



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-66-72>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.372.5

## МЕТОДИКА СИНТЕЗА МНОГОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

ЯНЦЕВИЧ М.А., ФИЛИППОВИЧ Г.А.

*Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 12 июня 2019*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

**Аннотация.** Значение представленных в статье результатов исследований состоит в определении потенциальных возможностей аналитических методов синтеза широкополосных согласующих устройств для решения сложных схемотехнических задач. Рассмотрена проблема синтеза согласующих устройств с многополосной функцией передачи мощности. Актуальность исследований обусловлена применением результатов в современных телекоммуникационных системах, с одной стороны, и отсутствием развитых аналитических методик, с другой. Предложена аналитическая методика решения задач широкополосного согласования с произвольным комплексным сопротивлением для устройств с многополосной функцией передачи мощности. Особенность методики состоит в использовании обобщенного метода Дарлингтона для задач широкополосного согласования в сосредоточенном элементном базисе. Частотная характеристика согласуемого устройства получена с использованием двухполосного реактансного преобразования частоты на этапе факторизации коэффициента отражения. Методика позволяет выявить важные для практики закономерности и получить количественные оценки показателей согласования. Также впервые получены аналитические решения задач согласования для нагрузок, имеющих практическое значение. На примере резонансной модели сопротивления ( $RLC$  нагрузка) при помощи разработанной методики показан поэтапный синтез согласующей цепи, формирующей двухполосную аппроксимирующую функцию Баттерворта 2-го порядка. Достоинством разработанной методики является то, что полученные результаты представляют собой аналитические зависимости параметров согласования от параметров согласуемых нагрузок, что позволяет на начальном этапе синтеза определять качество согласования. Подобная зависимость для резонансной модели сопротивления ( $RLC$  нагрузка) в литературе отсутствует и была получена впервые на основе разработанной и представленной в данной статье методики.

**Ключевые слова:** многополосные согласующие устройства, обобщенный метод Дарлингтона, многополосная функция передачи.

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

**Для цитирования.** Янцевич М.А., Филиппович Г.А. Методика синтеза многополосных согласующих устройств. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 66–72.

## THE METOD OF SYNTHESIS OF MULTIBAND MATCHING DEVICE

MIKHAIL A. YANTSEVICH, GENNADY A. FILIPPOVICH

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

*Submitted 12 June 2019*

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

**Abstract.** The purpose of this work is to provide the estimation of the potential abilities of analytic broadband matching methods for complicated load terminations. The article covers the problem of synthesis of multi-band frequency response matching circuits. Results presented in the article are of prime interest for communications systems from one point and the lack of advanced analytic methods from another. The problem of multiband impedance matching is under consideration. Presented is the method of synthesis of multiband matching circuits for arbitrary complex loads, based on the generalized Darlington approach to the lumped circuits design. Frequency response for the synthesis is obtained as a result of double-band reactance transformation in the process of reflection coefficient factorization. The factorization results in the analytic representation of the reflection coefficient function on the complex surface. This method allows to identify functional limitations on broadband matching and for the first time to obtain analytical solutions for the loads of practical value. Application of the method is demonstrated in the detailed procedure of realization of double-band Butterworth frequency response for the resonance load (*RLC*-load). It would be pertinent to stress, that presented results concerning the double-band synthesis of resonance load have no coverage in technical literature. The method also features the analytic description of the design parameters as functions of load termination parameters which provides a road-map to conceptual design of multiband matching circuits.

**Keywords:** multiband matching circuits, generalized Darlington synthesis, multiband transmission function.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Yantsevich M.A., Filippovich G.A. The metod of synthesis of multiband matching device. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 66-72.

### Введение

При построении ряда радиотехнических устройств возникает задача синтеза реактивного четырехполосника, согласующего заданные иммитансы источника сигнала и нагрузки в нескольких диапазонах рабочих частот. Широкое применение многополосные согласующие цепи нашли в телекоммуникационных системах, поддерживающих сразу несколько популярных стандартов связи, таких как GSM, WLAN, LTE и др.

Известные публикации, посвященные синтезу многополосных (чаще двухполосных) согласующих цепей как аналитическими, так и численными методами, ограничиваются прототипом низкочастотной *RC* нагрузки [1], что далеко не исчерпывает потребности в реальных моделях согласуемых сопротивлений. А инженерный подход, основанный на переборе структуры и параметров согласующей цепи, практически не оправдывает ожидаемого результата. Нынешнее состояние аналитической теории широкополосного согласования не дает исчерпывающей информации о возможностях и потенциале синтеза многополосных согласующих устройств.

Решение подобного класса задач для произвольных комплексных нагрузок возможно при помощи развитого метода, представленного в [2].

## Этапы синтеза многополосных согласующих устройств

Метод синтеза [2] устанавливает аналитические зависимости параметров согласования (параметры функции передачи) от параметров согласуемых нагрузок в одной полосе частот. Представляет интерес оценка возможности использовать этот метод для решения задач широкополосного согласования в нескольких частотных диапазонах одновременно. Ниже представлен в общем виде алгоритм решения задач широкополосного согласования нагрузок, обусловленных многополосной передаточной функцией.

1. Анализ нагрузки с целью определения нулей передачи.
2. Выбор аппроксимирующей функции.
3. Факторизация функции коэффициента отражения.
4. Применение частотного преобразования [3], представленного аналитической записью, в функции коэффициента отражения.
5. Выделение функции входного сопротивления по варианту А или В.
6. Составление системы  $z$ -параметров.
7. Определение аналитических ограничений.
8. Определение функции входного (выходного) сопротивления.
9. Синтез согласующей цепи по входному или выходному сопротивлению.

Отличительной особенностью вышеизложенного алгоритма является применение на одном из этапов синтеза (пункт 4) частотного преобразования аналитической формы записи. Преобразование позволяет формировать требуемую многополосную частотную характеристику и получать функциональные ограничения, накладываемые нагрузкой на параметры функции передачи мощности.

### Методика синтеза согласующей цепи

В соответствии с вышеизложенным алгоритмом поясним методику решения задач двухполосного согласования на примере, представленном в общем виде на рис. 1. Рассмотрим эквивалент нагрузки в виде параллельного резонансного контура. На практике такая модель нагрузки в качестве примера может соответствовать сопротивлению патч антенны [4].

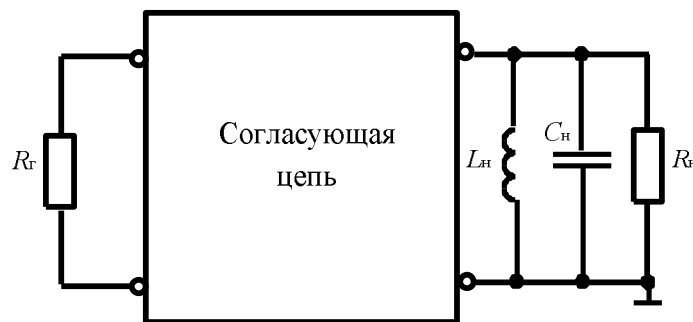


Рис. 1. Задача согласования  
Fig. 1. Task matching

1. Функция входного сопротивления нагрузки определяется выражением

$$Z_{\text{н}}(s) = \frac{sR_{\text{н}}L_{\text{н}}}{s^2R_{\text{н}}L_{\text{н}}C_{\text{н}} + sL_{\text{н}} + R_{\text{н}}} = \frac{m_{1\text{н}} + n_{1\text{н}}}{m_{2\text{н}} + n_{2\text{н}}},$$

где  $m_{1\text{н}}(s)$ ,  $m_{2\text{н}}(s)$ ,  $n_{1\text{н}}(s)$ ,  $n_{2\text{н}}(s)$  – четные и нечетные части полиномов функции сопротивления соответственно.

Полином  $N_{\text{н}}(-s^2)$  дает информацию о нулях передачи:

$$N_{\text{н}}(-s^2) = m_{1\text{н}}(s)m_{2\text{н}}(s) - n_{1\text{н}}(s)n_{2\text{н}}(s) = -s^2R_{\text{н}}L_{\text{н}}^2.$$

Для рассматриваемой нагрузки система ограничений в соответствии с [2] имеет вид

$$\begin{cases} B_M \geq 0 \\ A_1 \geq 0 \end{cases}, \quad (1)$$

где  $A_1, B_M$  – коэффициенты полиномов числителя и знаменателя  $z$ -параметра  $Z_{22}$  соответственно.

Первое ограничение системы (1) определяет максимальный уровень передачи мощности, из второго ограничения можно выразить минимальное требуемое значение  $L_H$ .

2. В качестве аппроксимирующей функции выберем функцию передачи Баттерворта 2-го порядка

$$K_p(-s^2) = \frac{K}{1+s^4},$$

при  $s = j\omega$ .

Порядок аппроксимирующей функции не является ограничивающим фактором и выбран с целью упрощения промежуточных выводов.

3. Известно выражение, связывающее квадраты модулей передаточной функции и коэффициента отражения на входных зажимах согласующей цепи:

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

В результате процедуры факторизации коэффициента отражения, выбирая нули в правой полуплоскости, находим:

$$\rho(s) = \frac{b_0 - b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2}{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2} = \frac{\delta^2 - \sqrt{2} \cdot \delta \cdot s + s^2}{1 + \sqrt{2} \cdot s + s^2}, \quad (2)$$

где  $\delta = (1 - K)^{1/4}$ .

4. Следующий этап заключается в замене частотной переменной в функции коэффициента отражения. Реактансное преобразование [3], значение нулей и полюсов которого определяется в результате решения однородных систем нелинейных уравнений, имеет следующий вид:

$$s \rightarrow \frac{\prod_i^n (s^2 + \omega_{oi}^2)}{s \prod_i^{n-1} (s^2 + \omega_{oj}^2)}. \quad (3)$$

При помощи математических преобразований выражение (3) представим в следующем виде:

$$s \rightarrow \frac{(s^2 + \omega_{o1}^2)(s^2 + \omega_{o2}^2)}{js(B2(s^2 + \omega_{r01}^2) + B1(s^2 + \omega_{r02}^2))}, \quad (4)$$

где  $\omega_{r01} = \sqrt{\omega_{b1}\omega_{n1}}$ ,  $\omega_{r02} = \sqrt{\omega_{b2}\omega_{n2}}$  – начальные центральные частоты;

$\omega_{b1}, \omega_{n1}, \omega_{b2}, \omega_{n2}$  – граничные частоты диапазонов;

$B1 = \omega_{b1} - \omega_{n1}$ ,  $B2 = \omega_{b2} - \omega_{n2}$  – ширина полос пропускания диапазонов;

$\omega_{o1} = \sqrt{\frac{\sqrt{Y^2 - 4X}}{2} - \frac{Y}{2}}$ ,  $\omega_{o2} = \sqrt{-\frac{\sqrt{Y^2 - 4X}}{2} - \frac{Y}{2}}$  – конечные центральные частоты;

$X = \omega_{r01}^2 \omega_{r02}^2$ ,  $Y = -\omega_{r01}^2 - \omega_{r02}^2 + B1B2$ .

5. Функция входного сопротивления определяется из выражения

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{1 - \rho(s)}{1 + \rho(s)}.$$

6. По  $Z_{\text{вх}}(s)$  и  $Z_{\text{н}}(s)$  составляется система  $z$ -параметров по варианту А в соответствии с [2].

7. Далее необходимо определить аналитические ограничения исходя из условий физической реализуемости (1). Для этого достаточно произвести анализ  $z_{22}$  системы  $z$ -параметров. Обозначим полученные отношения полиномов  $z_{22}$  в символьном виде:

$$z_{22} = \frac{A_0 + A_1 s + \dots + A_N s^N}{B_0 + B_1 s + \dots + B_M s^M}.$$

Условие  $B_M = 0$  приводит к соответствующему сокращению порядка  $z$ -параметров. В таком случае, когда оба ограничения принимают вид равенства,  $z$ -параметры вырождаются. Это означает, что полученная в результате синтеза согласующая цепь по заданной функции передачи учитывает параметры нагрузки  $R_{\text{н}}$  и  $C_{\text{н}}$ . Для выполнения условия  $B_M = 0$  необходимо задать соответствующий параметр  $\delta$ . В свою очередь,  $B_M$  равно:

$$B_M = B_8 = L_{\text{н}}(B_1 + B_2) \left( \delta^2 R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B_1 + B_2) + \delta \sqrt{2} - (R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B_1 + B_2) - \sqrt{2}) \right) = 0.$$

$$\text{Откуда } \delta = 1 - \frac{\sqrt{2}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B_1 + B_2)}.$$

Учитывая взаимосвязь параметра  $\delta$  с уровнем коэффициента передачи, можно установить следующее:

$$K \leq 1 - \left[ 1 - \frac{\sqrt{2}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B_1 + B_2)} \right].$$

Из второго ограничения можно выразить минимальное требуемое значение  $L_{\text{н}}$ :

$$A_1 = \sqrt{2} R_{\text{н}} \omega_{01}^2 \omega_{02}^2 (B_2 \omega_{r01}^2 + B_1 \omega_{r02}^2) (\delta - 1) + 2 L_{\text{н}} \omega_{01}^4 \omega_{02}^4 \geq 0.$$

$$\text{Откуда } L_{\text{н}} \geq \frac{(1 - \delta) \sqrt{2} R_{\text{н}} \left( \frac{B_1}{\omega_{r01}^2} + \frac{B_2}{\omega_{r02}^2} \right)}{2}.$$

В результате обобщения информации получены фундаментальные аналитические ограничения, накладываемые резонансной  $R_{\text{н}} C_{\text{н}} L_{\text{н}}$  нагрузкой на функцию передачи Баттерворта произвольного порядка:

$$K \leq 1 - \left[ 1 - \frac{\frac{a_{n-1}}{a_{n-2}}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B_1 + B_2)} \right]; \quad \frac{L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \geq \frac{\left( 1 - (1 - K)^{\frac{1}{2n}} \right) a_{n-1} \left( \frac{B_1}{\omega_{r01}^2} + \frac{B_2}{\omega_{r02}^2} \right)}{2}. \quad (5)$$

Зададим для примера параметры источника сигналов и нагрузки, равными  $R_{\text{г}} = 75 \text{ Ом}$ ,  $R_{\text{н}} = 200 \text{ Ом}$ ,  $C_{\text{н}} = 400 \text{ пФ}$ ,  $L_{\text{н}} = 100 \text{ мкГн}$ . Диапазоны частот –  $f_{\text{мин1}} \dots f_{\text{макс1}} = 1 \dots 2 \text{ МГц}$ ,  $f_{\text{мин2}} \dots f_{\text{макс2}} = 6 \dots 9 \text{ МГц}$ . Нормируя значения параметров относительно сопротивления источника и полосы пропускания второго частотного диапазона, получаем следующие значения номиналов:  $R_{\text{г}} = 1$ ,  $R_{\text{н}} = 2,6$ ,  $C_{\text{н}} = 0,565$ ,  $L_{\text{н}} = 25,132$ . Подставив параметры нагрузки и передаточной функции в (5), получим  $K \leq 0,99226$ ;  $L_{\text{н}} \geq 2,2$ .

8. Исходя из полученных  $z$ -параметров, функция выходного сопротивления примет вид

$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{2,42365 \cdot s + 3,70355 \cdot s^2 + 12,15865 \cdot s^3 + 4,44427 \cdot s^4 + 8,24041 \cdot s^5 + 1,33328 \cdot s^6 + 1,09064 \cdot s^7}{1 + 1,52809 \cdot s + 9,48766 \cdot s^2 + 6,13403 \cdot s^3 + 17,81747 \cdot s^4 + 3,13030 \cdot s^5 + 3,15708 \cdot s^6}$$

9. В результате синтеза четырехполосника по  $Z_{\text{вых}}(s)$  получаем параметры согласующей цепи. На рис. 2 представлена схема согласующей цепи вместе с нагрузкой после преобразования Нортон.

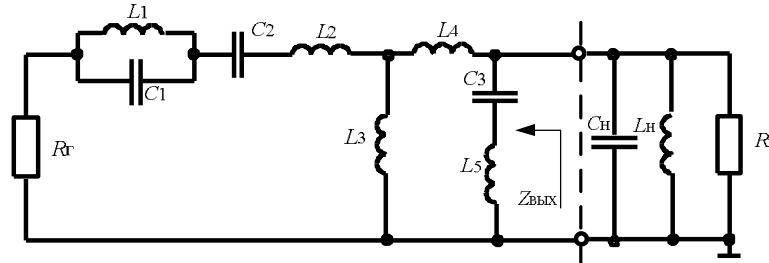


Рис. 2. Принципиальная схема согласующего устройства с нагрузкой  
Fig. 2. Schematic of the matching device with load

Значения номиналов согласующей цепи после денормировки соответственно равны  $C_1 = 252,67$  пФ,  $C_2 = 1,08$  нФ,  $C_3 = 821,33$  пФ,  $L_1 = 6,68$  мкГн,  $L_2 = 1,118$  мкГн,  $L_3 = 6,45$  мкГн,  $L_4 = 3,19$  мкГн,  $L_5 = 2,056$  мкГн.

Ниже представлены частотные характеристики передачи мощности (рис. 3).

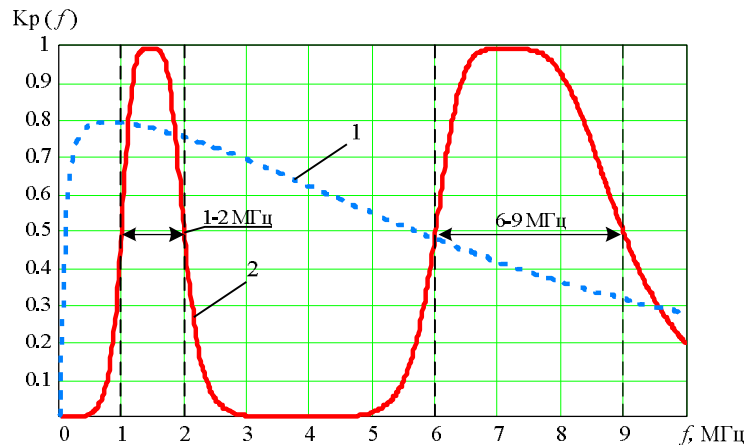


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с ШСУ  
Fig. 3. Power transfer frequency response: 1 – load; 2 – load with matching device

Полученные ограничения (5) на согласования резонансной  $RLC$  нагрузки являются новыми в аналитической теории синтеза широкополосных согласующих устройств для двухполосной передаточной функции Баттерворта.

Данный подход можно распространять и на другие модели нагрузок, получая аналитические зависимости ограничений, накладываемых нагрузкой на функцию передачи.

### Заключение

На основе обобщенного метода Дарлингтона с применением частотного преобразования [3] выстроена методика синтеза многополосных согласующих устройств с заданной функцией передачи для произвольных комплексных нагрузок. Впервые представлена формализованная аналитическая форма записи двухполосного частотного преобразования и аналитическое решение задачи согласования резонансной нагрузки. Также для рассматриваемой модели сопротивления нагрузки была установлена функциональная

зависимость значений ее параметров ( $R_n, C_n, L_n$ ) от параметров (ширина полосы диапазонов, уровень передачи мощности) заданной частотной характеристики, что позволяет на начальном этапе синтеза определять качество согласования. Полученные результаты теоретических исследований обладают практической значимостью в решении задач широкополосного согласования сопротивлений.

### Список литературы

1. Минкин М.А., Невский А.В. Проблема реализации синтеза согласующих цепей для многополосных антенных систем. *Радиотехника*. 2004;3(82):65-69.
2. Филиппович Г.А. *Широкополосное согласование сопротивлений*. Минск: ВА РБ; 2004.
3. Чавка Г.Г. Многополосное преобразование частоты. *Известия высших учебных заведений СССР. Радиоэлектроника*. 1968;12:1315-1318.
4. Mohd G. Siddiqui, Abhishek K. Saroj, Devesh, and Jamshed A. Multi-Band Fractaled Triangular Microstrip Antenna for Wireless Applications. *Progress In Electromagnetics Research M*. 2018;65:51-60.

### References

1. Minkin, M.A., Nevskii A.V. [The problem of the implementation of the synthesis of matching circuits for multiband antenna systems]. *Radiotekhnika=Radio engineering*. 2004;3(82):65-69. (In Russ.)
2. Filippovich, G.A. [*Broadband impedance matching*]. Minsk: VA RB; 2004. (In Russ.)
3. Chavka G.G. [Multiband frequency conversion]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika = Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika*. 1968;12:1315-1318. (In Russ.)
4. Mohd G. Siddiqui, Abhishek K. Saroj, Devesh, and Jamshed A. Multi-Band Fractaled Triangular Microstrip Antenna for Wireless Applications. *Progress in electromagnetics research M*. 2018;65:51-60.

### Вклад авторов

Янцевич М.А. разработал методику синтеза многополосных согласующих устройств на основе обобщенного метода Дарлингтона.

Филиппович Г.А. определил задачи, которые необходимо было решить в ходе проведения исследований, а также принимал участие в интерпретации их результатов.

### Authors contribution

Yantsevich M.A. developed a synthesis technique for multi-band matching devices based on the generalized Darlington method.

Filippovich G.A. identified the tasks that needed to be solved during the research, and also participated in the interpretation of their results.

### Сведения об авторах

Янцевич М.А., адъюнкт кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Филиппович Г.А., к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

### Information about the authors

Yantsevich M.A., PG student of the Department of Automation, Radar and Transmitting Devices of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Filippovich G.A., PhD, Associate Professor, Professor of the Department of Automation, Radar and Transmitting and Receiving Devices of the Military Academy of the Republic of Belarus.

### Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, д. 220,  
Военная академия Республики Беларусь  
тел. +375-29-850-31-71;  
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
Янцевич Михаил Александрович

### Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Independence av., 220,  
Military Academy of the Republic of Belarus  
tel. +375-29-850-31-71;  
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
Yantsevich Mikhail Aleksandrovich