



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372.5

СОГЛАСОВАНИЕ ПАТЧ-АНТЕННЫ С КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ДЛЯ ГЕОЛОКАЦИИ

М. А. ЯНЦЕВИЧ, Г. А. ФИЛИППОВИЧ

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

Поступила в редакцию 12.09.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Аннотация. В статье представлены результаты исследования возможностей расширения рабочей полосы частот патч-антенны за счет широкополосного согласования. В качестве системного подхода предлагается обобщенный метод Дарлингтона с использованием гибких аппроксимирующих функций, обладающих повышенными вариативными свойствами. Эти свойства необходимы для разрешимости системы ограничений на пределы согласования. Результаты синтеза по обобщенному методу Дарлингтона с применением гибких аппроксимаций обеспечивают полосу согласования 10 %, однако имеют повышенную чувствительность номиналов сосредоточенных элементов. Также представлена методика синтеза в распределенном элементном базисе. В синтезе согласующей цепи на распределенных элементах использовано преобразование Ричардса для однородных микрополосковых линий. Представлено сравнение теоретических и экспериментальных результатов согласования антенны. Синтез на распределенных элементах обеспечил полосу 17 % при минимальном количестве согласующих элементов. Методика синтеза в распределенном элементном базисе может использоваться для согласования широкого класса вибраторных и щелевых антенн, размеры которых кратны четверти длины волны.

Ключевые слова: антенна, широкополосное согласование, аппроксимация, распределенные элементы, методика, длина волны, модель, сопротивление, параметры, микрополосковая линия.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Янцевич, М. А. Согласование патч-антенны с кросс-поляризацией для геолокации / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 59–66. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66>.

BROADBAND MATCHING OF PATCH-ANTENNA FOR GEOLOCATION

MIKHAIL A. YANTSEVICH, HENADZY A. FILIPOVICH

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

Submitted 12.09.2022

Abstract. The article presents the study results of the possibilities of expanding the working frequency band of a patch antenna, due to the broadband matching. As a systematic approach, a generalized Darlington method is proposed using flexible approximating functions with increased variable properties. These properties are necessary for the solvability of the system of restrictions on the agreement limits. The results of synthesis by the generalized Darlington method using flexible approximations provide a matching band of 10 %, but have an increased sensitivity of the values of concentrated elements. A synthesis technique in a distributed element basis is also presented. In the synthesis of a matching chain on distributed elements, the Richards transform for homogeneous microstrip lines is used. A comparison of theoretical and experimental results of antenna matching is presented. Synthesis on distributed elements provided a 17 % band with a minimum number of matching elements. The synthesis technique in the distributed element basis can be used to match a wide class of vibrator and slot antennas, the dimensions of which are multiples of a wavelength quarter.

Keywords: antenna, broadband matching, approximation, distributed elements, technique, wavelength, model, resistance, parameters, microstrip line.

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

For citation. Yantsevich M. A., Filipovich G. A. (2022) Broadband Matching of Patch-Antenna for Geolocation. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 59–66. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66> (in Russian).

Введение

Антенны для геолокации с использованием беспилотных летательных аппаратов должны обладать изотропной диаграммой направленности (ДН) в азимутальной плоскости, быть низкопрофильными и иметь довольно широкую рабочую полосу частот. Также антенна должна иметь минимально возможные габариты при обеспечении электрических характеристик, предъявляемых к ней. Дополнительным условием является необходимость работы антенны в двух ортогональных плоскостях ДН.

Приемлемым вариантом можно считать патч-антенну, основные достоинства которой – дешевизна и простота в изготовлении. Однако один из проблемных вопросов – согласование патч-антенны, которая, по существу, является резонансной. Ряд публикаций носят преимущественно частный характер и отмечают типичные значения полосы согласования 5–7 %, что не всегда оказывается достаточным, когда необходимо использовать спектр сигналов до сотен МГц. Поэтому интерес для инженеров может представлять исследование, направленное на использование более основательных системных методов широкополосного согласования.

Моделирование патч-антенны

Антенна представляет собой квадратный лепесток на одностороннем фольгированном стеклотекстолите FR4 (рис. 1), подвешенный на диэлектрических вставках над квадратной пластиной (земля). Диэлектрический слой лепестка обращен в сторону земляной пластины.

Антенна, по существу, – полуволновый щелевой резонатор. И по этой причине она является узкополосной. Согласование такой антенны чаще производится за счет выбора точки подключения [1]. Поэтому интерес представляет исследование, направленное на оценку возможностей согласования при использовании системного аналитического подхода, в основе которого лежит обобщенный метод синтеза по Дарлингтону [2]. Возможности аналитических методов существенно зависят от способа представления модели входного сопротивления согласуемой нагрузки.

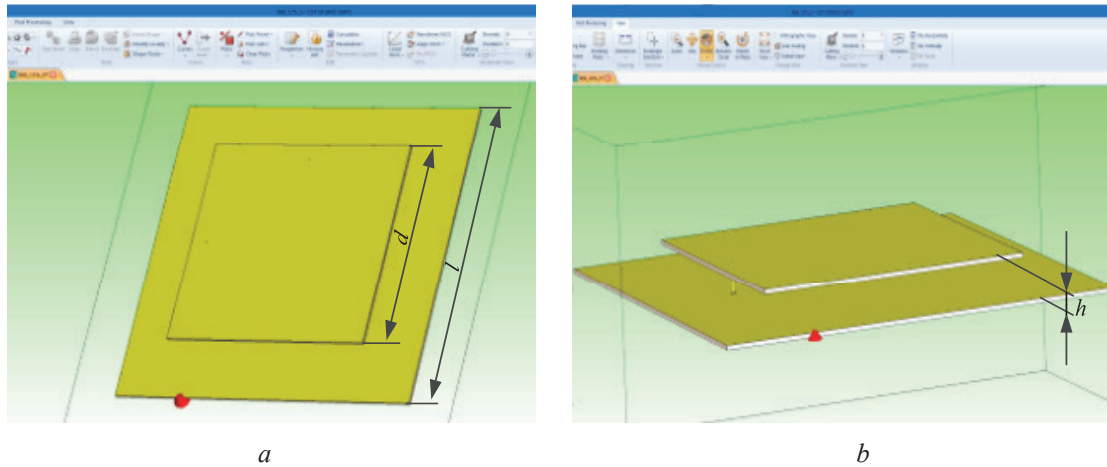


Рис. 1. Конструкция антенны (в среде CST STUDIO): *a* – вид сверху; *b* – вид сбоку
Fig. 1. Antenna design (in the modeling environment CST STUDIO): *a* – top view; *b* – side view

Для данной антенны хорошей и физически прозрачной моделью является входное сопротивление полуволновой линии, образованной лепестком антенны и земляной пластиной и нагруженной на сопротивление излучения антенны.

Функция входного сопротивления линии имеет вид

$$Z(f) = \frac{R + \rho j \tan(2\pi f \tau)}{1 + \frac{R}{\rho} j \tan(2\pi f \tau)}, \quad (1)$$

где R – сопротивление излучения антенны; ρ – волновое сопротивление линии; τ – постоянная времени (время задержки) микрополосковой линии.

Частотные зависимости действительной и мнимой частей входного сопротивления антенны представлены на рис. 2. Такие зависимости хорошо аппроксимируются RLL_1C -цепью [3], функция сопротивления с параметрами $R = 150$ Ом, $C = 12$ пФ, $L = 2,8$ нГн, $L_1 = 4$ нГн для которой определяется выражением:

$$Z(s) = \frac{LCL_1Rs^3 + LL_1s^2 + R(L + L_1)s}{LCRs^2 + Ls + R}.$$

Параметры сопротивления антенны определены по результатам ее моделирования в среде CST и уточнены по данным измерения изготовленного образца. Нормированные относительно несущей частоты (869 МГц) полосы пропускания (15 %) и сопротивления (50 Ом) параметры имеют значения: $R = 3$ Ом; $C = 0,491$ Ф; $L = 0,0458$ Гн; $L_1 = 0,065$ Гн.

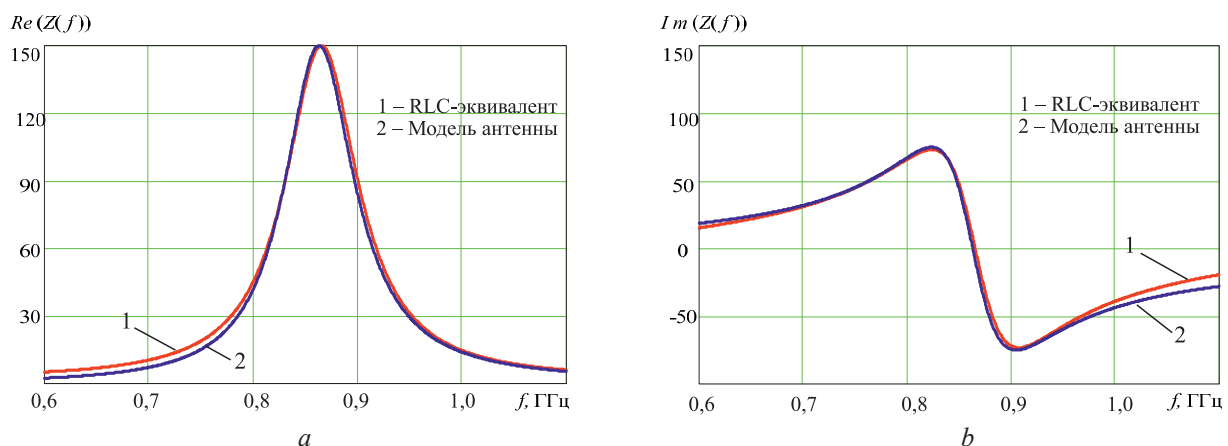


Рис. 2. Частотные зависимости сопротивления эквивалента и модели антенны:
a – действительная часть; *b* – мнимая часть

Fig. 2. Frequency dependences resistance of the equivalent and model antenna: *a* – real part; *b* – imaginary part

Согласование патч-антенны в сосредоточенном элементном базисе

Представленная модель нагрузки позволяет использовать классические аппроксимации частотной характеристики цепи согласования, однако диапазон параметров модели не обеспечивает согласование антенны в заданном диапазоне. Поэтому в исследовании использовали гибкие аппроксимирующие функции (АФ), хорошо зарекомендовавшие себя в ряде задач широкополосного согласования [4, 5]. Один из вариантов низкочастотного прототипа для такой функции имеет вид

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

где $K \in (0; 1]$ – коэффициент уровня передачи мощности; $\varepsilon \in (0; 1]$ – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской аппроксимирующей функции); v_i – варьируемый параметр.

Для формирования согласующим устройством полосовой частотной характеристики к выражению (2) необходимо применить известное реактансное частотное преобразование

$$\omega \rightarrow \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{B\omega},$$

где $\omega_0 = \sqrt{\omega_{гр1} \omega_{гр2}}$ – центральная частота; $\omega_{гр1}, \omega_{гр2}$ – граничная частота; $B = \omega_{гр2} - \omega_{гр1}$ – полоса пропускания частотной характеристики.

Последующие действия производятся после аналитического продолжения АФ (1) на плоскость комплексной частоты. Далее формируется и решается система уравнений, задающих форму частотной характеристики, обеспечивающих условия физической реализуемости и ограничения, накладываемые нагрузкой [4, 5].

Синтезированная схема широкополосного согласующего устройства для сопротивления источника сигналов вместе с эквивалентом нагрузки представлена на рис. 3. Численные значения элементов на рис. 3: $k = 0,175$; $C_1 = 0,1023$ пФ; $C_2 = 0,021$ пФ; $L_1 = 317,58$ нГн; $L_2 = 16030$ нГн.

На рис. 4 представлены частотные характеристики коэффициента стоячей волны (КСВ).

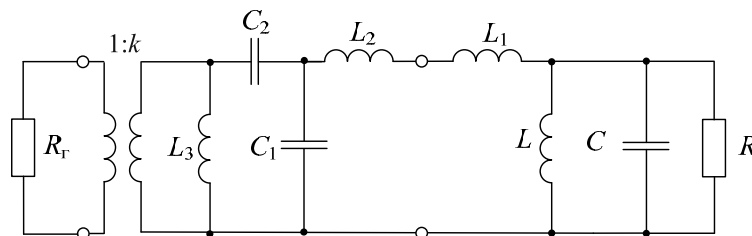


Рис. 3. Принципиальная схема широкополосного согласующего устройства с нагрузкой
Fig. 3. Circuit diagram of the wideband schematic of the matching device with load

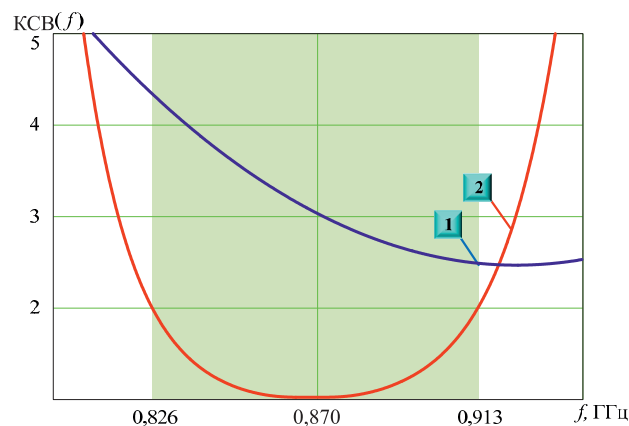


Рис. 4. Частотная характеристика коэффициента стоячей волны: 1 – нагрузки; 2 – согласованной нагрузки
Fig. 4. SWR frequency response: 1 – load; 2 – matched load

Полученный результат синтеза хорошо иллюстрирует возможности гибких аппроксимаций, но вызывает проблемы реализации на сосредоточенных элементах ввиду редкой сетки стандартов для реактивных элементов. Однако при разработке устройства как интегральной схемы, когда элементы «выращиваются» на подложке печатной платы, полученные результаты могут оказаться полезными. Тем не менее для полноты исследования важно оценить возможности для реализации результатов согласования на распределенных элементах, для которых проблемы точности воспроизведения геометрических размеров проводников практически нет.

Методика согласования в распределенном элементном базисе

Распределенная модель антенны, описываемая выражением (1), представляет собой отрезок микрополосковой линии передачи с электрической длиной, близкой к половине длины волны. Для решения задачи согласования использовали точный метод синтеза, аналогичный методу синтеза электрических фильтров на однородных (commensurate) микрополосковых линиях, в основе которого лежит частотное преобразование Ричардса [6]. Формально эта операция означает замену частотной переменной $p = \pm j \tan(\theta)$. Особенность синтеза фильтров на однородных линиях состоит в том, что каждый отрезок линии (единичный элемент) имеет фиксированную длину $l = \lambda/4$. Это обстоятельство влечет за собой необходимость использования модели антенны с такой же электрической длиной. Физическую модель антенны (1) можно представить каскадным соединением четвертьволновых отрезков с одинаковым волновым сопротивлением. Функция входного сопротивления такой антенны будет определяться выражением

$$Z_{\text{н}}(p) = \rho \frac{Rp^2 + 2\rho p + R}{\rho p^2 + 2Rp + \rho}. \quad (3)$$

Для функции сопротивления (3) числитель четной части запишется в виде

$$N(-p^2) = \rho^2 R (p^2 - 1)^2,$$

из которого следует, что сопротивление антенны имеет нуль передачи на вещественной оси $p = \pm 1$, а модель сопротивления антенны может использоваться для синтеза однородных согласующих цепей без снижения точности расчетов.

В качестве базовой АФ выберем функцию (2). Учитывая, что порядок функции (3) равен 2, порядок аппроксимирующей функции должен быть не менее 4. Функция передачи (3) после частотного преобразования [6], обеспечивающего в АФ нули передачи единичных элементов $p = \pm 1$, принимает вид

$$K(-p^2) = \frac{K}{1 + \frac{\varepsilon^2 \left[\frac{v_1 p^2}{1-p^2} + \frac{v_2 p^4}{(1-p^2)^2} - \frac{v_3 p^6}{(1-p^2)^3} + \frac{v_4 p^8}{(1-p^2)^4} \right]}{-\frac{v_1 p'^2}{1-p'^2} + \frac{v_2 p'^4}{(1-p'^2)^2} - \frac{v_3 p'^6}{(1-p'^2)^3} + \frac{v_4 p'^8}{(1-p'^2)^4}}, \quad (4)$$

где $p' = j \tan(2\pi\tau f_{\text{н,в}})$; $\tau = 0,286$; $f_{\text{н,в}}$ – нижняя или верхняя граничная частота, выбрана с запасом, $f_{\text{в}} = 1$.

Функция передачи (4) характеризует свойства каскадного соединения четырех единичных элементов и содержит только нули передачи на вещественной оси, которые присутствуют и в сопротивлении нагрузки (3). Из этого следует, что вариант z-параметров A , т. е. такой же, как и для реализации сосредоточенными элементами. Как и для каждой распределенной структуры, функция (4) является периодической, и для нее рабочая частота определяется электрической длиной единичного элемента в соответствии с выражением $l = c/4\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} f_c$.

Методика синтеза содержит все этапы, описанные выше для сосредоточенной реализации, однако имеет свои особенности. В соответствии с положениями обобщенного метода синтеза по Дарлингтону для каждого нуля передачи нагрузки (их кратность 2) все полиномы z-параметров обращаются в нуль.

Поэтому с учетом кратности нуля передачи нагрузки система ограничений имеет следующий вид:

$$\begin{cases} P(p)|_{p=1} = 0; \\ \frac{dP(p)}{dp}|_{p=1} = 0, \end{cases} \quad (5)$$

где $P(p) = ((a_1 + b_1)p + (a_3 + b_3)p^3)\rho(p^2 + 1) - ((a_0 + b_0) + (a_2 + b_2)p^2 + (a_4 + b_4)p^4)2Rp$ – полином знаменателя z -параметров.

Система ограничений в пространстве Ричардса также имеет свои особенности, обусловленные характером нулей передачи. В распределенном синтезе нули передачи не должны содержаться в z -параметрах, поэтому в процессе синтеза они сокращаются в полиномах всех z -параметров. Здесь же других нулей передачи, кроме $p = \pm 1$, нет, и аналога в синтезе с сосредоточенными параметрами для этого нуля тоже нет. Выполнение условий (5) приводит к понижению порядка z -параметров на общий множитель $(p^2 - 1)^2$.

Результаты получены при значении коэффициентов функции аппроксимации (4): $K = 0,737$; $\varepsilon = 0,763$; $v_1 = 37,344$; $v_2 = -812,62$; $v_3 = 1521$; $v_4 = -745,299$. Волновые сопротивления согласующих отрезков $\rho_1 = 105$ Ом, $\rho_2 = 135$ Ом. Опытный образец антенны представлен на рис. 5. Питание лепестка осуществляется через изолированные отверстия (штыри), а штырей – через микрополосковые согласующие устройства на обратной стороне земляной пластины.

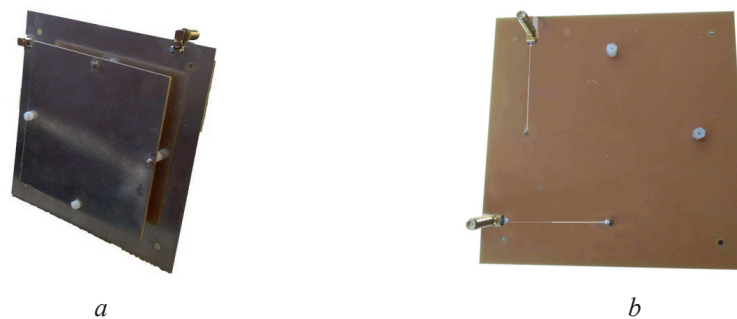


Рис. 5. Конструкция антенны: a – вид сбоку; b – вид сзади
Fig. 5. Antenna design: a – side view; b – back view

Соединения с антенной – через разъемы SMA. Полоса согласования по уровню КСВ = 2 составляет 17 %, что является хорошим результатом и обеспечивает прием и передачу сигналов в полосе 150 МГц. Результат эксперимента хорошо согласуется с результатом синтеза, что видно из сопоставления характеристик на рис. 6.

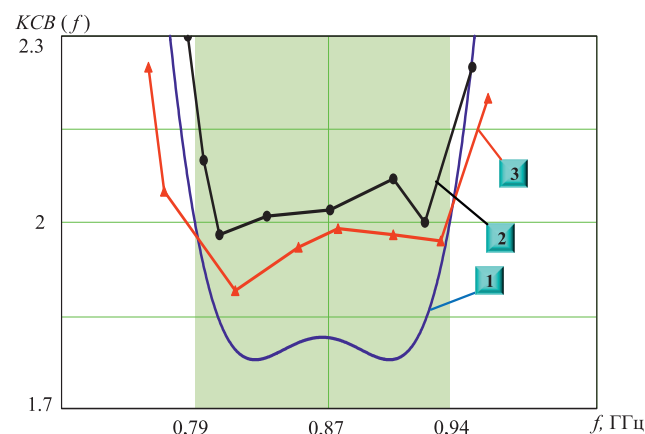


Рис. 6. Частотная характеристика коэффициента стоячей волны согласованной антенны:
1 – теоретический результат; 2 – промоделировано в среде CST; 3 – эксперимент
Fig. 6. SWR frequency response: 1 – synthesis; 2 – CST model; 3 – experiment

Результаты синтеза отражают потенциальные возможности пределов согласования, которые предоставляет гибкая аппроксимирующая функция (4). Возможно, появятся другие гибкие аппроксимации, позволяющие улучшать результаты.

Заключение

1. Результаты исследования возможностей широкополосного согласования резонансной антенны подтверждают правомерность использования системного метода, основанного на применении обобщенного метода Дарлингтона.

2. Разработанная методика в виде законченной программы в среде Mathcad может использоваться в инженерной практике. Применение гибких аппроксимирующих функций значительно расширяет возможности широкополосного согласования как в сосредоточенном, так и в распределенном элементных базисах.

3. Методика синтеза в распределенном элементном базисе может использоваться для согласования широкого класса вибраторных и щелевых антенн, размеры которых кратны четверти длины волны.

Список литературы

1. Sharma, S. Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna / S. Sharma, C. C. Tripathi, R. Rishi // *Indian Journal of Science and Technology*. 2017. Vol. 10, No 28. P. 1–16. DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642.
2. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2004.
3. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas / A. Ghorbani [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2006. Vol. 54, No 4. P. 1328–1331. DOI: 10.1109/TAP.2006.872641.
4. Филиппович, Г. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования / Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 2022. Т. 25, № 2. С. 6–15. DOI: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15.
5. Янцевич, М. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // *Известия Гомельского государственного университета имени Ф. Скорины*. 2021. Вып. 129. С. 154–158.
6. Yarman, B. S. Design of Ultra Wideband Power Transfer Network / B. S. Yarman. N.-Y.: John Wiley & Sons, Ltd., 2010.

References

1. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. (2017) Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna. *Indian Journal of Science and Technology*. 10 (28), 1–16. DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642.
2. Filippovich G. A. (2004) *Broadband Impedance Matching*. Minsk: Military Academy of the Republic of Belarus Publ. (in Russian).
3. Ghorbani A., Raed A. Abd-Alhameed, Neil J. McEwan, Zhou. D. (2006) An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 54 (4), 1328–1331. DOI: 10.1109/TAP.2006.872641.
4. Filippovich G. A., Yantsevich M. A. (2022) Flexible Approximation Functions for Broadband Matching. *Izvestiia Vuzov Rossii. Radioelektronika = Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 25 (2), 6–15. DOI: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15 (in Russian).
5. Yantsevich M. A., Filippovich G. A. (2021) Technique for the Synthesis of Broadband Matching Devices Using Bounded-Flat Approximating Functions. *Izvestiia Gomel'skogo Gosudarstvennogo Universiteta imeni F. Skoriny = Proceedings of Francisk Scorina Gomel State University*. 129, 154–158 (in Russian).
6. Yarman B. S. (2010) *Design of Ultra Wideband Power Transfer Network*. N.-Y., John Wiley & Sons, Ltd. Publ.

Вклад авторов

Авторы внесли равный вклад в написание статьи.

Authors' contribution

Authors made an equal contribution to the writing of the article.

Сведения об авторах

Янцевич М. А., старший инженер кафедры автоматизации, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

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

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, просп. Независимости, 220
Военная академия Республики Беларусь
Тел. +375 29 850-31-71
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru
Янцевич Михаил Александрович

Information about the authors

Yantsevich M. A., Senior Engineer at the Department of Automation, Radar and Transceivers of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Filipovich G. A., Cand. of Sci., Assistant Professor, Professor at the Department of Automation, Radar and Transceivers of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Independence Ave., 220
Military Academy of the Republic of Belarus
Tel. +375 29 850-31-71
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru
Yantsevich Mikhail Aleksandrovich