases} \left(c^2 - f^2\right)\left(b^2 + c^2 + f^2\right) = K - P, \\ \left(c^2 + f^2\right)\left(b^2 + c^2 + f^2\right) = T. \end{cases} \quad (5)$$

Разделив первое уравнение системы (5) на второе, приведя подобные и выразив переменную c через переменную f, получим: $c^2 = \alpha^2 f^2$, где $\alpha^2 = \dfrac{-K + P - T}{K - P - T}$.

Запишем систему уравнений, первое из которых представляет собой разность первого и девятого уравнений системы (4), второе – пятое уравнение той же системы:

$$\begin{cases} \left(b^2 - f^2\right)\left(b^2 + c^2 + f^2\right) = K - T, \\ \left(b^2 + f^2\right)\left(b^2 + c^2 + f^2\right) = P. \end{cases} \quad (6)$$

Разделив первое уравнение системы (6) на второе, приведя подобные и выразив переменную b через переменную f, получим: $b^2 = \beta^2 f^2$, где $\beta^2 = \dfrac{-K - P + T}{K - P - T}$.

Так как b, c, f, α и β являются натуральными числами, то формулы связи между переменными b и f, c и f имеют вид: $c = \alpha f$, $b = \beta f$.

Подставив формулы связи во второе уравнение системы (4), получим уравнение относительно одной переменной f, решая которое получим следующий результат:

$$f = \sqrt[4]{\frac{L}{\alpha\left(3\beta^2 + \alpha^2 + 1\right)}}.$$

Используя полученные формулы связи, можно найти переменные b и c:

$$b = \beta\sqrt[4]{\frac{L}{\alpha\left(3\beta^2 + \alpha^2 + 1\right)}},\ c = \alpha\sqrt[4]{\frac{L}{\alpha\left(3\beta^2 + \alpha^2 + 1\right)}}.$$

Заключение. В статье представлены формулы, позволяющие находить целые положительные симметричные корни матриц для n = 3, 4. Если полученные значения переменных b, c, f будут представлять собой натуральные числа, то соответствующее матричное уравнение имеет решение рассматриваемого вида. Представленную методику можно использовать и для нахождения натуральных симметричных корней матриц третьего порядка при больших n.

1. Буснюк, Н.Н. Математическое моделирование / Н.Н. Буснюк, А. А. Черняк. – Минск: Беларусь, 2014. – 214 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ НАГРУЗОК IV КЛАССА

Янцевич М.А., Свириденко А.А.
адъюнкт УО «ВА РБ», г. Минск, Республика Беларусь
старший преподаватель УО «ВА РБ», г. Минск, Республика Беларусь
Научный руководитель – Филиппович Г.А., канд. техн. наук, доцент

Согласно классической теории радиоприёма ***согласование*** состоит в схемно-техническом обеспечении передачи сигналов с минимальными искажениями, потерями и отражениями. Практически для согласования в диапазоне метровых и более длинных волн используют согласующие устройства с сосредоточенными параметрами, а в диапазоне дециметровых и более коротких волн применяются согласующие устройства на отрезках линий передачи, обладающих трансформационными свойствами и обеспечивающих формирование требуемых АЧХ и ФЧХ [1]. Развитие теории широкополосного согласования началось с исследования нагрузок с нулями передачи IV класса. Для этого же класса нагрузок впервые было получено фундаментальное ограничение на широкополосное согласование. В этой связи интерес представляет определение системы S-параметров согласующих цепей рассчитанных по заданным функциям входного коэффициента отражения и коэффициента отражения нагрузки с нулями передачи IV класса.

Материал и методы. В результате исследований в области синтеза широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния получена методика определения параметров рассеяния подробно изложенная в [2]. Система обобщенных S-параметров показывает, какими свойствами должен обладать четырёхполюсник, нагруженный на сопротивление различного класса, для обеспечения широкополосного согласования.

Результаты и их обсуждение. Низкочастотная нагрузка IV класса первого порядка, изображена на рисунке 1.

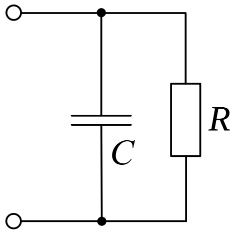

Рисунок 1 – Высокочастотная нагрузка

Нормированный коэффициент отражения нагрузки соответствует выражению:

$$\rho_{\text{н}}(s) = \frac{R - RCs - 1}{R + RCs + 1} = \frac{a_0 + a_1 s}{b_0 + b_1 s},$$

где: $a_0 = R - 1,\ a_1 = -RC,\ b_0 = R + 1,\ b_1 = RC.$

Для обеспечения совместимости сопротивлений требуется выбирать частотную характеристику с нулями передачи в бесконечности. В результате процедуры факторизации описанной в [3], входной нормированный коэффициент отражения имеет вид:

$$\rho_{\text{вх}}(s) = \frac{\delta^2 - \sqrt{2}\delta s + s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1},$$

На основании методики, описанной в [2], S- параметры определяются как:

$$s_{11} = -\frac{\left[a_0 - b_0\delta^2\right] - \left[\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0\right] s}{\left[a_0\delta^2 - b_0\right] - \left[\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0\right] s}$$

$$s_{22} = \frac{\left[a_0 - b_0\delta^2\right] + \left[\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0\right] s}{\left[a_0\delta^2 - b_0\right] - \left[\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0\right] s}$$

$$s_{12} = \frac{\sqrt{b_0^2 - a_0^2}\sqrt{1 - \delta^4}}{\left[a_0\delta^2 - b_0\right] - \left[\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0\right] s}$$

Полученные S – параметры позволяют моделировать и практически реализовывать цепи согласования для рассматриваемого класса нагрузок с распределенными параметрами.

Заключение. Представленные результаты позволяют проектировать аналитическими методами широкополосные согласующие цепи, адаптированные к нагрузке IV класса как с сосредоточенными так и с распределенными параметрами без использования частотных преобразований и приближенных вычислений на ЭВМ.

1. Онищук, А.Г. Радиоприемные устройства: учеб. пособие / А.Г. Онищук, И.И. Забеньков, А.М. Амелин. – Минск: Новое знание, 2006. – 240 с.

2. Свириденко, А.А. Описание широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния / А.А. Свириденко // Доклады международной научной конференции «ИТС 2016» БГУИР, 2016 г. – С. 238–239.

3. Филиппович, Г.А., Широкополосное согласование сопротивлений. – Минск: ВАРБ, 2004. –167 с.