

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 539.216.2

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39>

## Гибкие аппроксимирующие функции: резонансные нагрузки

Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич ✉

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь

✉ [yantsevich1052500@mail.ru](mailto:yantsevich1052500@mail.ru)

### Аннотация

**Введение.** Широкое распространение в беспилотных летательных аппаратах нашли патч-антенны, обладающие рядом свойств, полезных в данной сфере применения. Однако проблемным вопросом остается согласование антенны, которая по существу представляет собой резонатор. Существующие публикации носят преимущественно частный характер и отмечают типичные значения полосы согласования 5–7 %, что не всегда оказывается достаточным, когда необходимо использовать спектр сигналов до сотен мегагерц. Поэтому интерес для инженеров может представлять исследование, направленное на использование более основательных системных методов широкополосного согласования.

**Цель работы.** Разработка методики широкополосного согласования на основе обобщенного метода синтеза по Дарлингтону с использованием гибких аппроксимирующих функций (АФ) для моделей нагрузок с резонансными свойствами.

**Материалы и методы.** В основу статьи положен обобщенный метод синтеза по Дарлингтону. Для расширения возможностей метода используются аппроксимирующие функции с повышенными вариативными свойствами. Гибкое управление весовыми коэффициентами АФ позволяет реализовать как гладкие, так и волновые частотные характеристики. 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 резонансными свойствами. Получены решения для согласования нагрузок с кратными нулями передачи как в начале координат, так и в бесконечности. Показана возможность создания патч-антенн с полосой согласования до 40 % и более.

**Заключение.** Полученные результаты свидетельствуют о том, что потенциальные оценки пределов согласования патч-антенны значительно превышают достигнутые и доступны только для аналитических методов.

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

**Для цитирования:** Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции: резонансные нагрузки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 31–39. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.07.2023; принята к публикации после рецензирования 13.09.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



## Flexible Approximation Functions: Resonant Loads

Gennady A. Filippovich, Mikhail A. Yantsevich ✉

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

✉ yantsevich1052500@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** Patch antennas have found wide application in UAVs due to their numerous useful properties. However, since such an antenna system is essentially a resonator, the problem of its matching remains unresolved. The existing publications mostly deal with specific cases and report the typical values of the matching band of 5–7 %, which cannot be considered sufficient when there is a need to use the signal spectrum of up to hundreds of MHz. Therefore, research aimed at using more efficient methods of broadband matching could be of interest for engineers.

**Aim.** To develop a broadband matching technique based on the generalized Darlington synthesis method using flexible approximating functions (AF) for load models with resonant properties.

**Materials and methods.** The capabilities of the generalized Darlington synthesis method are extended AFs with increased variation properties. Flexible control of AF weight coefficients makes it possible to realize both smooth and wave frequency characteristics. The method is analytical and does not use iterative procedures. The mathematical apparatus of the method is based on an analysis of deductions in the zeros of the load resistance transfer function.

**Results.** Flexible approximating functions were established to be effective for synthesis of matching circuits with resonant properties. Solutions for matching the loads with multiple transfer zeros both at the origin and in infinity were obtained. The opportunity of creating patch antennas with a matching layer up to 40 % and more was demonstrated.

**Conclusion.** The results obtained for the SWR of patch antennas show that the potential estimates of matching limits are available only for analytical methods.

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

**For citation:** Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions: Resonant Loads. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 31–39. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39

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

Submitted 07.07.2023; accepted 13.09.2023; published online 29.11.2023

**Введение.** Статья продолжает публикацию материалов, посвященных использованию гибких аппроксимирующих функций (АФ) и обобщенного метода Дарлингтона для класса  $RLC$ -нагрузок [1, 2]. Результаты согласования  $RLC$ -нагрузки, представленные в [2], показывают эффективность этого подхода и стимулируют исследование других нагрузок этого класса. Объектом дальнейших исследований, представленных далее, являются резонансные нагрузки, интерес к которым проявляется в связи с проблемами согласования патч-антенн [3–14]. Последние исследования с использованием классической теории Фано дают предельную оценку полосы согласования 10 % с использованием четырехэлементной эквивалентной схемы антенны [3]. Представляет интерес предельная оценка, основанная на применении

гибких аппроксимаций для более полной пятиэлементной эквивалентной схемы.

Для аппроксимации частотной характеристики используем функцию низкочастотного прототипа, представленную в [1, 2]:

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

где  $K$  – коэффициент уровня передачи мощности;  $\varepsilon$  – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской АФ);  $v_i$  – варьируемые параметры;  $\omega$  – 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 бу-

дет нормирована по уровню  $K/(1+\varepsilon^2)$  в соответствии с параметром  $\varepsilon$ , как и для чебышевской АФ. Удобство использования функции (1) заключается и в том, что в ней легко перейти к другим аппроксимациям. Контролируя знаки коэффициентов  $v_i$ , можно получить знакопеременный полином в аппроксимации Чебышева. Такая возможность окажется полезной и для процедуры тестирования алгоритма, описанной в [2].

Последовательность рассмотрения задач, изложенная далее, выглядит следующим образом. Детально рассматриваются задачи согласования для последовательной и параллельной резонансных нагрузок с целью выявления важных особенностей каждой. Затем рассматривается задача согласования для нагрузки, содержащей оба резонанса. Именно эта нагрузка является уточненной эквивалентной схемой сопротивления патч-антенны. Поскольку рассматриваемые нагрузки содержат нули передачи в нуле и в бесконечности, аппроксимирующая функция должна быть полосовой.

**Согласование последовательной резонансной нагрузки.** Согласно [15] функции входного сопротивления и сопротивления нагрузки (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 (последовательный резонанс (рис. 1)):

$$m_{H1} = 1 + C_H L_H s^2; \quad n_{H1} = RCs; \quad m_{H2} = 0; \\ n_{H2} = C_H s. \quad \text{Примем параметры нагрузки:} \\ R_H = 1; \quad C_H = 2; \quad L_H = 0.5.$$

Четный полином  $N$ -функции для этой нагрузки, который должен содержать все нули передачи, кроме расположенных в бесконечности, имеет следующий вид:

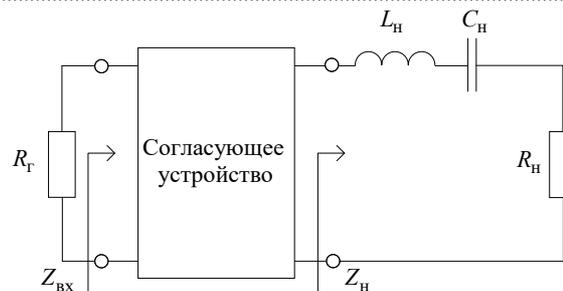


Рис. 1. Схема согласующей цепи с нагрузкой

Fig. 1. Matching circuit with the load

$$N_H(-s^2) = n_{1H}(s)n_{2H}(s) - m_{1H}(s)m_{2H}(s) = RC^2s^2.$$

Для согласования такой нагрузки выберем второй порядок функции передачи (1), поскольку нагрузка имеет простые нули передачи. При переходе к полосовой функции передачи порядок удваивается, появляются два нуля передачи в начале координат, обеспечивая таким образом все нули передачи нагрузки.

Система уравнений, связывающих параметры функции (1) с параметрами функции коэффициента отражения  $\rho(s)$ , составляется из условий

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s); \quad (4)$$

$$\rho(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + a_0}. \quad (5)$$

Система уравнений, позволяющая контролировать форму частотной характеристики, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} (1-K)(v_1 + v_2) = b_0^2; \\ v_1 + v_2 = a_0^2; \\ -\varepsilon^2 v_1 = 2b_0b_2 - b_1^2 = 2a_0a_2 - a_1^2; \\ \varepsilon^2 v_2 = b_2^2 = a_2^2. \end{cases} \quad (6)$$

Условия Гурвица для полинома знаменателя  $\rho(s)$  при  $n=2$  сводятся к положительности коэффициентов  $a_i$ .

Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) 2-го порядка, можно задать коэффициенты  $K=1$ ;  $v_1=0$ ;  $v_2=1$ ;  $\varepsilon=1$ . Функция find (Mathcad) должна вывести  $b_0=b_1=0$ ;  $b_2=1$  и коэффи-

коэффициенты полинома Баттерворта  $a_0 = a_2 = 1$ ;  
 $a_1 = \sqrt{2}$ .

Функция входного сопротивления (3), связанная с коэффициентом отражения (5), имеет следующий вид:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{(a_2 - b_2)s^2 + (a_1 - b_1)s + (a_0 - b_0)}{(a_2 + b_2)s^2 + (a_1 + b_1)s + (a_0 + b_0)}. \quad (7)$$

Четный полином  $N(-s^2)$  для функции (7) после полосового частотного преобразования  $s \rightarrow (s^2 + 1)/s$  будет содержать сомножитель  $s^4$  (два нуля в начале координат). Старшая степень  $s$  полинома числителя параметра  $z_{12}$  в обобщенном методе Дарлингтона после извлечения корня оказывается нечетной, что указывает на вариант В для  $z$ -параметров [15]:

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{n_1 m_{2\text{H}} - m_1 n_{2\text{H}}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}; \\ z_{22}(s) &= \frac{n_2 m_{1\text{H}} - m_2 n_{1\text{H}}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}; \\ z_{12}(s) &= \frac{[N(-s^2)N_{\text{H}}(-s^2)]^{0.5}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}. \end{aligned} \quad (8)$$

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  $s = \infty$  и  $s = 0$  эти ограничения имеют вид

$$\begin{aligned} \text{Res } z_{22}(s)|_{s=\infty} &\geq 0; \\ \text{Res } z_{22}(s)|_{s=0} &\geq 0, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $z_{22}(s)$  согласно (9) принимает следующий вид:

$$z_{22}(s) = \frac{A_0 + A_1 s^2 + A_2 s^4}{C_{\text{H}}(a_1 + b_1)s + (a_1 + b_1)s^3}, \quad (10)$$

где  $A_0 = (a_2 + b_2)C_{\text{H}}R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)$ ;  $A_1 = (a_0 + b_0) \times C_{\text{H}}R_{\text{H}} + 2C_{\text{H}}R_{\text{H}}(a_2 + b_2) - (a_1 + b_1)(1 + L_{\text{H}}C_{\text{H}})$ ;  
 $A_2 = (a_2 + b_2)R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)L_{\text{H}}$ .

В соответствии с (10) коэффициенты полинома знаменателя старшей и младшей степеней  $z_{22}(s)$  определяют ограничения

$$\begin{aligned} [(a_2 + b_2)R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)L_{\text{H}}]|_{s=\infty} &\geq 0, \\ (a_2 + b_2)C_{\text{H}}R_{\text{H}} - (a_1 + b_1) &|_{s=0} \geq 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Для сопоставления результатов приведем ограничения (11) для функции Баттерворта второго порядка

$$\begin{aligned} \sqrt{2}R_{\text{H}} - (1 + \delta)L_{\text{H}}|_{s=\infty} &\geq 0; \\ \sqrt{2}R_{\text{H}}C_{\text{H}} - (1 + \delta)|_{s=0} &\geq 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где коэффициент  $\delta$  связан с  $K$  соотношением  $K = 1 - \delta^{2n}$ .

Рассмотрим частный случай, который характерен для патч-антенны  $L_{\text{H}} = 1/C_{\text{H}}$ . Тогда ограничения совпадают. При выполнении ограничений (12) со знаком равенства (минимальное количество согласующих элементов – 2) пределы  $K = 1 \dots 0.5$  соответствуют пределам возможных значений емкости нагрузки 0.707...1.3, что означает невозможность согласования заданной нагрузки  $C_{\text{H}} = 2$  с аппроксимацией по Баттерворту. Для предельного по Баттерворту значения емкости  $C_{\text{H}} = 1.3$  применение гибкой аппроксимации позволяет получить  $K = 1$ . Частотная характеристика становится чуть менее плоской, но полоса согласования сохраняется. Подобное расширение пределов имеет место и в сторону меньших значений емкости. Для чебышевской аппроксимации расчеты показывают, что при  $\varepsilon = 0.1$  и тех же условиях предельные значения емкости нагрузки составляют 0.37...1.84, однако согласующая цепь (СЦ) содержит 4 элемента. Здесь также стоит отметить, что емкость последовательного резонанса существенно ограничивает возможности согласования.

Далее приведена полная система рассчитанных  $z$ -параметров и выходное сопротивление СЦ для синтеза:

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{1.748s}{1.916 + 1.916s^2}; \\ z_{22}(s) &= \frac{2.69s}{1.916 + 1.916s^2}; \end{aligned}$$

$$z_{12}(s) = \frac{2.169s}{1.916 + 1.916s^2};$$

$$z_{\text{ВЫХ}}(s) = \frac{1.4s}{1.24 + 0.94s + s^2}.$$

В процессе синтеза система ограничений выполнялась со знаком равенства, что обеспечило минимальное количество элементов СЦ, поскольку  $A_0 = 0$ ;  $A_2 = 0$ . Совместное решение уравнений (6), (11) дает следующий результат:  $K = 0.95$ ;  $\varepsilon = 0.1$ ;  $v_1 = -0.18$ ;  $v_2 = 0.23$ . Можно заметить, что отрицательное значение  $v_1$  добавляет небольшую неравномерность частотной характеристике и несколько расширяет полосу согласования, которая определяется по уровню  $K/(1 + \varepsilon^2)$ .

Реализация по  $z_{\text{ВЫХ}}(s)$  (рис. 2) дает значения элементов  $C_1 = 0.71$ ;  $L_1 = 1.4$ ;  $R_T = 1.54$ . На рис. 3 представлены зависимости коэффициента передачи мощности от частоты: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с подключенной СЦ.

**Согласование параллельной резонансной нагрузки.** Для параллельной резонансной нагрузки  $m_{H1} = 0$ ;  $n_{H1} = R_H L_H s$ ;  $m_{H2} = R_H + C_H L_H R_H$ ;

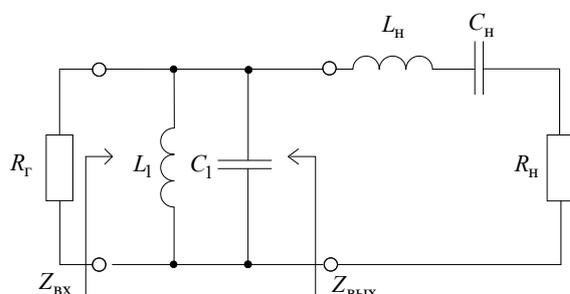


Рис. 2. Схема СЦ с нагрузкой  
Fig. 2. Matching circuit with the load

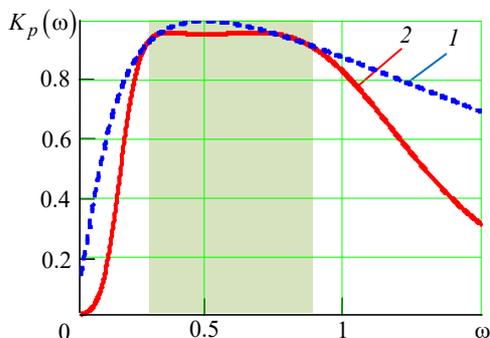


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности  
Fig. 3. Gain frequency response

$n_{H2} = L_H s$ . Параметры нагрузки оставим прежними:  $R_H = 1$ ;  $C_H = 2$ ;  $L_H = 0.5$ .

Четный полином  $N$ -функции для этой нагрузки имеет следующий вид:

$$N_H(-s^2) = n_{H1}(s)n_{H2}(s) - m_{H1}(s)m_{H2}(s) = RL^2s^2.$$

Нагрузка содержит те же нули передачи, а элементы, их образующие, поменялись местами. Используем приведенную ранее полосовую частотную характеристику второго порядка, однако полиномы числителя и знаменателя в (7) поменяем местами. Физически это означает изменение знака коэффициента отражения (5), что не меняет условия (4). Такое преобразование обеспечивает совместимость сопротивлений  $z_{\text{ВХ}}(s)$  и  $z_H(s)$  в нулях передачи нагрузки. При этих условиях рабочими остаются выражения (8)–(10), находим

$$z_{22}(s) = (a_0 - b_0)s^3 R_H L_H / ([L_H(a_1 - b_1) - R_H(a_0 - b_0)]s^2 + [L_H(a_1 - b_1) - C_H L_H R_H(a_0 - b_0)]s^4);$$

а система ограничений принимает вид

$$(a_1 - b_1)L_H - (a_0 - b_0)R_H \Big|_{s=0} \geq 0,$$

$$(a_1 - b_1) - C_H R_H(a_0 - b_0) \Big|_{s=\infty} \geq 0.$$

Для аппроксимации по Баттерворту

$$(1 + \delta)L - \sqrt{2}R_H \Big|_{s=0} \geq 0,$$

$$(1 + \delta) - \sqrt{2}R_H C_H \Big|_{s=\infty} \geq 0.$$

По-прежнему полагая  $L_H = 1/C_H$ , находим, что пределам  $K = 1 \dots 0.5$  соответствуют пределы возможных значений емкости нагрузки  $0.77 \dots 8.8$ , что допускает возможность согласования заданной нагрузки  $C_H = 2$  с аппроксимацией по Баттерворту. При использовании гибкой аппроксимации (1) ограничения выполняются со знаком равенства, и все  $z$ -параметры обращаются в бесконечность. Это является следствием малого порядка аппроксимации  $n = 2$  и означает, что в составе СЦ присутствуют только последовательно включенные

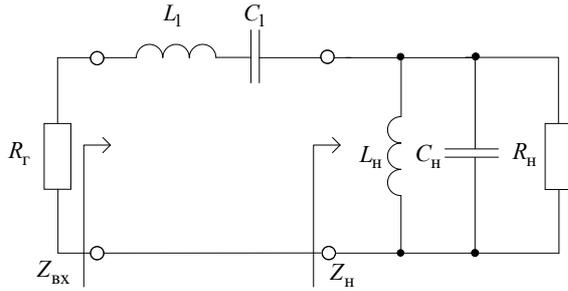


Рис. 4. Схема СЦ с нагрузкой  
 Fig. 4. Matching circuit with the load

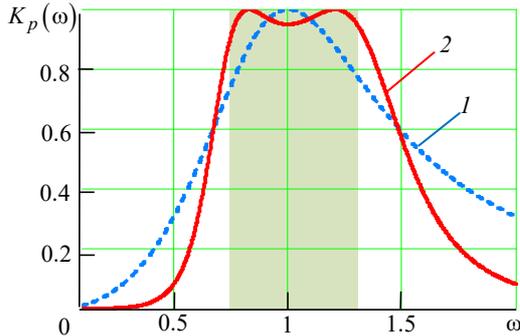


Рис. 5. Частотная характеристика передачи мощности  
 Fig. 5. Gain frequency response

элементы. Результаты синтеза СЦ следующие:  $K = 0.95$ ;  $\varepsilon = 1.38$ ;  $v_1 = -0.03$ ;  $v_2 = 1.089$ . Реализация по  $z_{\text{вых}}(s)$  (рис. 4) дает значения элементов  $L_1 = 1.269$ ;  $C_1 = 0.787$ ;  $R_{\Gamma} = 0.635$ . На рис. 5 представлены частотные характеристики передачи мощности: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с подключенной СЦ.

**Согласование патч-антенны.** Сосредоточенная модель более высокого порядка может быть и более адекватной. Таковой является схема, содержащая последовательный и параллельный резонансы. Для этой нагрузки:

$$m_{n1} = R \left[ 1 + (C_n L_n + C_{n1} L_n + C_{n1} L_{n1}) s^2 + \dots \right. \\ \left. \dots + C_n L_n C_{n1} L_{n1} s^4 \right]; \\ n_{n1} = L_n s + L_n C_{n1} L_{n1} s^3; m_{n2} = C_{n1} L_n s^2; \\ n_{n2} = R C_{n1} s + L_n C_{n1} L_n s^3.$$

Параметры нагрузки (патч-антенны) нормированы относительно частоты 869 МГц и сопротивления излучения 150 Ом:  $R_n = 1$ ;  $C_n = 2.25$ ;  $L_n = 0.444$ ;  $C_{n1} = 0.5$ ;  $L_{n1} = 0.18$ . Эти параметры близки к приведенным в [3] на

частоте 820 МГц. Четный полином  $N$ -функции для этой нагрузки имеет следующий вид:

$$N_n(-s^2) = R_n C_{n1}^2 L_n^2 s^4.$$

Для аппроксимации четвертого порядка функции коэффициента отражения (5) и входного сопротивления (3) вдвое увеличивают свой порядок.

Четный полином  $N(-s^2)$  для функции (7) после частотного преобразования будет содержать множитель  $s^8$  (четыре нуля в начале координат). Старшая степень  $s$  полинома числителя параметра  $z_{12}$  в обобщенном методе Дарлингтона [15] после извлечения корня оказывается четной и равна 6, что указывает на вариант А для  $z$ -параметров [15]:

$$z_{11}(s) = \frac{m_1 m_{2n} - n_1 n_{2n}}{n_2 m_{2n} - m_2 n_{2n}}; \\ z_{22}(s) = \frac{m_2 m_{1n} - n_2 n_{1n}}{n_2 m_{2n} - m_2 n_{2n}}; \quad (13)$$

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

Алгоритм формирования частотной характеристики составляется по описанной ранее схеме с контролем условий Гурвица для полинома знаменателя  $\rho(s)$ . Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) 4-го порядка, можно задать коэффициенты  $K = 1$ ;  $v_1 = 0$ ;  $v_2 = 0$ ;  $v_3 = 0$ ;  $v_4 = 1$ ;  $\varepsilon = 1$ . Функция find (Mathcad) должна вывести  $b_0 = b_1 = b_2 = b_3 = 0$ ;  $b_4 = 1$  и коэффициенты полинома Баттерворта  $a_0 = a_4 = 1$ ;  $a_1 = 2.61313$ ;  $a_2 = 3.41421$ ;  $a_3 = 2.61313$ .

$Z$ -параметры (13) для функции передачи (1) ( $n = 4$ ) и рассматриваемой нагрузки содержат полиномы 10-й степени. Поскольку нагрузка имеет кратные нули передачи в начале координат и в бесконечности, потребуется выполнить систему из четырех ограничений. Эти ограничения сводятся к неотрицательности вычетов  $z$ -параметров в нулях передачи нагрузки и определяются двумя старшими и младшими коэффициентами полиномов. Приведем эти коэффициенты в системе ограничений:

$$(a_2 - b_2)b_{0n} - (a_3 - b_3)b_{1n} = 0;$$

$$(a_2 - b_2)b_{4n} - (a_3 - b_3)b_{3n} = 0;$$

$$(a_0 - b_0)b_{4n} + (a_2 - b_2)b_{2n} + 2(a_2 - b_2)b_{4n} - \dots$$

$$\dots - (a_1 - b_1)b_{3n} - (a_3 - b_3)b_{1n} - 3(a_3 - b_3)b_{3n} \geq 0;$$

$$(a_0 - b_0)b_{0n} + 2(a_2 - b_2)b_{0n} + (a_2 - b_2)b_{2n} - \dots$$

$$\dots - (a_1 - b_1)b_{1n} - 3(a_3 - b_3)b_{1n} - (a_3 - b_3)b_{3n} \geq 0,$$

где  $b_{0n} = R_H$ ;  $b_{1n} = L_H$ ;  $b_{2n} = R(C_H L_H + C_{1H} L_H + C_{1H} L_{1H})$ ;  $b_{3n} = C_{1H} L_{1H} L_H$ ;  $b_{4n} = C_H C_{1H} L_{1H} L_H R$ .

Первая пара ограничений должна выполняться со знаком равенства. Можно заметить при этом, что старший и младший коэффициенты всех  $z$ -параметров равны по значению и противоположны по знаку. Выполнение этих жестких ограничений приводит к понижению порядка  $z$ -параметров. В результате совместного решения системы нелинейных уравнений, обеспечивающих заданную форму частотной характеристики, аналитичность функции входного сопротивления в правой полуплоскости комплексной частоты и выполнение ограничений, накладываемых нагрузкой, получены следующие результаты:  $K = 0.98$ ;  $\varepsilon = 0.98$ ;  $v_1 = 2$ ;  $v_2 = -0.4$ ;  $v_3 = 3.05$ ;  $v_4 = -0.81$ . Система  $z$ -параметров принимает следующий вид:

$$z_{11}(s) = \frac{0.079 + 0.356s^2 + 0.079s^4}{0.182s + 0.182s^3};$$

$$z_{22}(s) = \frac{0.293s^2 + 0.149s^4}{0.182s + 0.182s^3};$$

$$z_{12}(s) = \frac{0.1688s^2}{0.182s^5 + 0.182s^7}.$$

Реализация по  $z_{\text{вых}}(s)$  (рис. 6) дает значения элементов  $L_1 = 0.819$ ;  $L_2 = 0.788$ ;  $C_1 = 1.26$ ;  $C_2 = 3.18$ ;  $L_3 = 0.314$ ;  $R_T = 0.725$ .

Из приведенной на рис. 7 частотной характеристики следует, что уровень коэффициента стоячей волны, равный 1.5, обеспечивается в полосе до 40%. Для исследуемой авторами упрощенной модели сопротивления патч-антенны (без учета  $C_{H1}$ ) результат составил 10% [3]. Согласно классическим представлениям теории широкополосного согласования

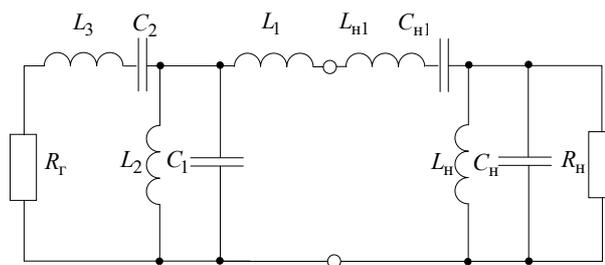


Рис. 6. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 6. Matching circuit with the load

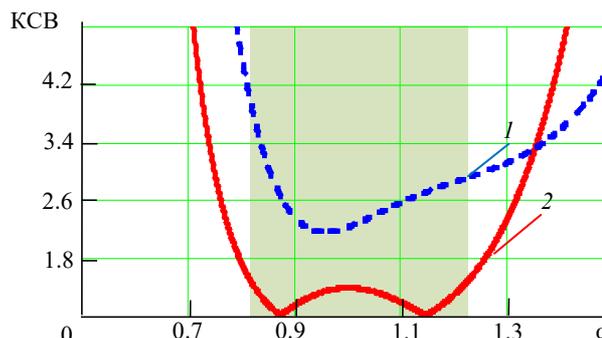


Рис. 7. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 7. Gain frequency response

добавление каждого нуля передачи нагрузки усложняет систему ограничений и тем самым снижает пределы согласования. Поэтому результат, приведенный в [3], не следует считать предельным. При всей фундаментальности и практической важности теории Фано не является системной в том смысле, о котором заявлял Юла, поскольку нет определенности в выборе величины  $\lambda_i$ . Системная теория Юлы также не решила этой проблемы [15]. По-видимому, полученный результат (ширина полосы 40%) отражает потенциальные возможности согласования, и получен он на основе системного обобщенного метода Дарлингтона. Стандартные ряды номиналов элементов не дадут возможности получить такой результат. Тем не менее полученные результаты могут использоваться в процессе оптимизации, которой нередко заканчивается синтез. Кроме того, возможности реализации заметно возрастают, когда элементы схемы "выращиваются" на кристалле микросхемы.

**Заключение.** Обобщенный метод Дарлингтона снова показал свою эффективность в решении задач широкополосного согласования. В сочетании с гибкими аппроксимациями метод оказался полезным для нагрузок с ярко вы-

раженными резонансными свойствами. Исследование моделей резонансных нагрузок позволило подойти к проблеме согласования патч-антенны. Полученный результат для коэффици-

ента стоячей волны антенны свидетельствует о том, что потенциальные оценки пределов согласования значительно выше достигнутых [3] и доступны только для аналитических методов.

### Список литературы

1. 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.
2. 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
3. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas / A. Ghorbani, R. Abd-Alhameed, N. J. McEwan, D. Zhou // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, № 4. P. 1328–1331. doi: 10.1109/TAP.2006.872641
4. Compact and wideband transmit opto-antenna for radio frequency over fiber / O. Caytan, L. Bogaert, H. Li, J. V. Kerrebrouck // Optics Express. 2019. Vol. 27, № 6. P. 8395–8413. doi: 10.1364/OE.27.008395
5. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. Impedance matching techniques for microstrip patch antenna // Ind. J. of Science and Technology. 2017. Vol. 10, № 28. P. 1–16. doi: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642
6. Гайнутдинов Т. А., Гаранкина Н. И., Кочержевский В. Г. Добротность простых вибраторных антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11, № 8. С. 18–26.
7. Guan C. E., Fujimoto T. Design of a wideband l-shape fed microstrip patch antenna backed by conductor plane for medical body area network // Electronics. 2020. Vol. 9, iss. 1. P. 1–15. doi: 10.3390/electronics9010021
8. Comparison of different feeding techniques for a patch antenna at an X frequency band to evaluate its quantitative impact on the antenna parameters / R. Shafique, K. Kanwar, F. Hussain, R. Morales-Menendez, M. K. Siddiqui // J. of Applied Research and Technology. 2020. Vol. 18. P. 341–361. doi: 10.13140/RG.2.2.28089.80489
9. Демшевский В. В., Богачёв И. А. Влияние способа возбуждения на характеристики микрополосковой патч-антенны X-диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2019. Т. 1. С. 146–150.
10. Балакирев И. Согласование чип-антенн на печатной плате // Беспроводные технологии. 2020. Вып. 11. С. 21–22.
11. A capacitive fed microstrip patch antenna with air gap for wideband applications / M. M. Fakharian, P. Rezaei, A. Azadi, M. Dadras // Intern. J. of Engineering. 2014. Vol. 27, № 5. P. 715–722. doi: 10.5829/idosi.ije.2014.27.05b.06
12. Wang Z., Fang S., Fu S. Wideband dual-layer patch antenna fed by a modified l-strip // J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2010. Vol. 9, № 2. P. 89–99. doi: 10.1590/S2179-10742010000200003
13. Nacsimento D. C., da S. Lacava J. C. Probe-fed linearly-polarized electrically equivalent microstrip antennas on FR4 substrates // J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2014. Vol. 13, № 1. P. 55–66. doi: 10.1590/S2179-10742014000100005
14. Bashri M. S. R., Ibrahimy M., Motakabber S. A planar wideband inductively coupled feed patch antenna for UHF RFID tag // IEEE intern. conf. on FRID-technologies and applications. 2013. Johor Bahru, Malaysia, 04–05 Sept. 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/RFID-TA.2013.6694504
15. Филиппович Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск: Военная академия РБ, 2004. 176 с.

### Информация об авторах

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

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости, д. 220, Минск, 220057, Республика Беларусь

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

**Янцевич Михаил Александрович** – старший инженер учебной лаборатории кафедры автоматизирующей радиолокации и приёмно-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости, д. 220, Минск, 220057, Республика Беларусь

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

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

## References

1. 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.)
2. 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 (In Russ.)
3. Ghorbani A., Abd-Alhameed R., McEwan N. J., Zhou D. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006, vol. 54, no. 4, pp. 1328–1331. doi: 10.1109/TAP.2006.872641
4. Caytan O., Bogaert L., Li H., Kerrebrouck J. V. Compact and Wideband Transmit Opto-Antenna for Radio Frequency Over Fiber. Optics Express. 2019, vol. 27, no. 6, pp. 8395–8413. doi: 10.1364/OE.27.008395
5. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna. Ind. J. of Science and Technology. 2017, vol. 10, no. 28, pp. 1–16. doi: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642
6. Gainutdinov T. A., Garankina N. I., Kocherzhevskii V. G. The Radiation Quality Factor of Simple Vibrator Antennas. T-Comm. 2017, vol. 11, no. 8, pp. 18–26. (In Russ.)
7. Guan C. E., Fujimoto T. Design of a Wideband L-Shape Fed Microstrip Patch Antenna Backed by Conductor Plane for Medical Body Area Network. Electronics. 2020, vol. 9, iss. 1, pp. 1–15. doi: 10.3390/electronics9010021
8. Shafique R., Kanwar K., Hussain F., Morales-Menendez R., Siddiqui M. K. Comparison of Different Feeding Techniques for a Patch Antenna at an X Frequency Band to Evaluate Its Quantitative Impact on the Antenna Parameters. J. of Applied Research and Technology. 2020, vol. 18, pp. 341–361. doi: 10.13140/RG.2.2.28089.80489
9. Demshevskii V. V., Bogachev I. A. The Effect of the Excitation Method on the Characteristics of the X-Band Microstrip Patch Antenna. Microwave Electronics and Microelectronics. 2019, vol. 1, pp. 146–150. (In Russ.)
10. Balakirev I. Matching Chip Antennas on a Printed Circuit Board. Wireless Technologies. 2020, vol. 11, pp. 21–22. (In Russ.)
11. Fakharian M. M., Rezaei P., Azadi A., Dadras M. A Capacitive Fed Microstrip Patch Antenna with Air Gap for Wideband Applications. Intern. J. of Engineering. 2014, vol. 27, no. 5, pp. 715–722. doi: 10.5829/idosi.ije.2014.27.05b.06
12. Wang Z., Fang S., Fu S. Wideband Dual-Layer Patch Antenna Fed by a Modified L-Strip. J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2010, vol. 9, no. 2, pp. 89–99. doi: 10.1590/S2179-10742010000200003
13. Nacsimento D. C., da S. Lacava J. C. Probe-Fed Linearly-Polarized Electrically Equivalent Microstrip Antennas on FR4 Substrates. J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2014, vol. 13, no. 1, pp. 55–66. doi: 10.1590/S2179-10742014000100005
14. Bashri M. S. R., Ibrahimy M., Motakabber S. A Planar Wideband Inductively Coupled Feed Patch Antenna for UHF RFID Tag. IEEE Intern. Conf. on FRID-Technologies and Applications. Johor Bahru, Malaysia, 04–05 Sept. 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/RFID-TA.2013.6694504
15. Filippovich G. A. *Shirokopolosnoe soglasovanie soprotivlenii* [Broadband Impedance Matching]. Minsk, *Voennaya akademiya RB*, 2004, 176 p. (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, 220, Independence Ave., Minsk 220057, 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 30 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, 220, Independence Ave., Minsk 220057, Republic of Belarus  
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>