

Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования

Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич ✉

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Аннотация

Введение. Интенсивное применение широкополосных сигналов в радиотехнических устройствах различного назначения связано с необходимостью разработки широкополосных элементов радиотракта. Итеративные методы разработки таких элементов малоинформативны и не всегда эффективны, а аналитические методы дают решения только для простых моделей. Проблема состоит в небольшом наборе классических аппроксимаций, не позволяющем работать со сложными моделями элементов.

Цель работы. Разработка методики широкополосного согласования на основе обобщенного метода синтеза по Дарлингтону с использованием гибких аппроксимирующих функций (АФ) для моделей нагрузок с нулями передачи в бесконечности.

Материалы и методы. В основу статьи положен обобщенный метод синтеза по Дарлингтону. Для расширения возможностей метода используются АФ с повышенными вариативными свойствами. С целью использования результатов в инженерной практике разработан алгоритм синтеза, который включает три этапа: формирование частотной характеристики, контроль аналитичности используемых функций и ограничений на пределы согласования. Метод является аналитическим и не использует итеративных процедур. Математический аппарат метода основан на анализе вычетов в нулях передачи функции сопротивления нагрузки.

Результаты. Гибкие аппроксимирующие функции оказались эффективным средством для синтеза согласующих цепей с кратными нулями передачи в бесконечности. Вариативные свойства функции допускают реализацию как гладких, так и волновых частотных характеристик. Возможна и их комбинация, позволяющая использовать лучшие свойства обеих. Предложенные АФ позволяют плавно изменять частотную характеристику, сохраняя при этом нормировку, свойственную классическим аппроксимациям. Применение таких функций позволило практически снять свойственные классическим АФ ограничения на минимальные значения емкости нагрузки и более чем на 30 % предельные значения индуктивности в приведенных примерах.

Заключение. Разработанная методика делает процесс широкополосного согласования физически прозрачным и может быть положена в основу применения к другим классам нагрузок.

Ключевые слова: широкополосное согласование, методика синтеза, аппроксимирующая функция, нагрузка, ограничения

Для цитирования: Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 14.02.2022; принята к публикации после рецензирования 11.04.2022; опубликована онлайн 27.04.2022

Flexible Approximation Functions for Broadband Matching

Gennady A. Filippovich, Mikhail A. Yantsevich ✉

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Abstract

Introduction. Intensive use of broadband signals in RF devices for various purposes is associated with the need to develop broadband elements of RF systems. Iterative methods for designing such elements are frequently uninformative and ineffective, while analytical methods give solutions only for simple models. The problem is the small set of classical approximations, which impedes dealing with complex models of elements.

Aim. Development of a wide-band matching technique based on generalized Darlington synthesis using flexible approximating functions (AF) for load models with zeros of transmission at infinity.

Materials and methods. The paper is based on the generalized Darlington synthesis method. To extend the capabilities of the method, approximating functions with increased variation properties are used. In order to use the results in engineering practice, a synthesis algorithm was developed, which includes three stages: formation of the frequency response, control of analyticity of the used functions and limits of matching. The method is analytical and does not use iterative procedures. The mathematical apparatus of the method is based on the analysis of residues in the zeros of transfer function of load resistance.

Results. Flexible approximating functions proved to be an effective tool for designing matching circuits with multiple transfer zeros in infinity. Variative properties of the function facilitate the realization of both smooth and wave frequency characteristics. A combination of both is also possible, ensuring the best properties of both. The proposed approximating functions allow a smooth change in the frequency response, while preserving the normalization characteristic of classical approximations. Application of such functions allowed us to virtually remove the limitations inherent in the classical AF on the minimum values of the load capacitance and more than 30 % of the limiting values of inductance in the above examples.

Conclusion. The developed methodology makes the process of wideband matching physically transparent and can be applied to other classes of loads.

Keywords: broadband matching, synthesis technique, approximating function, load, limitations

For citation: Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions for Broadband Matching. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 14.02.2022; accepted 11.04.2022; published online 27.04.2022

Введение. В вопросах широкополосного согласования доминирующее место занимают итеративные методы [1–5], для которых разработано много прикладных программ. Они дают неплохие результаты для стандартных задач, однако трудности возникают тогда, когда решения нет. А это нередкая и вполне объяснимая ситуация, поскольку в согласовании есть ограничения, которые нельзя преодолеть. Ответ на этот вопрос способны дать аналитические методы, однако и для них есть трудности – они дают решение только для простых нагрузок. По мнению одного из авторитетов в вопросах со-

гласования, проблема заключается в отсутствии подходящих аппроксимирующих функций (АФ) [1]. Небольшой набор классических аппроксимаций содержит недостаточно коэффициентов для разрешения системы ограничений. В определенном смысле этим аппроксимациям недостает гибкости. Возможный подход для решения проблемы предложен в публикации [6], в которой представлены АФ с увеличенным количеством вариативных параметров, а также методика их использования при решении задач широкополосного согласования произвольных комплексных нагрузок.

Одна из этих функций для низкочастотного прототипа представлена следующим выражением:

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{v_1 \omega^2 + v_2 \omega^4 + \dots + v_n \omega^{2n}}{v_1 + v_2 + \dots + v_n}}, \quad (1)$$

где K – коэффициент уровня передачи мощности; ε – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской АФ); v_i – варьируемые параметры; ω – круговая частота. Как и всякая АФ, в классическом синтезе эта функция нормирована по уровню и полосе пропускания. Так, при частоте среза $\omega_c = 1$ частотная характеристика будет нормирована по уровню K в соответствии с параметром ε , как и для чебышевской АФ.

Необходимо отметить, что свойство "гибкости" функции (1) может быть полезным при решении различных задач в радиотехнике, в частности для получения частотных характеристик дробного порядка [7–9]. Применительно к задаче широкополосного согласования АФ (1), в отличие от классических аппроксимаций, позволяет не только расширить диапазон согласуемых нагрузок сложной конструкции, но и найти более эффективные решения при согласовании простых моделей сопротивлений. Далее предлагается обратить внимание на последнее обстоятельство и рассмотреть поэтапную работу алгоритма согласования распространенного класса нагрузок.

Методика синтеза на примере согласования нагрузок IV класса. Методика согласования основана на математическом аппарате подхода, представленного в [10], сущность которого состоит в распространении классического метода синтеза Дарлингтона на произвольные комплексные нагрузки и сводится к нахождению матрицы z -параметров цепи, определению условий их реализации и расчету элементов этой цепи. Отличительной особенностью этой методики является использование на одном из ее этапов ограниченно-плоской АФ (1). Для наглядной демонстрации методики предлагается рассмотреть задачу согласования низкочастотной RLC -нагрузки (рис. 1) [11].

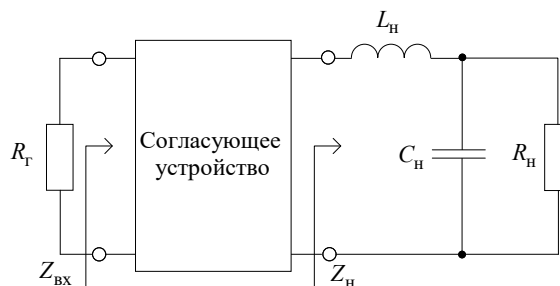


Рис. 1. Схема согласующей цепи с нагрузкой

Fig. 1. Matching circuit with the load

Согласно [10] функции сопротивления нагрузки и входного сопротивления (обе положительные и вещественные) можно представить следующим образом:

$$Z_H(s) = \frac{m_{1H} + n_{1H}}{m_{2H} + n_{2H}}, \quad (2)$$

$$Z_{ВХ}(s) = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}, \quad (3)$$

где $s = j\omega$ – комплексная частота; компоненты m_{1H}, m_{2H}, m_1, m_2 – четные, а n_{1H}, n_{2H}, n_1, n_2 – нечетные части полиномов числителей и знаменателей (2) и (3). Для рассматриваемой нагрузки: $m_{H1} = R_H + C_H L_H R_H s^2$; $n_{H1} = L_H s$; $m_{H2} = 1$; $n_{H2} = C_H R_H s$. Параметры нагрузки: $R_H = 1$; $C_H = 1.2$; $L_H = 2.3$.

Первый этап согласования подразумевает анализ нагрузки, который заключается в определении количества нулей передачи, содержащихся в (2), а также их принадлежности к одному из классов [10], для чего необходимо определить четный полином

$$N_H(-s^2) = m_{1H}(s)m_{2H}(s) - n_{1H}(s)n_{2H}(s) = R. \quad (4)$$

Одним из обязательных условий согласования является наличие нулей передачи нагрузки в функции передачи мощности. Нули передачи нагрузки (2), определяемые (4), так же как и нули любой низкочастотной функции передачи мощности, расположены в бесконечности. Поэтому примем (1) в качестве исходной АФ. Порядок n функции (1) должен превышать минимум на единицу порядок $Z_H(s)$, что объясняется наличием минимум одного согласующего элемента. Для сопоставления результатов синтеза с результатами тестовой задачи Фано [11] зададим $n = 5$.

Последующие действия выполняются после аналитического продолжения АФ (1) на плоскость комплексной частоты. Формируется система уравнений, связывающих параметры функции (1) с параметрами функции коэффициента отражения $\rho(s)$, из соотношений

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s); \quad (5)$$

$$\rho(s) = \frac{b_n s^n + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (6)$$

где b_i, a_i – параметры числителя и знаменателя $\rho(s)$ ($i = 0, 1, \dots, n$). Решение системы уравнений позволяет получить значения a_i, b_i , соответствующие заданной АФ. Коэффициенты a_i, b_i , как показано далее, напрямую связаны с параметрами нагрузки (2) в системе z -параметров. Таким образом, можно контролировать форму частотной характеристики, учитывая ограничения на согласование, обусловленные нагрузкой. Приравняв коэффициенты $\rho(s)$ в (5) и (6) для $n = 5$, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} -(K-1)(v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5) = b_0^2; \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5 = a_0^2; \\ -\varepsilon^2 v_1 = 2b_0 b_2 - b_1^2 = 2a_0 a_2 - a_1^2; \\ \varepsilon^2 v_2 = b_2^2 + 2b_0 b_4 - 2b_1 b_3 = \\ = a_2^2 + 2a_0 a_4 - 2a_1 a_3; \\ -\varepsilon^2 v_3 = 2(b_2 b_4 - b_1 b_5) - b_3^2 = \\ = 2(a_2 a_4 - a_1 a_5) - a_3^2; \\ \varepsilon^2 v_4 = b_4^2 - 2b_3 b_5 = a_4^2 - 2a_3 a_5; \\ -\varepsilon^2 v_5 = -b_5^2 = -a_5^2. \end{cases} \quad (7)$$

Система уравнений (7) решается совместно с условиями для полинома Гурвица (полинома знаменателя $\rho(s)$):

$$\begin{aligned} a_i &\geq 0, a_3 a_4 - a_2 a_5 \geq 0, a_1 a_4 - a_0 a_5 \geq 0; \\ a_2(a_3 a_4 - a_2 a_5) - a_4(a_1 a_4 - a_0 a_5) &\geq 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) n -го порядка, можно задать коэффициенты $K = 1$;

$v_1 = v_2 = \dots = v_{n-1} = 0; \quad v_n = 1; \quad \varepsilon = 1$. Функция `find` (Mathcad) должна вывести $b_0 = b_1 = \dots = b_{n-1} = 0; \quad b_n = 1$ и коэффициенты a_i полинома Баттерворта порядка n .

Рекомендации для использования параметров v_i при решении системы нелинейных уравнений заключаются в следующем. Для улучшения формы частотной характеристики желательно иметь больше нулевых коэффициентов v_i , начиная с первого. Если условия задачи не позволяют получить нулевые коэффициенты, решение возможно при максимальной вариативности параметров. В случае если решения системы уравнений нет, необходимо увеличивать число вариативных параметров, а значит, и порядок аппроксимации.

На следующем этапе необходимо определить систему ограничений для выбранной нагрузки и ввести в упомянутый ранее алгоритм. С этой целью записывается выражение для функции входного сопротивления (3), связанной с коэффициентом отражения (6). Эта функция имеет вид

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}}(s) &= \frac{1 \pm \rho(s)}{1 \mp \rho(s)} = \\ &= \frac{(a_n - b_n)s^n + \dots + (a_1 - b_1)s + (a_0 - b_0)}{(a_n + b_n)s^n + \dots + (a_1 + b_1)s + (a_0 + b_0)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Аналогичным образом определяется $N(-s^2)$ для (9). Старшая степень s подкоренного произведения $[N(-s^2)N_{\text{н}}(-s^2)]^{0.5}$ может быть четной или нечетной, поэтому надо сделать правильный выбор системы z -параметров по варианту А или Б соответственно. Для рассматриваемой нагрузки потребуется система по варианту А, которая имеет вид [10]

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{m_1 m_{2\text{н}} - n_1 n_{2\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}; \\ z_{22}(s) &= \frac{m_2 m_{1\text{н}} - n_2 n_{1\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$z_{12}(s) = \frac{[N(-s^2)N_{\text{н}}(-s^2)]^{0.5}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}.$$

Система ограничений в общем виде сводится к положительности вычетов параметра $z_{22}(s)$ в нулях передачи нагрузки и $z_{11}(s)$ в нулях передачи источника сигналов. Для нулей передачи нагрузки в бесконечности эти ограничения имеют вид [12]

$$\operatorname{Res} z_{22}(s)|_{s=\infty} \geq 0, \quad (11)$$

где $z_{22}(s)$ согласно (10) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} z_{22}(s) = & \left\{ \left[(a_0 + b_0) + (a_2 + b_2)s^2 + (a_4 + b_4)s^4 \right] \times \right. \\ & \times (R_H + s^2 R_H L_H C_H) - s \left[(a_1 + b_1) + (a_3 + b_3)s^2 + \right. \\ & \left. + (a_5 + b_5)s^4 \right] s L_H \left. \right\} / \left\{ s \left[(a_1 + b_1) + (a_3 + b_3)s^2 + \right. \right. \\ & \left. \left. + (a_5 + b_5)s^4 \right] - \left[(a_0 + b_0) + \right. \right. \\ & \left. \left. + (a_2 + b_2)s^2 + (a_4 + b_4)s^4 \right] s R_H C_H \right\}. \quad (12) \end{aligned}$$

Стоит обратить внимание на то, как четко работают ограничения для двукратного нуля передачи в бесконечности. Коэффициенты старших степеней числителя и знаменателя имеют разные знаки, что указывает на обязательное выполнение условия вычетов (11) со знаком равенства. Вычет равен нулю, старшие степени полиномов $z_{22}(s)$ сокращаются и первое ограничение имеет вид

$$(a_4 + b_4)R_H C_H - (a_5 + b_5) = 0, \quad (13)$$

из которого следует ограничение на минимальное значение $R_H C_H$, определяемое отношением старших коэффициентов полинома знаменателя (12). Насколько существенно это ограничение, можно судить из следующего примера. Так, для классической аппроксимации по Баттерворту при $K=1$ минимально возможное значение емкости C_H (при нормировке полагаем $R_H=1$) составляет 0.618 [10]. Значение этого ограничения состоит в том, что ноль передачи, создаваемый этой емкостью, не доступен для коррекции, он как бы закрыт индуктивностью. При использовании АФ (1) это ограничение

практически исчезает. Ограничение на второй ноль передачи также определяется вычетом (отношением старших коэффициентов после сокращения) и сводится к

$$\begin{aligned} R_H \left[(a_4 + b_4) + C_H L_H (a_2 + b_2) \right] - \\ - L_H (a_3 + b_3) \geq 0, \quad (14) \end{aligned}$$

которое в рассматриваемом примере также выполняется со знаком равенства. Таким образом, оба нуля передачи нагрузки не требуют коррекции элементами согласующей цепи (СЦ). Здесь также полезно оценить значение этого ограничения. Так, для той же аппроксимации Баттерворта и в тех же условиях предельное значение индуктивности L_H составляет 1.618. При использовании АФ (1) это значение равно 2.3. Таким образом, гибкие аппроксимации в данном примере расширяют пределы значений L_H , доступных для согласования аналитическими методами более чем 30 %.

Совместное решение уравнений (7), (8), (13), (14) дает следующий результат: $K=0.88$; $\varepsilon=0.34$; $v_1=0.236$; $v_2=-0.22$; $v_3=-0.296$; $v_4=-0.412$; $v_5=0.743$. Для синтеза СЦ есть много возможностей, кратчайшая из них – синтез выходного сопротивления СЦ с единичной нагрузкой на входе, которое определяется z -параметрами и имеет вид

$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{(m_2 + n_1)m_{1H} - (m_1 + n_2)n_{1H}}{(m_1 + n_2)m_{2H} - (m_2 + n_1)n_{2H}}. \quad (15)$$

Реализация СЦ по функции (15) представлена на рис. 2. Параметры СЦ: $C_1=0.929$; $L_1=2.78$; $C_2=0.239$; $R_T=2.038$.

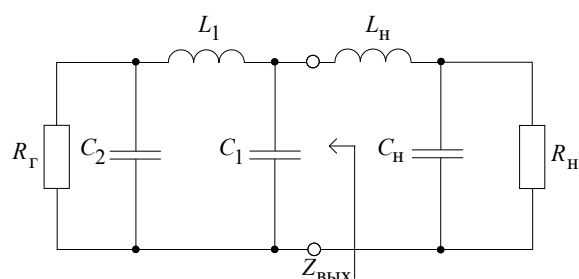


Рис. 2. Схема СЦ с нагрузкой
Fig. 2. Matching circuit with the load

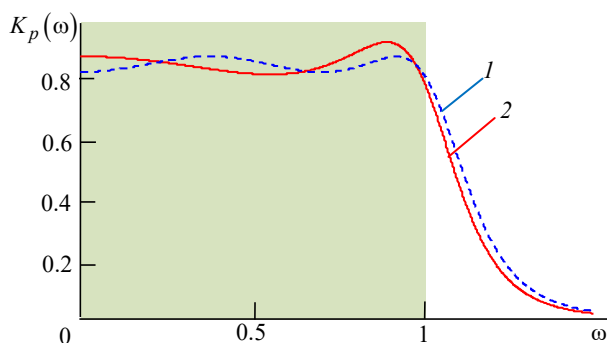


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 3. Gain frequency response

На рис. 3 представлены частотные характеристики нагрузки с СЦ: 1 – полученной по методике Фано, представленной в [13]; 2 – синтезированной на основе изложенной ранее методики (рис. 2).

В первом случае синтез приводит к циклу Бруне для реализации пары нулей на вещественной оси. Во втором случае процедура синтеза предельно проста и требует трех элементов СЦ, которые с двумя элементами нагрузки обеспечивают функцию передачи 5-го порядка. Таким образом, ограничения (13) и (14) закрепили статус элементов нагрузки, обеспечивающих два нуля передачи входного сопротивления (9).

Полученный результат согласования можно улучшить за счет увеличения порядка аппроксимации (1) или следующим нетривиальным подходом. Свойства знакопеременных чебышевских полиномов и плоских баттервортовских можно комбинировать следующим образом:

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{\sum_{i=1}^n v_i \omega^{2i} \cdot T_{Ch}^2(m, \omega)}{\sum_{i=1}^n v_i}}, \quad (16)$$

где $T_{Ch}^2(m, \omega)$ – аппроксимирующий полином Чебышева первого рода m -го порядка. АФ (16) представляет собой разновидность нарастающей волновой функции с увеличенной вариативной способностью. На возможность сочетания свойств максимально гладких и равноволновых аппроксимаций указано в [14, 15]. Использование описанного алгоритма синтеза с применением АФ (16) при выбранном полиноме Чебышева 2-го порядка и $n = 3$ позволяет полу-

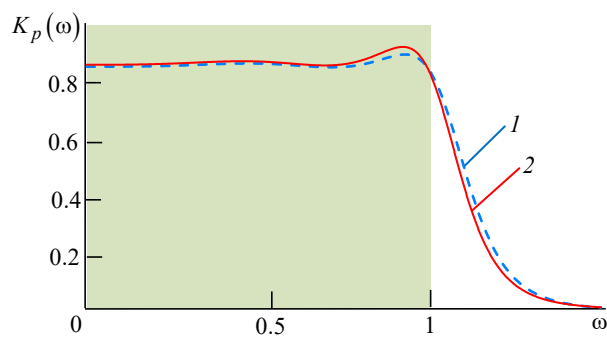


Рис. 4. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 4. Gain frequency response

чить такую же структуру СЦ, как в предыдущем случае со значениями номиналов $C_1 = 0.988$; $L_1 = 3.056$; $C_2 = 0.402$; $R_T = 2.184$. На рис. 4 представлены частотные характеристики передачи мощности по результатам: 1 – приведенным в [13]; 2 – полученным с использованием аппроксимации (16).

Из сопоставления с результатами аналогичного тестового примера [13] следует:

- в отличие от результата, полученного классическим методом Фано, для реализации которого потребовалось четыре элемента СЦ, в данном примере оказалось достаточно трех элементов, как и в методе визуального проектирования;
- результаты сопоставимы с результатами для метода визуального проектирования [13], поскольку трудно ожидать лучшего результата для относительно несложной задачи.

Полученные результаты являются оптимальными для заданной АФ (16), однако это не означает, что возможности аналитических методов исчерпаны. Использование функции (1) с внедренным нулем передачи на мнимой оси [13] по описанной ранее методике дало заметно лучший результат, приведенный на рис. 5.

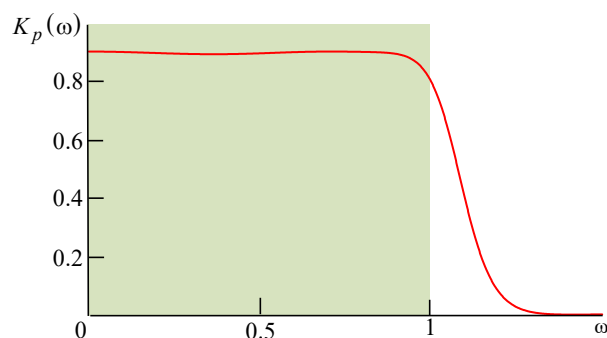


Рис. 5. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 5. Gain frequency response

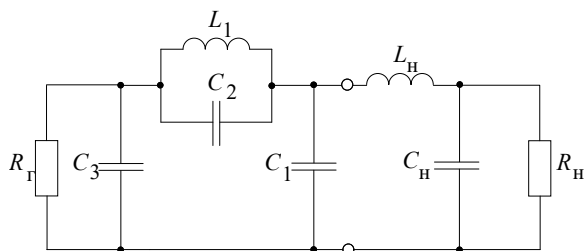


Рис. 6. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 6. Matching circuit with the load

Систему условий (7) для этого надо корректировать с учетом вводимых нулей на мнимой оси частот.

В результате синтеза по $Z_{\text{вых}}(s)$ была получена СЦ, представленная на рис. 6.

Значения номиналов соответствуют: $C_1 = 0.908$; $C_2 = 0.424$; $C_3 = 0.108$; $L_1 = 1.176$; $R_T = 1.924$.

Рассмотрим более сложную задачу для согласования нагрузки с трехкратным нулем передачи в бесконечности [10], для которой

$$Z_H(s) = \frac{R_H + sL_H + s^2 R_H L_H C_{1H}}{1 + sR_H(C_{1H} + C_{2H}) + s^3 R_H L_H C_{1H} C_{2H}}.$$

Следуя изложенной ранее методике, находим ограничения для этой нагрузки:

$$(a_4 + b_4)R_H C_{1H} - (a_5 + b_5) = 0; \quad (17)$$

$$(a_4 + b_4)R_H + C_{1H}L_H R_H(a_2 + b_2) - L_H(a_3 + b_3) = 0, \quad (18)$$

$$(a_3 + b_3) + C_{2H}L_H(a_1 + b_1) - (C_{1H} + C_{2H})R_H(a_2 + b_2) - C_{1H}C_{2H}L_H R_H(a_0 + b_0) \geq 0. \quad (19)$$

Из этих ограничений следует, что коэффициенты двух старших степеней полиномов $z_{22}(s)$, а также всех других z -параметров обращаются в ноль. Ограничения (17) и (13) совпадают, поскольку обусловлены общим нулем передачи нагрузки, второе ограничение (18) должно выполняться со знаком равенства, а ограничение (19) обусловлено элементом нагрузки, создающим третий ноль передачи. Согласование для этой нагрузки получено при следующих значениях вариативных параметров: $K = 0.9$; $\varepsilon = 0.4$; $v_1 = -0.069$; $v_2 = -0.375$;

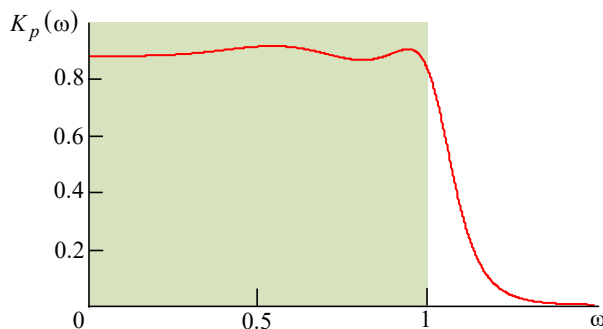


Рис. 7. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 7. Gain frequency response

$v_3 = 3.65$; $v_4 = -6.685$; $v_5 = 3.549$. Электрическая схема практически не отличается от изображенной на рис. 2, однако параметры элементов цепи другие: $L_1 = 2.723$; $C_2 = 0.527$; $R_T = 1.89$. Частотная характеристика согласованной нагрузки представлена на рис. 7.

Существующие публикации по аналитическим методам широкополосного согласования обеспечивают реализацию низкочастотного прототипа частотной характеристики. По понятным причинам результат синтеза низкочастотного прототипа не может быть преобразован в полосно-пропускающую цепь. Теперь, когда появляются возможности значительно расширить область нагрузок для согласования аналитическими методами, представляется целесообразным рассмотреть полосовой вариант согласования.

Для этой цели снова используем низкочастотную нагрузку (2) с параметрами $R_H = 1$; $C_H = 1.2$; $L_H = 0.6$ и осуществляем частотное преобразование функции входного сопротивления [6]. Переход к полосовому варианту означает увеличение вдвое порядка функций (5), (7) и (8), однако увеличение описанного ранее алгоритма формирования не происходит, поскольку в результате частотного преобразования эти функции становятся зеркально симметричными. Однако в системе ограничений и в системе z -параметров появляются особенности. Поскольку для низкочастотной нагрузки функция $N_H(-s^2)$ является константой, вариант z -параметров будет зависеть только от $N_H(-s^2)$. Чтобы проследить особенности системы ограничений при частотном преобразовании, выбо-

рем тот же порядок низкочастотного прототипа $n = 5$, для которого функция $N_H(-s^2)$ должна содержать сомножитель s^{10} . Это означает, что для согласования этой нагрузки следует выбрать вариант Б для z -параметров:

$$z_{11}(s) = \frac{n_1 m_{2H} - m_1 n_{2H}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}};$$

$$z_{22}(s) = \frac{n_2 m_{1H} - m_2 n_{1H}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}};$$

$$z_{12}(s) = \frac{(N(-s^2) N_H(-s^2))^{0.5}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}}.$$

Выполнив преобразования $z_{22}(s)$, аналогичные (11) для полосовой функции $Z_{вх}(s)$, находим систему ограничений:

$$(a_4 + b_4) R_H C_H - (a_5 + b_5) = 0; \quad (20)$$

$$R_H [(a_4 + b_4)(1 + 4C_H L_H) + C_H L_H (a_2 + b_2)] - \\ - L_H [(a_3 + b_3) + 5(a_5 + b_5)] \geq 0. \quad (21)$$

Как видно из (20) и (21), различия в ограничениях проявляются только для нуля передачи, создаваемого индуктивностью L_H . Второе ограничение также выполняется со знаком равенства. Согласование для этой нагрузки получено при следующих значениях параметров АФ: $K = 0.98$; $\varepsilon = 1$; $v_1 = 0.0109$; $v_2 = 0.0236$; $v_3 = -0.168$; $v_4 = 0.163$; $v_5 = 0$. СЦ, полученная в результате синтеза по $Z_{вх}(s)$, представлена на рис. 8.

Значения номиналов СЦ, соответственно, равны: $R_T = 0.0106$; $L_1 = 0.233$; $C_1 = 5.952$; $C_2 = 17$; $L_2 = 0.04$; $L_3 = 0.019$; $C_3 = 78.1$. Частотная характеристика передачи мощности представлена на рис. 9 (1 – для нагрузки; 2 – для нагрузки с СЦ).

Анализ возможностей согласования этой нагрузки в полосе частот позволил выявить более

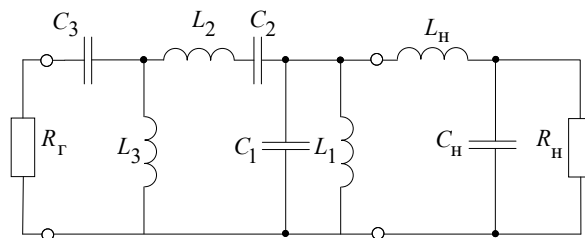


Рис. 8. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 8. Matching circuit with the load

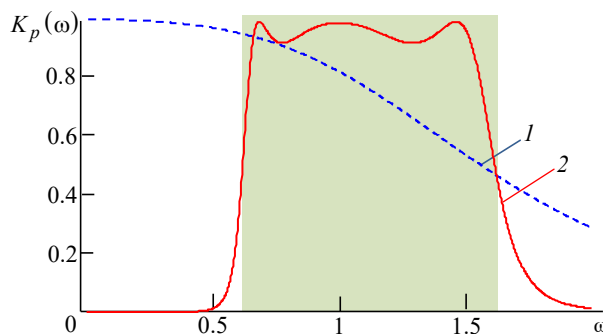


Рис. 9. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 9. Gain frequency response

жесткие ограничения, однако диапазон решений является достаточным для практики. Расширение этих возможностей потребует увеличения порядка АФ или поиск новых аппроксимаций.

Заключение. Рассмотренные примеры задач согласования позволяют оценить возможности новых подходов, связанных с использованием гибких аппроксимаций в сочетании с обобщенным методом синтеза по Дарлингтону для произвольных комплексных нагрузок. Система ограничений при согласовании любой нагрузки способна дать ответы на многие вопросы, не имеющие ответов на сегодняшний день. Полезность такой системы заключается в том, что она дает однозначную связь параметров нагрузки с параметрами АФ и обеспечивает глубокое понимание процессов согласования. Возможно, использованные в работе подходы стимулируют дальнейший интерес к поиску новых аппроксимаций.

Список литературы

1. Yarman S. B. Design of ultra wideband power transfer networks. NY: Wiley, 2010. 774 p. doi: 10.1002/9780470688922
2. Девятков Г. Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств, связы-

вающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки // Науч. вестн. НГТУ. 2004. № 1 (16). С. 155–165.

3. Самуилов А. А., Черкашин М. В., Бабак Л. И. Методика "визуального" проектирования цепей

на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок // Докл. ТУСУР. 2013. № 2 (28). С. 30–39.

4. Ворopaев Ю. П., Васильев А. Д., Мещеряков И. М. Применение целевых матриц передачи и усложненных элементарных каскадов при синтезе широкополосных согласующе-фильтрующих и моделирующих схем // Докл. БГУИР. 2010. № 6 (52). С. 35–42.

5. Пегасин Д. В. Синтез согласующих цепей с характеристиками передачи мощности заданного уровня на основе алгоритма Левенберга–Марквардта // Докл. БГУИР. 2010. № 3(49). С. 17–23.

6. Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций // Изв. Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины. 2021. № 6 (129). С. 154–158.

7. Mahata S., Herencsar N., Kubanek D. Optimal Approximation of Fractional-Order Butterworth Filter Based on Weighted Sum of Classical Butterworth Filters // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 81097–81114. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3085515

8. Ali A. S., Radwan A. G., Soliman A. M. Fractional order Butterworth filter: Active and passive realizations // IEEE J. on Emerging and Selected Topics in

Circuits and Systems. 2013. Vol. 3, № 3. P. 346–354. doi: 10.1109/JETCAS.2013.2266753

9. Mahata S., Kar R., Mandal D. Optimal fractional-order highpass Butterworth magnitude characteristics realization using current-mode filter // AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2019. Vol. 102. P. 78–89. doi: 10.1016/j.aue.2019.02.014

10. Филиппович Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск: Военная академия РБ, 2004. 176 с.

11. Abrie P. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Boston: Artech House, 1999. 480 p.

12. Филиппович Г. А., Белевич В. Ф. Необходимость и достаточность системы ограничений широкополосного согласования // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2006. № 2. С. 31–36.

13. Бабак Л. И., Черкашин М. В., Зайцев Д. А. "Визуальное" проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств // Докл. ТУСУР. 2007. № 1 (15). С. 10–19.

14. Буренко Е. А. Аппроксимация амплитудно-частотных характеристик и синтез по ним радиотехнических фильтров высокого порядка на основе полиномов Лежандра, Гегенбауэра и Якоби // Междунар. науч.-исслед. журн. 2021. № 6 (108). С. 49–63.

15. Шашок В. Н. Синтез цепей с нарастающей волновой функцией передачи // Докл. БГУИР. 2011. № 8 (62). С. 52–58.

Информация об авторах

Филиппович Геннадий Александрович – кандидат технических наук (1977), доцент (1980), профессор кафедры автоматики, радиолокации и приема-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости 22057, Минск, Республика Беларусь

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Янцевич Михаил Александрович – старший инженер учебной лаборатории кафедры автоматики, радиолокации и приема-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости 22057, Минск, Республика Беларусь

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>

References

1. Yarman S. B. Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks. NY, Wiley, 2010, 774 p. doi: 10.1002/9780470688922

2. Devyatkov G. N. Automated Synthesis of Broadband Matching Devices Coupling Arbitrary Immittances of Signal Source and Load. Scientific Bulletin of NSTU. 2004, vol. 1 (16), pp. 155–165. (In Russ.)

3. Samuilov A. A., Cherkashin M. V., Babak L. I. The Technique of "Visual" Design of Circuits on Concentrated Elements for Broadband Matching of Two Complex Loads. Proceedings of TUSUR University. 2013, vol. 2 (28), pp. 30–39. (In Russ.)

4. Voropaev Yu.P., Vasil'ev A. D. Application of Target Transmission Matrices and Complicated Elementary Cascades in the Synthesis of Broadband

Matching-Filtering and Modeling Schemes. Doklady BGUIR. 2010, vol. 6 (52), pp. 35–42. (In Russ.)

5. Pegasin D. V. Synthesis of Matching Chains with Prescribed Level of Transducer Power Characteristics on Basis of the Levenberg–Marquardt Algorithm. Doklady BGUIR, 2010, vol. 3 (49), pp. 17–23. (In Russ.)

6. Yantsevich M. A., Filippovich G. A. Technique for the Synthesis of Broadband Matching Devices Using Bounded-Flat Approximating Functions. Proc. of Francisk Scorina Gomel State University. 2021, vol. 6 (129), pp. 154–158. (In Russ.)

7. Mahata S., Herencsar N., Kubanek D. Optimal Approximation of Fractional-Order Butterworth Filter Based on Weighted Sum of Classical Butterworth Filters. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 81097–81114. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3085515

8. Ali A. S., Radwan A. G., Soliman A. M. Fractional Order Butterworth Filter: Active and Passive Realizations. IEEE J. on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems. 2013, vol. 3, no. 3, pp. 346–354. doi: 10.1109/JETCAS.2013.2266753

9. Mahata S., Kar R., Mandal D. Optimal Fractional-Order Highpass Butterworth Magnitude Characteristics Realization Using Current-Mode Filter. AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2019, vol. 102, pp. 78–89. doi: 10.1016/j.aeue.2019.02.014

10. Filippovich G. A. *Shirokopolosnoe soglasovanie sprotivlenii* [Broadband Impedance Matching]. Minsk, Voenaya akademiya RB, 2004, 176 p. (In Russ.)

11. Abrie P. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Boston, Artech House, 1999, 480 p.

12. Filippovich G. A., Belevich V. F. Necessity and Sufficiency of a System of Restrictions on Broadband Matching. Physics of Wave Processes and Radio Systems. 2006, no. 2, pp. 31–36. (In Russ.)

13. Babak L. I., Cherkashin M. V., Zaitsev D. A. "Visual" Design of Corrective and Matching Circuits of Semiconductor Microwave Devices. Proceedings of TUSUR University. 2007, vol. 1 (15), pp. 10–19. (In Russ.)

14. Burenko E. A. An Approximation of the Amplitude and Frequency Characteristics and Synthesis of High-Order Radio Filters Based on Legendre, Gegenbauer, and Jacobi Polynomials. International Research Journal. 2021, vol. 6 (108), pp. 49–63. (In Russ.)

15. Shashok V. N. Synthesis of Circuits with Rising Wave Transfer Function. Doklady BGUIR. 2011, vol. 8 (62), pp. 52–58. (In Russ.)

Information about the authors

Gennady A. Filippovich – Cand. Sci. (Eng.) (1977), Associate Professor (1980), Professor of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, Independence Avenue 22057, Minsk, Republic of Belarus

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Mikhail A. Yantsevich – Senior Engineer of the Educational Laboratory of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, Independence Avenue 22057, Minsk, Republic of Belarus

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>
