



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2020-18-2-71-79>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.372.5

## МЕТОДИКА СИНТЕЗА КВАЗИДВУХПОЛОСОВЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

ЯНЦЕВИЧ М.А., ФИЛИППОВИЧ Г.А.

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

*Поступила в редакцию 5 февраля 2020*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2020

**Аннотация.** В статье представлены результаты исследования потенциальных возможностей аналитических методов синтеза широкополосных согласующих устройств для решения некоторых нестандартных схемотехнических задач. Нестандартность проявляется в способе задания частотной характеристики при синтезе цепи согласования в таких системах, как сотовая связь, когда необходимо обеспечить работу антенны в двух диапазонах. Способ задания частотной характеристики заключается в использовании частотного преобразования, которое дает возможность на начальном этапе синтеза задавать полосы пропускания диапазонов. Существенными особенностями является возможность независимого управления полосами пропускания диапазонов в процессе синтеза и величиной их изоляции. Такой способ задания частотной характеристики позволяет в большей степени использовать потенциальные характеристики метода согласования, всегда ограниченные сопротивлением нагрузки. Частотная характеристика в этих условиях становится квазидвухполосовой и имеет асимметрию, обусловленную конечной изоляцией диапазонов. Выработана и представлена общая концепция подхода к синтезу, которая включает разработку как модифицированного частотного преобразования, так и новой методики синтеза согласующей цепи. Полученное в результате исследований модифицированное частотное преобразование можно применять для всех видов классических аппроксимирующих функций произвольного порядка, используемых в задачах синтеза широкополосных частотно-избирательных согласующих устройств. Особенность методики заключается в использовании обобщенного метода Дарлингтона для задач широкополосного согласования сопротивлений в сосредоточенном элементном базисе с применением частотных характеристик, полученных при помощи модифицированного преобразования частоты. Также произведена оценка эффективности разработанной методики путем сравнения с известными результатами.

**Ключевые слова:** модифицированное частотное преобразование, обобщенный метод Дарлингтона, квазидвухполосовая частотная характеристика.

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

**Для цитирования.** Янцевич М.А., Филиппович Г.А. Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств. Доклады БГУИР. 2020; 18(2): 71-79.

## THE METOD OF SYNTHESIS OF QUASI-DUAL-BAND MATCHING DEVICE

MIKHAIL A. YANTSEVICH, HENADZY A. FILIPOVICH

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

*Submitted 5 February 2020*

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2020

**Abstract.** The article presents some findings on the potential of analytical methods for the synthesis of broadband matching circuits for solving nontrivial circuit engineering problems. Nontriviality shows itself in the technique for the assignment of the frequency response model (approximation) for the broadband synthesis in cellular communication, when double-band antennas are essential. The frequency response model appears as the result of frequency transformation, which yields in the assignment of both bands at the very first stage of the synthesis. The bands' width and isolation between them may be controlled independently, which is the essential part of the frequency transformation. Such way offfrequency response assignment allows the potential of the method, which is always restricted by a load, to find broader application. In these conditions the frequency response turns to a quasi-double and asymmetrical one due to finite isolation between bands. We also present the general approach to the synthesis, which incorporates both the frequency transformation and novel synthesis technique. The modified frequency transformation can be applied to all types of traditional approximations of arbitrary orders in synthesizing broadband frequency-selective matching devices. The distinctive feature of this technique is in the use of generalized Darlington's synthesis for solving the problems of broadband matching of resistances in a lumped element basis with the application of frequency responses obtained through modified frequency transformation. We have also estimated the efficiency of the developed technique by comparison with the known results.

**Keywords:** modified frequency transform, generalized Darlington method, quasi-dual-band frequency response.

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

**For citation.** Yantsevich M.A., Filipovich H.A. The metod of synthesis of quasi-dual-band matching device. Doklady BGUIR. 2020; 18(2): 71-79.

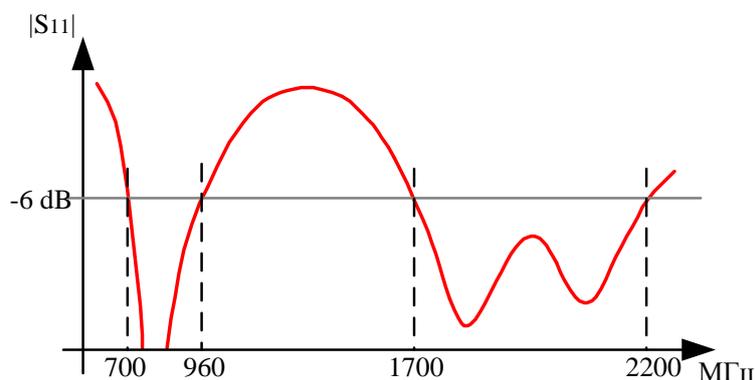
### Введение

При проектировании современных радиотехнических систем предъявляются требования, выполнение которых побуждает исследователей на поиск новых, более эффективных технических решений. Одним из таких требований является обеспечение многополосной частотной характеристики в тракте приема и обработки радиотехнических систем [1]. К таким, например, относятся современные системы радиосвязи: WLAN, работающая одновременно в частотных диапазонах 2400–2700, 3400–3800, 5150–5875 МГц, сотовая связь 890–960, 1710–1880 МГц, глобальные спутниковые системы позиционирования ГЛОНАСС, GPS, Galileo, работающие в двух диапазонах. Необходимость применения многополосных согласующих устройств (СУ) в современных радиотехнических системах вызывает интерес к существующим методам их реализации, а также разработке новых подходов к синтезу, основанному на физических принципах.

Различные подходы к решению задач синтеза многополосных СУ основаны на классических направлениях широкополосного согласования. Особое внимание обращают на себя аналитические подходы, которые относятся к точным методам синтеза, так как имеют строгое решение, а также возможность получать СУ, формирующие исходно заданные частотные характеристики передачи мощности.

Использование одной антенны для работы в двух диапазонах возможно либо согласованием антенны во всех диапазонах, либо согласованием в поддиапазонах. Последний вариант предпочтителен, поскольку обеспечивает более высокое качество согласования

в каждом поддиапазоне. Этот вывод следует из теоретических ограничений на пределы широкополосного согласования Боде<sup>1</sup>. Пример частотной характеристики коэффициента отражения антенны для сотовой связи показан на рис. 1.



**Рис. 1.** Пример частотной характеристики двухполосной антенны  
**Fig. 1.** The desired frequency response of dual-band antenna

Частотная характеристика на рис. 1, в отличие от характеристики двухполосного фильтра, не обеспечивает высокую изоляцию поддиапазонов, что также обусловлено ограничениями Боде. Такую характеристику принято считать квазидвухполосовой, и она отражает особенности задачи согласования. Среди обстоятельных работ, использующих аналитические методы синтеза двухполосных согласующих цепей, наибольший интерес представляет диссертация Девяткова<sup>2</sup>. В работе использованы два подхода к синтезу:

- с использованием реактантного преобразования [2] в коэффициенте отражения;
- с применением обычного полосового преобразования к специальному виду низкочастотной характеристики заданной цепи [3].

Последний подход формирует так называемые квазидвухполосовые согласующие цепи, отличающиеся простой структурой цепи лестничного типа. Такие цепи используются в большинстве практических задач синтеза двухполосных СУ. Необходимо отметить, что представленный в работе Девяткова<sup>2</sup> аналитический метод синтеза ограничен использованием нагрузок простейшего типа и отсутствием независимой регулировки ширины полос пропускания поддиапазонов квазидвухполосовых частотных характеристик. Накладываемые ограничения лишают возможности:

- согласования моделей сопротивлений, отличных от параллельной  $RC$  и последовательной  $RL$  нагрузок;
- формирования квазидвухполосовых частотных характеристик в радиотехнических трактах с произвольно заданными частотными поддиапазонами.

Для выполнения вышеперечисленных пунктов требуется разработка принципиально нового аналитического подхода к синтезу квазидвухполосовых СУ.

### Постановка задач

Основные направления исследований для решения обозначенных задач были сконцентрированы на:

- установлении возможностей формирования квазидвухполосовых классических аппроксимирующих частотных характеристик произвольного порядка, обеспечивающих независимую регулировку полос пропускания поддиапазонов;
- разработке методики синтеза квазидвухполосовых СУ для более широкого класса нагрузок, имеющих практическое значение.

<sup>1</sup> Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Москва: Иностран. литер.; 1948.

<sup>2</sup> Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07. Новосибирск; 2006:424.

## Разработка модифицированного частотного преобразования

Необходимость образования сложной аппроксимирующей функции в задаче синтеза квазидвухполосной согласующей цепи возможно устранить при помощи универсального частотного преобразования. Разработка последнего возможна путем модификации известных реактансных преобразований. Отсюда последовательность исследования заключалась в установлении ряда закономерностей.

1. Исключение нуля передачи из известного реактансного преобразования, представленного в [2], как показано ниже, позволяет формировать квазидвухполосовую частотную характеристику с равной шириной поддиапазонов:

$$\omega \rightarrow \frac{(\omega_1^2 - \omega^2) \cdot (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega \cdot B \cdot (\omega_\infty^2 - \omega^2)} \Rightarrow \omega \rightarrow \frac{(\omega_1^2 - \omega^2) \cdot (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega \cdot B} \quad (1)$$

2. Изменение степени частотной переменной  $\omega$  в знаменателе выражения (1) позволяет формировать квазидвухполосовую частотную характеристику с определенным пропорциональным соотношением поддиапазонов.

3. Формирование частотной характеристики с произвольно заданной шириной поддиапазонов возможно, когда модифицированное частотное преобразование принимает следующий вид:

$$\left( \frac{(\omega_1^2 - \omega^2) \cdot (\omega_2^2 - \omega^2) \cdot (y + x \cdot \omega^\alpha)}{\omega^\beta \cdot B} \right), \quad (2)$$

где  $\omega_1, \omega_2, y, x, B$  – коэффициенты, определяемые в результате решения системы нелинейных уравнений;

$\alpha, \beta$  – параметры, выбираемые в зависимости от соотношения поддиапазонов.

Рекомендации по выбору параметров  $\alpha$  и  $\beta$  представлены ниже в таблице.

**Таблица.** Рекомендации по выбору степеней  $\alpha, \beta$  в зависимости от соотношения ширины диапазонов

**Table.** Recommendations for choosing  $\alpha, \beta$  degrees depending on the ratio of the width of the ranges

$B_1 = B_2$		$\alpha = 0, \beta = 1$
$B_1 > B_2$	$K_p(\omega) _{\omega=0} = 0$	$\alpha = 2 \cdot t; \beta = 1$
	$K_p(\omega) _{\omega=0} > 0$	$\alpha = 2 \cdot t; \beta = 0$
$B_1 < B_2$		$\alpha = 2; \beta = 2 \cdot t$

В таблице:  $K_p(\omega)$  – требуемая по условию задачи функция передачи по мощности;  $B_1, B_2$  – ширина 1-го и 2-го поддиапазона соответственно;  $t = 1, 2, \dots$  – последовательно увеличиваемый коэффициент для решения системы уравнений (3).

Для того чтобы произвести нормировку заданной частотной характеристики относительно выбранных граничных частот, необходимо определить  $\omega_1, \omega_2, y, x, B$  путем решения системы нелинейных уравнений, состоящей из 4-х выражений для каждой граничной частоты:

$$\left( \frac{(\omega_1^2 - \omega_{\text{гpi}}^2) \cdot (\omega_2^2 - \omega_{\text{гpi}}^2) \cdot (y + x \cdot \omega_{\text{гpi}}^\alpha)}{\omega_{\text{гpi}}^\beta \cdot B} \right)^2 = 1, \quad (3)$$

где  $i = 1, 2, 3, 4$ .

Полученное модифицированное частотное преобразования (2) с соответствующими параметрами, найденными при помощи системы уравнений (3), можно применять для всех

видов классических аппроксимирующих функций, используемых в задачах синтеза широкополосных частотно-избирательных и согласующих устройств.

### Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств

Важным обстоятельством для синтеза СУ является выбор метода реализации. В качестве инструмента для исследований был выбран обобщенный метод Дарлингтона [4]. Данный аналитический метод развит и позволяет решать задачи широкополосного согласования для произвольных комплексных нагрузок с использованием как классических, так и модифицированных аппроксимирующих функций. Применение разработанного модифицированного частотного преобразования (2), в обобщенном методе Дарлингтона [4], позволило разработать методику синтеза квазидвухполосовых СУ. Ниже представлен алгоритм решения задач широкополосного согласования нагрузок, обусловленных квазидвухполосовой передаточной функцией в общем виде:

1. Анализ нагрузки с целью определения нулей передачи.
2. Аналитическая запись функции коэффициента отражения.
3. Выделение функции входного сопротивления.
4. Составление системы  $z$ -параметров.
5. Определение аналитических ограничений исходя из анализа нагрузки.
6. Выбор АФ с применением модифицированного частотного преобразования.
7. Решение системы уравнений определяющих вид частотной характеристики

совместно с полученными ограничениями и условиями устойчивости полинома знаменателя коэффициента отражения.

8. Определение функции входного сопротивления согласующей цепи.
9. Синтез согласующей цепи.

Предлагаемая методика отличается от известной использованием квазидвухполосовых частотных характеристик передачи мощности, сформированных на основе известных аппроксимирующих функций с применением модифицированного частотного преобразования.

### Сравнение с известными результатами синтеза

Для демонстрации методики синтеза рассмотрим решение тестовой задачи, представленной в диссертационных исследованиях Девяткова<sup>2</sup>. Нагрузка представляет собой отношение полинома четной степени к полиному нечетной:

$$Z_n(s) = \frac{R_n}{1 + sR_n C_n} = \frac{m_{1n} + n_{1n}}{m_{2n} + n_{2n}}, \quad (4)$$

где  $R_n = 3,7$ ,  $C_n = 0,44$ ,  $m_{1n}(s)$ ,  $m_{2n}(s)$ ,  $n_{1n}(s)$ ,  $n_{2n}(s)$  – четные и нечетные части полиномов функции сопротивления соответственно.

Полином  $N_n(-s^2)$  дает информацию о нулях передачи:

$$N_n(-s^2) = m_{1n}(s)m_{2n}(s) - n_{1n}(s)n_{2n}(s) = R_n.$$

Для рассматриваемой нагрузки ограничение в соответствии с [4] имеет вид

$$B_M \geq 0, \quad (5)$$

где  $B_M$  – коэффициент полинома знаменателя  $z$ -параметра  $Z_{22}$  соответственно. Ограничение (5) определяет максимально возможный уровень передачи мощности.

Функцию коэффициента отражения на входе согласующей цепи для низкочастотного прототипа второго порядка представим в виде отношения полиномов:

$$\rho(-s) = \frac{s^8 + b_7 s^7 + b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (6)$$

Функцию входного сопротивления представим в следующем виде:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{1 - \rho(-s)}{1 + \rho(-s)}. \quad (7)$$

Далее необходимо определить аналитические ограничения, исходя из условий физической реализуемости (5). Для этого достаточно произвести анализ  $z_{22}$  системы  $z$ -параметров [4], полученной из выражений (4) и (7). Обозначим полученные отношения полиномов  $z_{22}$  в символьном виде:  $z_{22} = \frac{A_0 + A_1s + \dots + A_Ns^N}{B_0 + B_1s + \dots + B_Ms^M}$ .

Выражению (5) соответствует

$$\frac{a_7 - b_7}{a_6 - b_6} - R_{\text{н}} C_{\text{н}} \geq 0. \quad (8)$$

В качестве функции передачи выберем функцию Чебышева второго порядка, которой для низкочастотного прототипа соответствует выражение  $K_p(\omega^2) = K / \left[ 1 + \varepsilon^2 (2 \cdot \omega^2 - 1)^2 \right]$ .

Далее требуется заменить переменную  $\omega$  на модифицированное частотное преобразование (2), предварительно произведя нормировку по частоте при помощи решения систем нелинейных уравнений (3). В результате требуемая для синтеза функция передачи принимает следующий вид:

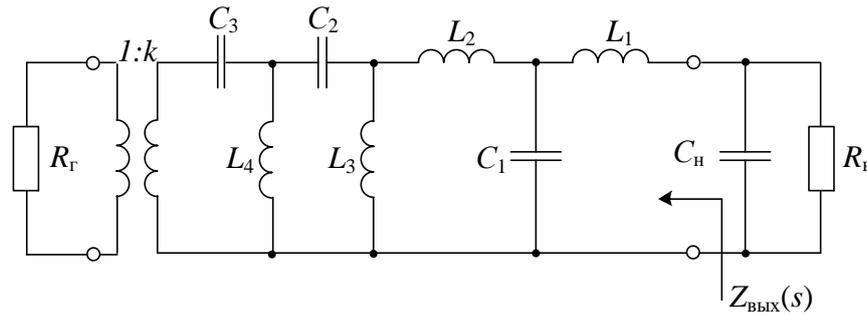
$$K_p(\omega^2) = K / \left[ 1 + \varepsilon^2 \left( 2 \cdot \left( \frac{(0,69805^2 - \omega^2) \cdot (1,43443^2 - \omega^2)}{\omega^2 \cdot 0,2749635} \right)^2 - 1 \right)^2 \right].$$

Учитывая соотношение между коэффициентом отражения (6) и полученной функцией передачи мощности  $K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s)$ , формируем систему уравнений для определения коэффициентов полиномов выражения (7). В результате решения системы уравнений совместно с ограничением (8) при условии устойчивости полинома знаменателя (6) находим функцию передачи, адаптированную к нагрузке. Решение получено при значениях параметров функции передачи  $\varepsilon = 0,119$ ,  $K = 0,998$  и коэффициентов полиномов выражения (6)  $a_0 = 1,005$ ,  $a_1 = 1,119$ ,  $a_2 = 5,726$ ,  $a_3 = 4,266$ ,  $a_4 = 9,838$ ,  $a_5 = 4,26$ ,  $a_6 = 5,711$ ,  $a_7 = 1,114$ ,  $b_0 = 1,005$ ,  $b_1 = 0,115$ ,  $b_2 = 5,11$ ,  $b_3 = 0,41$ ,  $b_4 = 8,457$ ,  $b_5 = 0,409$ ,  $b_6 = 5,096$ ,  $b_7 = 0,114$ .

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

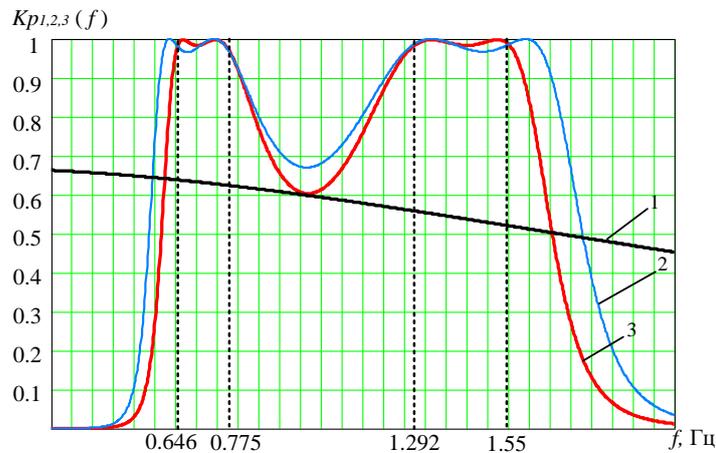
$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{2,26091s^7 + 1,13067s^6 + 8,59337s^5 + 2,54114s^4 + 8,60457s^3 + 1,13362s^2 + 2,2697s}{1,594s^6 + 0,797s^5 + 5,314s^4 + 1,419s^3 + 4,391s^2 + 0,499s + 1}.$$

Полученное выходное сопротивление может быть реализовано как сопротивление лестничной схемы, нагруженное на активное сопротивление ( $R_r = 1$ ) с нормированными значениями элементов:  $k = 0,175$ ,  $C_1 = 1,508$ ,  $C_2 = 4,649$ ,  $C_3 = 16,303$ ,  $L_1 = 1,418$ ,  $L_2 = 0,612$ ,  $L_3 = 0,24$ ,  $L_4 = 0,095$ . Синтезированная схема широкополосного согласующего устройства (ШСУ) для сопротивления источника сигналов вместе с эквивалентом нагрузки представлена на рис. 2.



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

На рис. 3 представлены частотные характеристики передачи мощности.



**Рис. 3.** Частотная характеристика передачи мощности:  
1 – нагрузки; 2 – нагрузки с ШСУ, реализованным Девятковым;  
3 – нагрузки с ШСУ, полученным при помощи разработанной методики  
**Fig. 3.** Power Transmission Frequency Response:  
1 – load; 2 – load with matching network implemented by Devyatkov;  
3 – load with matching network obtained using the developed methodology

Полученная в результате синтеза квазидвухполосовая согласующая цепь при помощи разработанной методики формирует более избирательную частотную характеристику передачи мощности в сравнении с известным результатом, представленным Девятковым<sup>2</sup>. Для определения численной оценки преимуществ разработанного математического аппарата произведено сравнение уровня внеполосного затухания передаваемой мощности в поддиапазонах  $[0 - 0,646]$ ,  $[0,775 - 1,292]$ ,  $[1,55 - \infty]$  по интегральному критерию. В рассматриваемых частотных поддиапазонах интегральная ошибка должна стремиться к нулю. Ниже представлена величина интегральной ошибки для каждой функции передачи мощности в соответствующих частотных поддиапазонах.

$$\int_0^{0,646} |Kp_2(f)|df = 0,083, \int_0^{0,646} |Kp_3(f)|df = 0,05, \int_{0,775}^{1,292} |Kp_2(f)|df = 0,414, \int_{0,775}^{1,292} |Kp_3(f)|df = 0,393,$$

$$\int_{1,55}^{\infty} |Kp_2(f)|df = 0,22, \int_{1,55}^{\infty} |Kp_3(f)|df = 0,135.$$

В результате выигрыш во внеполосном затухании по интегральной ошибке, в сравнении с известным результатом Девяткова<sup>2</sup>, составляет в процентном соотношении 39,876, 4,933, 38,735 % для каждого рассматриваемого частотного поддиапазона.

## Заклучение

Представленная в статье модификация частотного преобразования позволяет производить формирование квазидвухполосовых частотных характеристик из известных аппроксимирующих функций произвольного порядка, используемых в задачах синтеза частотно-избирательных и согласующих цепей. Разработка методики синтеза квазидвухполосовых СУ на основе обобщенного метода Дарлингтона [4] является новым и важным результатом расширения потенциала аналитических подходов к решению сложных схемотехнических задач. Важным прикладным результатом методики является возможность независимой регулировки полос пропускания поддиапазонов.

## Список литературы

1. Yildiz S., Aksen A., Kurvinen J., Lehtovuori A., Mai J., Wang C., Viikari V. Metal-covered Handset with LTE MIMO, Wi-Fi MIMO, and GPS Antennas. *Progress in Electromagnetics Research C*. 2018;80:89-101.
2. Чавка Г.Г. Многополосовое преобразование частоты. *Известия высших учебных заведений СССР. Радиоэлектроника*. 1968;12:1315-1318.
3. Маттей Г.Л. Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтра нижних частот Чебышева. *ТИИЭР*. 1964;52(8):1003-1028.
4. Филиппович Г. А. *Широкополосное согласование сопротивлений*. Минск: ВА РБ; 2004.

## References

1. Yildiz S., Aksen A., Kurvinen J., Lehtovuori A., Mai J., Wang C., Viikari V. Metal-covered Handset with LTE MIMO, Wi-Fi MIMO, and GPS Antennas. *Progress in Electromagnetics Research C*. 2018;80:89-101.
2. Chavka G.G. [Multiband frequency conversion]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*. 1968;12:1315-1318. (In Russ.)
3. Mattei G.L. [Tables for calculating the transformers-resistances as filter of the lower frequencies by Chebyshev]. *TIIEER*. 1964;52(8):1003-1028.
4. Filippovich, G. A. [Broadband impedance matching]. Minsk: VA RB; 2004. (In Russ.)

## Вклад авторов

Янцевич М.А. определил способ формирования квазидвухполосовых частотных характеристик с регулируемыми частотными поддиапазонами, а также разработал методику синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств на основе обобщенного метода Дарлингтона.

Филиппович Г.А. принимал участие в интерпретации полученных результатов.

## Authors contribution

Yantsevich M.A. determined the method of forming quasi-two-band frequency characteristics with adjustable frequency subbands, and also developed the technique for synthesizing quasi-two-band frequency matching devices based on the generalized Darlington method.

Filippovich H.A. participated in the interpretation of their results.

## Сведения об авторах

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

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

## Information about the authors

Yantsevich M.A., post-graduate student of the Department of automation, radar and transmitting devices of Military Academy of the Republic of Belarus.

Filipovich G.A., PhD, associate Professor, Professor of the Department of automation, radar and transmitting and receiving devices of Military Academy of the Republic of Belarus.

**Адрес для корреспонденции**

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, 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, Nezavisimosty ave., 220,  
Military Academy of the Republic of Belarus  
tel. +375-29-850-31-71;  
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
Yantsevich Mikhail Aleksandrovich