

УДК 621.372.512

П. В. БОЙКАЧЕВ, адъюнкт, Военная академия Республики Беларусь, г. Минск

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ АППРОКСИМАЦИИ ФУНКЦИИ ПЕРЕДАЧИ

Приведена методика решения задач широкополосного согласования на основе обобщения метода Дарлингтона с использованием модифицированных аппроксимирующих функций, которая может использоваться специалистами для решения широкого круга схемотехнических задач. Методика иллюстрируется примером.

Расчету согласующих устройств посвящено немало публикаций, однако практика показывает, что большинство из них направлено на решение задач численными методами. Недостатком численных решений является: вычисление значения параметра в точке и невозможность определения характера его изменений в окрестности вычисленного значения; появление в сложных расчетах различного типа ошибок, что резко снижает ценность проводимых вычислений; сложности использования результатов расчета при создании и доводке математических моделей. В свою очередь аналитические решения позволяют исследовать влияния физических параметров, начальных и граничных условий на характер решения. Результаты аналитических решений способствуют разработке адекватных математических моделей исследуемых явлений. Они хорошо приспособлены для решения задач параметрической идентификации и диагностики состояния исследуемых объектов. Аналитические решения более информативны; вычисления при любом конкретном значении аргумента можно сделать как угодно точными, есть возможность вычисления значения решения в одной точке, не прибегая к вычислению значений в других точках, а также возможность определения значения искомого параметра в любой точке, а не только в узлах сетки; устойчивость получаемого результата [1]. В то же время главным недостатком аналитических решений является их ограниченные возможности для ряда сложных задач согласования [2].

Эти обстоятельства обуславливают необходимость публикации с подробным изложением метода решения некоторых сложных задач согласования, ранее вызывавших трудности в решении их аналитическими методами [4], а также всех этапов расчета согласующих цепей.

Нагрузки с комплексными нулями передачи, расположенными на мнимой оси (заграждающие нагрузки), вызывают трудности в использовании аналитических методов, поскольку системы ограничений на пределы широкополосного согласования оказываются неразрешимыми ввиду ограниченных вариативных возможностей классических аппроксимирующих функций [3]. Интерес к подобным задачам сохраняется по той причине, что нагрузки этого класса служат параметрическими моделями некоторых антенн и заграждающих фильтров [4, 8, 9]. Заметно большие возможности для решения подобных задач предоставляет обобщенный метод Дарлингтона [5] с использованием модифицированных аппроксимирующих функций [6]. При исследовании возможностей согласования такой нагрузки было установлено, что решение аналитическими методами существует для ограниченного диапазона классических

аппроксимирующих функций (функций Золотарева) и вызывает значительные трудности, а в большинстве случаев невозможности их решения с помощью классических функций аппроксимации [3]. Проблема заключается в том, что классические функции передачи не содержат нули на мнимой оси комплексной плоскости, поэтому для совместимости функций сопротивления заграждающей нагрузки и функции входного сопротивления [7] предлагается использовать модифицированную функцию Чебышева вида

$$K_m(-s^2) = \frac{k^2}{1 + \varepsilon^2 \prod_{q_i=0}^N (s_0^2 - 1)^2 \frac{T_{\text{чеб}}^2(m, s)}{\prod_{q_i=0}^N (s^2 + s_0^2)^2}}, \quad (1)$$

где $T_{\text{чеб}}^2(m, s)$ – аппроксимирующий полином Чебышева порядка m , первого рода, ε – коэффициент неравномерности характеристики в полосе фильтрации; s_0 – комплексная частота, на которой функция принимает нулевое значение; k – коэффициент передачи по мощности; q – частота, на которой функция передачи мощности принимает нулевое значение; N – число частот, на которых функция передачи мощности принимает нулевое значение.

Модифицированная функция Чебышева отличается от классической функции Чебышева тем, что в нее определенным образом (1) добавляются нули передачи. Данные нули образованы двойными комплексно сопряженными парами, расположенными на мнимой оси комплексной плоскости s -переменной, корни числителя и знаменателя (1) подчиняются квадрантной симметрии, благодаря чему коэффициенты полинома Гурвица являются действительными, и цепи согласования с выбранной функцией передачи имеют физическую реализуемость.

В ходе наглядного рассмотрения функции (1) примем $m = 5$, $\varepsilon = 0,35$, $k = 1$. В качестве примера введем в рассматриваемую выше функцию передачи (1) нули передачи на частотах $s_0 = 1,1 j$. При выбранных условиях функция (1) примет вид

$$K(-s^2) = \frac{A}{A + \varepsilon^2 s^2 (11,28s^8 + 28,22s^6 + 24,69s^4 + 8,82s^2 + 1,02)}, \quad (2)$$

где $A = -s^4 - 2,42s^2 - 1,46$.

Функция (2) в s -координатах образует поверхность, приведенную на рисунке 1. Сечение показанной поверхности плоскостью $s = j\omega$ представляет частотную характеристику передачи мощности (2), представленную на рисунке 2.

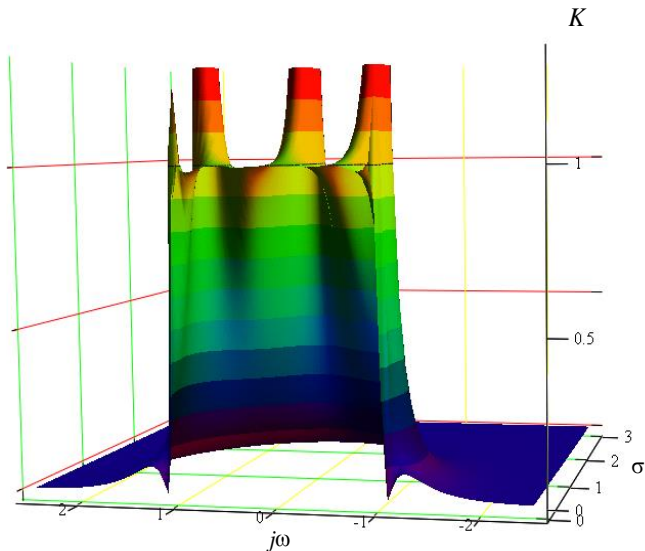


Рисунок 1 – Поверхность модифицированной функции передачи (2) в s -плоскости, рассеченной плоскостью $s = j\omega$

Следует отметить, что нули передачи на мнимой оси располагаются на промежутке – от частоты среза до бесконечности. По мере удаления частот, на которых функция принимает нулевое значение, от частоты среза модифицированная функция стремится к классической Чебышевской аппроксимации, т. е. при $s_0 \rightarrow \infty$ модификация вырождается, и функция принимает значение функции Чебышева.

Исходными данными для расчета согласующей цепи являются параметры согласуемой нагрузки. Нагрузка может быть задана либо в виде аналитической функции передачи, когда известна электрическая схема нагрузки, либо в форме измеренных параметров (сопротивление антенны, s -параметры транзисторов, измеренные на ряде частот). В последнем случае необходимо выбрать эквивалентную схему, описывающую с достаточной точностью сопротивление нагрузки [5].

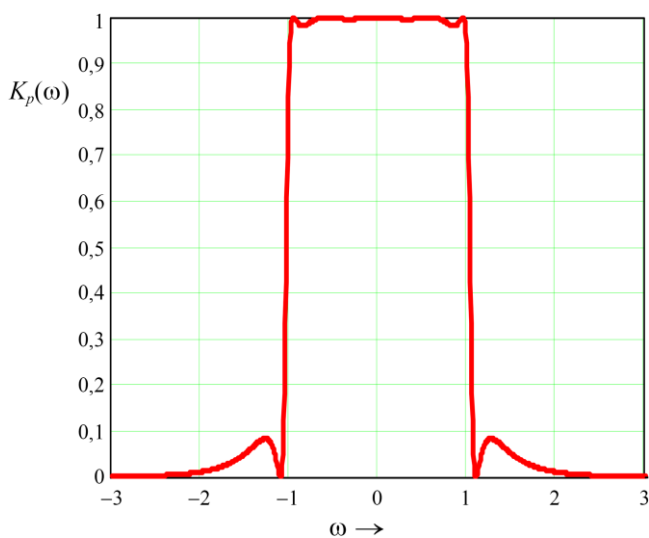


Рисунок 2 – Частотная характеристика передачи мощности (2)

В самом общем виде функции сопротивлений и сопротивления нагрузки можно представить в следующем виде:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}; \quad Z_{\text{н}}(s) = \frac{m_{1\text{н}} + n_{1\text{н}}}{m_{2\text{н}} + n_{2\text{н}}}, \quad (3)$$

где m и n соответствующими индексами означают четные и нечетные части полиномов функций сопротивлений.

В качестве примера зададимся пятиэлементной заграждающей нагрузкой (рисунок 3).

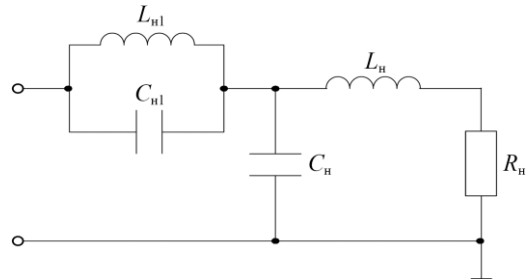


Рисунок 3 – Модель заграждающей нагрузки

Сопротивление нагрузки, изображенное на рисунке 3, описывается следующим выражением:

$$Z_{\text{н}}(s) = \frac{a_{0\text{н}} + a_{1\text{н}}s + a_{2\text{н}}s^2 + a_{3\text{н}}s^3}{b_{0\text{н}} + b_{1\text{н}}s + b_{2\text{н}}s^2 + b_{3\text{н}}s^3 + b_{4\text{н}}s^4}, \quad (4)$$

где $a_{0\text{н}} = R_{\text{н}}$; $a_{1\text{н}} = L_{\text{н}} + L_{\text{н}1}$; $a_{2\text{н}} = R_{\text{н}}L_{\text{н}1}C_{\text{н}1} + R_{\text{н}}L_{\text{н}}C_{\text{н}}$;

$$a_{3\text{н}} = L_{\text{н}}L_{\text{н}1}C_{\text{н}1} + L_{\text{н}}L_{\text{н}}C_{\text{н}};$$

$$b_{0\text{н}} = 1; b_{1\text{н}} = R_{\text{н}}C_{\text{н}}; b_{2\text{н}} = L_{\text{н}}C_{\text{н}} + L_{\text{н}1}C_{\text{н}1}; b_{3\text{н}} = L_{\text{н}1}C_{\text{н}1}R_{\text{н}}C_{\text{н}};$$

$$b_{4\text{н}} = L_{\text{н}}C_{\text{н}}L_{\text{н}1}C_{\text{н}1}.$$

Из выражения (3) видно, что сопротивление нагрузки имеет нули передачи на мнимой оси. Для их определения зададим нормированные значения параметров нагрузки: $L_{\text{н}1} = 0,295$; $C_{\text{н}1} = 2,0$; $L_{\text{н}} = 0,300$; $C_{\text{н}} = 0,5$; $R_{\text{н}} = 1$. В этом случае функция $Z_{\text{н}}(s)$ примет вид

$$Z_{\text{н}}(s) = \frac{1 + 0,79s + 0,67s^2 + 0,33s^3}{1 + 0,74s^2 + 0,17s^3 + 0,08s^4}. \quad (5)$$

В качестве функции передачи выберем модифицированную функцию Чебышева (1). Зададимся $K = 1$, $s_0 = 1,3j$ и получим передаточную функцию (1) в следующем виде:

$$K_p(-s^2) = \frac{B}{B + s^2 \varepsilon^2 (11,9 + 95,2s^2 + 266,6s^4 + 304,7s^6 + 121,9s^8)}, \quad (6)$$

где $B = -2,85 - 3,38s^2 - s^4$.

Соотношение между коэффициентом отражения и функцией передачи мощности (6) имеет вид

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s). \quad (7)$$

В выражении (7) $\rho(s)\rho(-s)$ – это функция коэффициента отражения на входе согласующей цепи для низкочастотного прототипа пятого порядка. Представим ее в виде отношения полиномов (8), (9):

$$\rho(s) = \frac{b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}. \quad (8)$$

$$\rho(-s) = \frac{-b_5s^5 + b_4s^4 - b_3s^3 + b_2s^2 - b_1s + b_0}{-a_5s^5 + a_4s^4 - a_3s^3 + a_2s^2 - a_1s + a_0}. \quad (9)$$

Находим систему уравнений для определения коэффициентов полиномов:

$$\begin{aligned} b_0^2 &= 0; \\ 2b_0b_2 - b_1^2 &= 11,90\epsilon^2; \\ 2b_0b_4 - 2b_1b_3 + b_2^2 &= 95,22\epsilon^2; \\ 2b_2b_4 - 2b_1b_5 - b_3^2 &= 266,62\epsilon^2; \\ -2b_3b_5 + b_4^2 &= 304,70\epsilon^2; \\ b_5^2 &= 121,80\epsilon^2; \\ a_0^2 &= -2,85; \\ 2a_0a_2 - a_1^2 &= 11,90\epsilon^2 - 3,30; \\ 2a_0a_4 - 2a_1a_3 + a_2^2 &= 95,22\epsilon^2; \\ 2a_2a_4 - 2a_1a_5 - a_3^2 &= 266,62\epsilon^2; \\ -2a_3a_5 + a_4^2 &= 304,70\epsilon^2; \\ a_5^2 &= 121,88\epsilon^2. \end{aligned}$$

В результате решения этой системы уравнений совместно с системой ограничений находим функцию входного сопротивления (10):

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{0,72s^5 + 1,82s^4 + 3,41s^3 + 4,03s^2 + 3,25s + 1,88}{0,56s^4 + 1,42s^3 + 2,27s^2 + 2,14s + 1,50}. \quad (10)$$

Таким образом, функция $Z_{\text{вх}}(s)$ содержит все нули передачи функции $Z_{\text{н}}(s)$ не меньшей кратности. Нахождение совместных z -параметров аппроксимирующей функции и нагрузки указывает на вариант А z -параметров [4], который имеет вид

$$\begin{aligned} z_{11} &= \frac{m_1m_{2\text{н}} - n_1n_{2\text{н}}}{n_2m_{2\text{н}} - m_2n_{2\text{н}}}; & z_{22} &= \frac{m_2m_{1\text{н}} - n_2n_{1\text{н}}}{n_2m_{2\text{н}} - m_2n_{2\text{н}}}; \\ z_{12} &= \frac{[(m_1m_2 - n_1n_2)(m_{1\text{н}}m_{2\text{н}} - n_{1\text{н}}n_{2\text{н}})]^{1/2}}{n_2m_{2\text{н}} - m_2n_{2\text{н}}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где m_1, m_2, n_1, n_2 – соответственно четные и нечетные части полиномов рациональной функции $Z_{\text{вх}}(s)$; $m_{1\text{н}}, m_{2\text{н}}, n_{1\text{н}}, n_{2\text{н}}$ – соответственно четные и нечетные части полиномов $Z_{\text{н}}(s)$.

Подставляя в (11) составляющие функций сопротивлений (5) и (10), получаем систему z -параметров согласующей цепи

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{0,75s^4 + 1,93s^2 + 1,11}{0,99s + 0,59s^3}; \\ z_{22}(s) &= \frac{0,55s^4 + 1,82s^2 + 1,51}{0,59s^5 + 1,99s^3 + 1,69s}; \\ \Delta z(s) &= \frac{1,97 + 2,35s^2 + 0,71s^4}{1,69 + 1,99s^2 + 0,59s^4}. \end{aligned}$$

Лестничную реализацию согласующей цепи можно получить в результате синтеза входного сопротивления согласующей цепи (10). Последнее определяется по найденным z -параметрам:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{\Delta z + z_{11}(s)z_{\text{н}}(s)}{z_{22}(s) + z_{\text{н}}(s)}, \quad (12)$$

что в результате дает

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{0,25s^5 + 0,63s^4 + 1,19s^3 + 1,41s^2 + 1,14s + 0,66}{0,20s^4 + 0,50s^3 + 0,79s^2 + 0,75s + 0,52}. \quad (13)$$

Полученное входное сопротивление может быть реализовано как сопротивление лестничной схемы, нагруженное на активное сопротивление, с нормированными значениями элементов: $C_1 = 1,05$ и $L_1 = 0,96$.

Синтезированная схема широкополосного согласующего устройства (ШСУ) для сопротивления источника сигналов вместе с эквивалентом нагрузки представлена на рисунке 4.

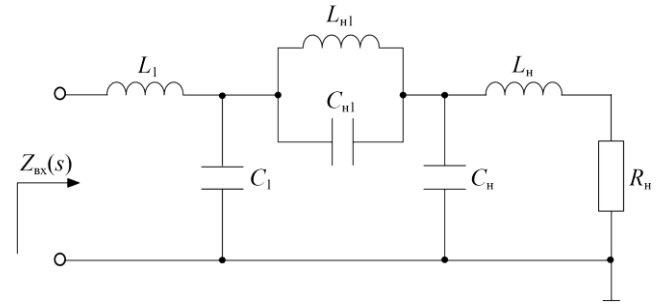


Рисунок 4 – Схема ШСУ

На рисунке 5 представлены нормированные частотные характеристики передачи мощности: пунктирной линией – без ШСУ, сплошной – с ШСУ.

Приведенная методика синтеза широкополосных согласующих устройств может использоваться специалистами для решения широкого круга схемотехнических задач, она позволяет синтезировать согласующие цепи для сложных комплексных нагрузок, имеющих нули передачи на мнимой оси с малым уровнем неравномерности частотной характеристики и большой крутизной спада, свойственным модифицированным аппроксимирующим функциям.

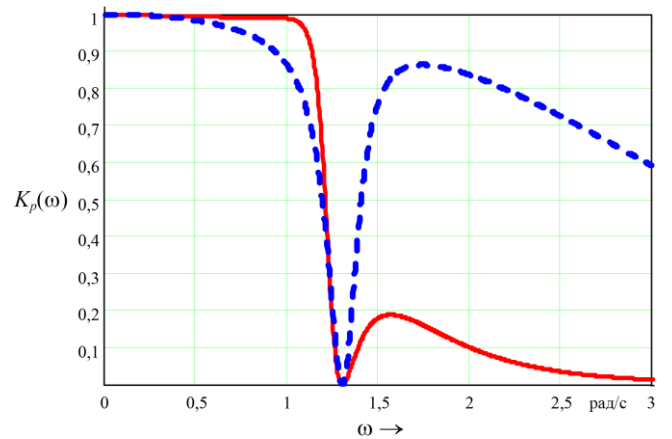


Рисунок 5 – Частотные характеристики передачи мощности фильтра

Эти свойства представляются особо важными для построения приемных и передающих трактов современных широкополосных РЛС, спутниковых систем обмена информацией, а также различных систем связи.

Список литературы

1 **Дедус, Ф. Ф.** Классические ортогональные базисы в задачах аналитического описания и обработки информационных сигналов / Ф. Ф. Дедус. – М., 2004. – 11 с.

2 **Фано, Р. М.** Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Р. М. Фано. – М., 1965. – С. 44.

3 **Филиппович, Г. А.** Разрешимость системы ограничений в задачах широкополосного согласования / Г. А. Филиппович // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – Т. 10, № 1–2. – С. 92–97.

4 **Yarman, S. B.** Design of ultra wideband power transfer networks / S. B. Yarman. – Istanbul University, 2010. – P. 585, 602.

5 **Филиппович, Г. А.** Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. – Минск : ВАРБ, 2004. – С. 175.

6 **Бойкачев, П. В.** Метод модификации аппроксимирующих функций для синтеза фильтров и согласующих цепей / П. В. Бойкачев, Г. А. Филиппович // Вестник ВАРБ. – 2012. – № 3 (36).

7 **Алексеева, О. В.** Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / О. В. Алексеева. – М. : Радио и связь, 1987. – С. 392.

8 **Чердынцев, В. А.** Методы и устройства приема и обработки радиосигналов / В. А. Чердынцев, И. Ю. Малевич, А. Е. Курочкин. – Минск : БГУИР, 2010. – С. 54.

9 **Горшелев, В. Д.** Основы проектирования радиоприемников / В. Д. Горшелев, З. Г. Красноцветова, Б. Ф. Федорцов. – Л. : Энергия, 1977. – С. 189.

Получено 25.10.2012

P. V. Boikachov. Broadband synthesis of matching circuits on the basis modified approximation of functions of transfer.

The technique of the decision of tasks of broadband matching on the basis of generalization of the method of Darlington using modified approximating functions that can be used by specialists for solving a wide range of technical tasks. The methodology is illustrated by an example.