

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ НАГРУЗОК
ПЕРВОГО КЛАССА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИЦИРОВАННЫХ
АППРОКСИМИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ

П.В. Бойкачев, А.А. Свириденко

Военная академия Республики Беларусь, Минск, e-mail: pashapasha.boi@mail.ru

Расчету согласующих устройств посвящено немало публикаций, однако большинство из них направлено на решение задач численными методами [1, 2, 3, 6]. Недостатком численных решений является: вычисление значения параметра в точке и невозможность определения характера его изменений между узлами интерполяции функции сопротивления нагрузки; появление в сложных расчетах различного типа ошибок, что резко снижает ценность проводимых вычислений; сложности использования результатов расчета при решении нестандартных задач.

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. Аналитические решения более информативны, вычисление решения при любом конкретном значении аргумента можно сделать как угодно точно. Всегда существует возможность определения значения искомого параметра в любой точке, а не только в узлах сетки интерполяции, и получаемый результат всегда является устойчивым [4]. В то же время главным недостатком аналитических решений является их ограниченные возможности в решении ряда сложных задач согласования [7].

Эти обстоятельства обуславливают необходимость решения задачи согласования, ранее вызывающего трудности в решении его аналитическими методами [5], а также всех этапов расчета согласующих цепей по заданным критериям.

В соответствии с принятой классификацией нагрузок к первому классу относятся нагрузки с нулями передачи в правой полуплоскости комплексной частоты. Функции сопротивлений таких нагрузок имеют либо пару вещественных нулей передачи, либо четверку комплексно-сопряженных нулей. Устойчивый интерес к согласованию подобных нагрузок сохраняется по той причине, что нагрузки этого класса служат моделями входных и выходных сопротивлений биполярных транзисторов, туннельных диодов и кварцев [10]. Эквивалентные схемы вышеупомянутых радиотехнических компонентов, содержат во входной цепи последовательно включенный резистор. Один из вариантов таких схем изображен на рисунке 1

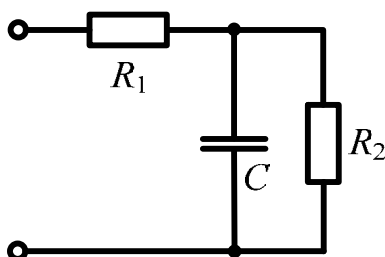


Рисунок 1. – Резистивно-емкостная нагрузка Дарлингтона

Существующие попытки решить задачу широкополосного согласования для подобной нагрузки носят частный характер [5]. Учитывая практическую значимость этой нагрузки, представляется целесообразным использовать для этой задачи методику, изложенную в [8].

Сопротивление нагрузки на рисунке 1 равно

$$Z_H(s) = \frac{(R_1 + R_2) + R_1 R_2 C s}{1 + R_2 C s} \quad (1)$$

Выражение для $Z_H(s)$ (1) представляют собой билинейную функцию, имеющую простой нуль передачи в правой полуплоскости $s = \sigma$. Этот нуль можно определить из выражения (2) для $N_H(-s^2)$. Зададим параметры нагрузки $R_1 = 0.1$, $R_2 = 2$, $C = 1$. Для заданных параметров нагрузки числитель четной части $Z_H(s)$ равен

$$N_H(s) = 0.4(5.25 - s^2), \quad (2)$$

из которого следует, что нуль передачи нагрузки $s = \sigma = 2.29$.

Для обеспечения совместимости функций сопротивлений $Z_{вх}(s)$ и $Z_H(s)$ в процессе аппроксимации необходимо модифицировать функцию показанную в [8] с учетом найденного нуля передачи нагрузки. Для реализации согласующей цепи применим модифицированную функцию Баттерворта 3-го порядка, которая будет иметь вид

$$K_m(-s^2) = \frac{k^2}{1 - (\sigma^2 - 1) \frac{s^6}{\sigma^2 - s^2}}. \quad (3)$$

Ограничение на пределы согласования по существу сводится к равенству

$$z_{22вх} = z_{22н} \Big|_{s=s_{0н}} \quad (4)$$

Принимая во внимание соотношение между коэффициентом отражения и функцией передачи мощности, получаем систему уравнений, определяющих форму частотной характеристики модифицированной АФ

$$a_0^2 = \sigma^2 a_1^2 - 2a_0 a_2 = 1 \quad a_2^2 - 2a_1 a_3 = 0 \quad a_3^2 = 1 + \sigma^2, \quad (5)$$

$$b_0^2 = k^2 \sigma^2 \quad b_1^2 - 2b_0 b_2 = k \quad b_2^2 - 2b_1 b_3 = 0 \quad b_3^2 = 1 + \sigma^2,$$

где a_i, b_i – коэффициенты полиномов коэффициента отражения.

Совместное решение (5) дает функцию входного сопротивления

$$Z_{вх}(s) = \frac{7.188s^2 + 3.834s + 2.52}{5s^3 + 6.667s^2 + 5.878s + 2.062}. \quad (6)$$

Система z -параметров после преобразований имеет вид

$$Z_{11}(s) = \frac{0.48}{0.334s}; \quad Z_{22} = \frac{0.825 + s^2}{0.334s}; \quad Z_{12}(s) = \frac{1.185}{0.334s}. \quad (7)$$

Используя z -параметры, находим функцию выходного сопротивления согласующей цепи рисунок 2:

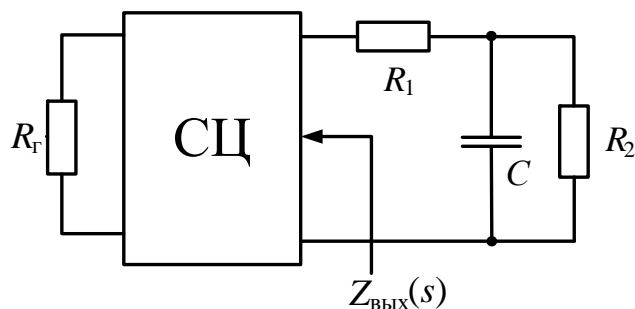


Рисунок 2. – Резистивно-емкостная нагрузка Дарлингтона с СЦ

$$Z_{\text{ВЫХ}}(s) = \frac{2.4707 + 4.30539s + 2.9948s^2}{1.43759 + s}. \quad (8)$$

Полученное выходное сопротивление может быть реализовано как сопротивление лестничной схемы, нагруженное на активное сопротивление, с нормированными значениями элементов: $C_1 = 0,4047$, $L_1 = 2,9948$, $R_2 = 1,7$. Синтезированная схема широкополосного согласующего устройства (ШСУ) вместе с эквивалентом нагрузки представлена на рисунке 3.

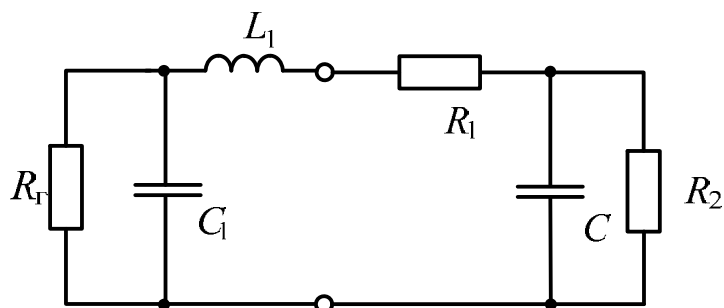


Рисунок 3. – Резистивно-емкостная нагрузка Дарлингтона с ШСУ

На рисунке 4 представлены частотные характеристики передачи мощности: пунктирной линией – без ШСУ, сплошной – с ШСУ.

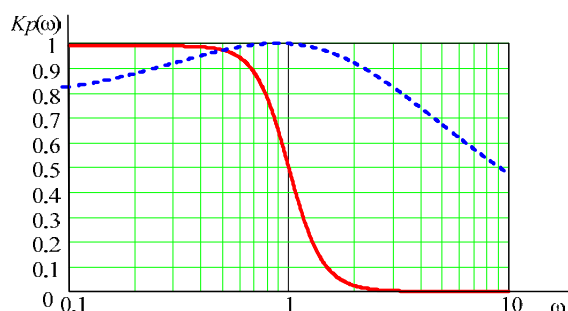


Рисунок 4. – Частотные характеристики передачи мощности

Основные результаты изложенные выше сводятся к следующему. Ограничения на пределы согласования при синтезе СЦ на основе классических аппроксимаций становятся более жесткими. Применение модифицированных аппроксимирующих функций позволяет не только повысить качественные характеристики согласующих цепей, но и расширить

пределы согласования. Методы применяемые ранее [8, 9] при синтезе СЦ для I класса нагрузок дают избыточное количество элементов не улучшая частотную характеристику цепи. На рисунке 5 представлены частотные характеристики согласующих цепей для нагрузки представленной на рисунке 1 синтезированных с использованием модифицированной функции Баттерворта третьего порядка (непрерывная линия) и с использованием фазового множителя (штриховая линия). Анализируя зависимости на рисунке 5 можно заметить явное преимущество частотной характеристики согласующей цепи синтезированной с использованием модифицированной аппроксимирующей функции (АФ).

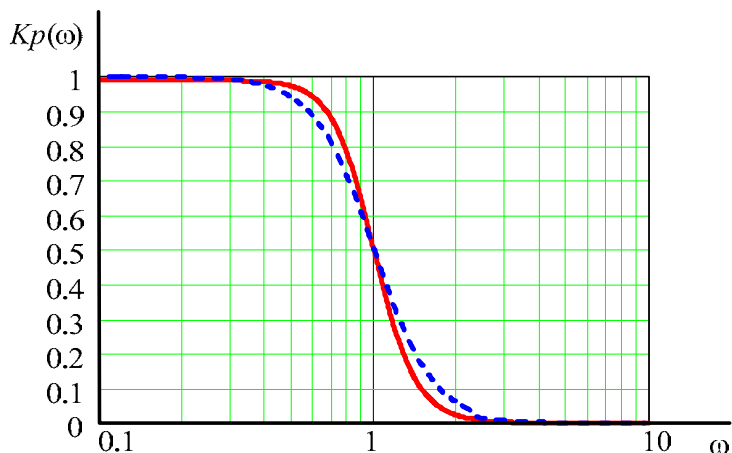


Рисунок 5. – Частотные характеристики передачи мощности согласующих цепей

Для подтверждения того, что применение модифицированной АФ расширяет пределы согласования, найдем параметр $p(R2, C)$ [8, с.70], определяющий предельный уровень согласования для нагрузки, приведенной на рисунке 1. Для случая применения модифицированной АФ согласно и классической АФ Баттерворта с применением фазового множителя **Ошибка! Источник ссылки не найден.** параметр $p(R2, C)$ представлен на рисунке

6

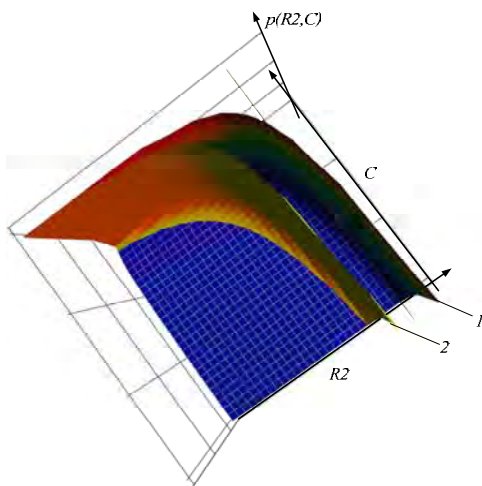


Рисунок 6. – Параметр $p(R2, C)$: для 1-модифицированной АФ согласно **Ошибка! Источник ссылки не найден., 2- для классической АФ Баттерворта с применением фазового множителя **Ошибка! Источник ссылки не найден.****

Анализируя зависимости на рисунке 6 можно сделать выводы, что для нагрузки, приведенной на рисунке 6 существуют ограничения на согласование. Ограничения визуально описывают границы поверхностей 1 и 2. Для данной нагрузки и заданных АФ существуют области значений C и $R2$, в которых, согласование невозможно, в частности, для малых значений C и $R2$. Визуально видно, что применение модифицированной АФ согласно увеличивает предельный уровень согласования в сторону уменьшения значений элементов нагрузки.

Для определения численного значения выигрыша необходимо оценить минимальные значения C и $R2$ для которых имеет место согласование для согласующих цепей, синтезированных с применением модифицированной АФ согласно **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, и классической АФ Баттерворта. Согласование возможно, для номиналов нагрузки, когда поверхность $p(R2, C)$ имеет отрицательные значения. Для определения пределов согласования следует найти такие точки на поверхности $p(R2, C)$, которые наиболее близко приближаются к началу координат, а именно к точке $p(0,0)$. Эти координаты определяют предельные значения параметров нагрузки как показано на рисунке 7.

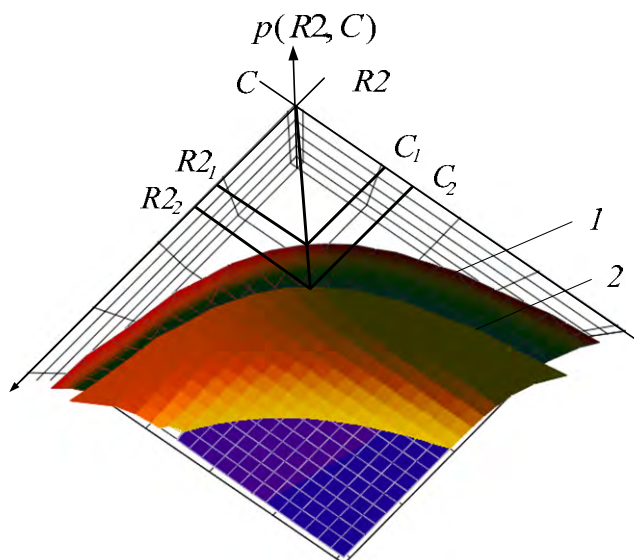


Рисунок 7. – Параметр $p(R2, C)$ и предельные значения параметров нагрузки: для 1-модифицированной, 2- для классической АФ Баттерворта с применением фазового множителя

Численно значения C расширяются на 30%, а значения $R2$ - на 46%. Для определения выигрыша в полосе согласования воспользуемся фундаментальным ограничением на пределы согласования Боде (9) [11]:

$$\omega_c \ln \frac{1}{|T|} \leq \frac{\pi}{R2C}, \quad (9)$$

где $R2$ и C – параметры нагрузки,
 ω_c – частота среза прямоугольной низкочастотной характеристики.

Подставив предельные значения параметров нагрузки для модифицированной АФ и для классической АФ Баттерворта с применением фазового множителя можно оценить

полосу согласования. Для модифицированной АФ в сравнении с классической полоса расширяется на 110% (в 2,1 раза).

Таким образом, разработанная методика позволяет синтезировать согласующие цепи для сложных комплексных нагрузок. Важным свойством применения модифицированных функций является больший диапазон согласуемых нагрузок. Это свойство представляется особо важным для построения входных приемных трактов современных радиотехнических средств.

Список литературы

1. Васильев, А.Д. Структурно-параметрический синтез четырехполюсников при широкополосном согласовании и моделировании на основе аппарата Т-матриц: дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / А. Д. Васильев. – Минск, 2010. – 121 л.
2. Воропаев, Ю.П. Метод компенсации реактивной составляющей при широкополосном согласовании комплексных сопротивлений с использованием среднего гармонического значения коэффициента преобразования мощности / Ю.П. Воропаев, А.Д. Васильев, И.М. Мещеряков // Изв. нац. акад. наук Беларуси. Серия физ.-техн. наук. – 2007. – № 4. – С. 101–107.
3. Воропаев, Ю.П. Синтез широкополосных согласующих устройств с использованием среднего гармонического значения коэффициента преобразования мощности / Ю.П. Воропаев, А.Д. Васильев, И.М. Мещеряков // Радиотехника и электроника. – 2009. – № 7. – С. 853–863
4. Дедус, Ф.Ф., Классические ортогональные базисы в задачах аналитического описания и обработки информационных сигналов./ Дедус Ф.Ф.// .- Москва 2004 -11с.
5. Кайчень, В., Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей. – М. «Связь», 1979. – 86 с.
6. Колесников, А.А. Современная прикладная теория управления. Часть 1/ А.А. Колесников. – М. . – Таганрог, 2000. – 407 с.
7. Фано, Р.М., Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Р.М.Фано//М.– 1965.–44 с.
8. Филиппович, Г.А., Широкополосное согласование сопротивлений. — Минск, 2004. – С. 43.
9. Шашок, В.Н. Синтез цепей широкополосного согласования и фильтрации с повышенной равномерностью группового времени запаздывания :дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / В.Н. Шашок – Минск, 2013. – 142 л.
10. Becciolini, B. Impedance matching networks applied to RF power transistors / B. Becciolini // Motorola semiconductors. – 1993. – Vol. 721. – P. 79–86.
11. Bode, H.W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design. – Princeton, NJ.: Van Nostrand, 1948.