

УДК 621.372.51

## Согласование патч-антенны для геолокации

М.А. ЯНЦЕВИЧ

В работе представлены этапы проектирования антенны, используемой для решения задач геолокации. Ключевым вопросом при этом является расширение рабочей полосы частот антенны за счет согласования её сопротивления. Представлена методика синтеза микрополосковых согласующих отрезков, основанная на обобщенном методе Дарлингтона. Отличительной особенностью методики является представление сопротивления нагрузки в виде каскадно-соединенных отрезков одинаковой длины и применение частотного преобразования Ричардса к аппроксимирующим функциям с расширенным вариативным потенциалом. На основе результатов синтеза проведено моделирование и натурный эксперимент. Также рассмотрен вариант оптимизации параметров согласующего устройства. Представлен опытный образец антенны, удовлетворяющий заявленным требованиям.

**Ключевые слова:** патч-антенна, аппроксимация, моделирование, методика согласования.

The paper presents the stages of designing an antenna used to solve geolocation problems. The key issue in this case is the expansion of the working frequency band of the antenna by matching its resistance. The method of synthesis of microstrip matching segments based on the Generalized Darlington method is presented. A distinctive feature of the technique is the representation of load resistance in the form of cascaded-connected segments of the same length and the application of the Richards frequency transform to approximating functions with an extended variable potential. Based on the synthesis results, modeling and a full-scale experiment were carried out. The option of optimizing the parameters of the matching device is also considered. A prototype antenna that meets the stated requirements is presented.

**Keywords:** patch-antenna, approximation, modeling, matching technique.

**Введение.** Строительство аэродромов, дорог, зданий и других сооружений, прокладка трубопроводов, определение глубины водоёмов, поиск полезных ископаемых, как правило, не обходятся без решения задачи георадарки в частности с использованием беспилотных летательных аппаратов. Используемые для этих целей георадары должны удовлетворять определенным техническим требованиям, большинство которых зависят от антенной системы. Антенна для геолокации с использованием беспилотных летательных аппаратов должна быть низкопрофильной, работать в двух ортогональных плоскостях диаграммы направленности, обладать довольно широкой рабочей полосой частот и иметь минимально возможные габариты при обеспечении электрических характеристик, предъявляемых к ней.

К наиболее простому варианту антенны, удовлетворяющей перечисленные требования, можно отнести патч-антенну. Однако авторы существующих публикаций отмечают типичные значения полосы согласования 5...7 %, что не всегда оказывается достаточным. Ниже представлен возможный вариант расширения рабочей полосы частот за счёт согласования патч-антенны микрополосковыми отрезками.

**Моделирование патч-антенны.** На рисунке 1 представлена предлагаемая конструкция патч-антенны, рассчитанная на рабочую частоту 1,2 ГГц. Используемый материал – пластины фольгированного стеклотекстолита FR4 (диэлектрическая проницаемость материала –  $\epsilon = 4,4$ ).

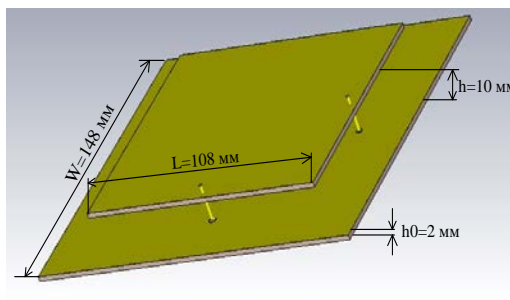


Рисунок 1 – Конструкция антенны (в среде CST STUDIO)

Две симметричные точки подключения и квадратный верхний лепесток обеспечивают два одинаковых канала для передачи и приёма сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризацией. Основные параметры смоделированной антенны представлены на рисунке 2. Обращает на себя внимание смещение от резонансной частоты влево реальной и мнимой частей сопротивления (рисунке 2а). Это смещение может быть обусловлено выбором места подключения точки питания [1].

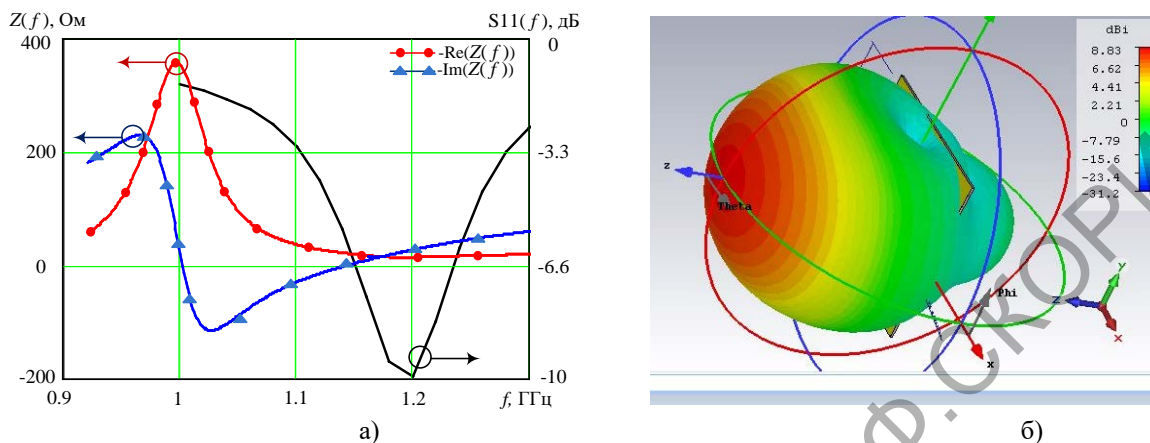


Рисунок 2 – а – частотные характеристики; б – диаграмма направленности на частоте 1,2 ГГц

Ширина полосы пропускания по уровню КСВ = 2 равна 27 МГц (2,2 %). Расширение рабочей полосы частот такой антенны чаще производится за счет выбора точки подключения [2]. Поэтому интерес представляет исследование, направленное на оценку возможностей согласования при использовании системного аналитического подхода, в основе которого лежит обобщенный метод синтеза по Дарлингтону [3].

**Методика широкополосного согласования.** Представленная в работах [4], [5] методика согласования на основе обобщенного метода Дарлингтона с использованием гибких аппроксимирующих функций позволяет производить синтез сосредоточенных согласующих элементов. Для решения задачи согласования в распределенном элементном базисе необходимо воспользоваться теорией синтеза фильтров на однородных микрополосковых линиях, в основе которого лежит частотное преобразование Ричардса [6], [7]. Особенность синтеза фильтров на однородных линиях состоит в том, что каждый отрезок линии (единичный элемент) имеет фиксированную длину, а их каскадное соединение обеспечивает нули передачи только на вещественной оси частот. Последние должны содержаться как в нагрузке (сопротивление антенны), так и в аппроксимирующей функции (АФ) передачи мощности согласующего устройства, подключенного к нагрузке.

Возможности аналитических методов существенно зависят от способа представления модели входного сопротивления согласуемой нагрузки. Для рассматриваемой антенны модель входного сопротивления можно аппроксимировать функцией (1), характеризующей 2 каскадно-соединённых отрезка с электрической длиной  $\lambda/2$  и волновыми сопротивлениями 150 Ом, 56 Ом, нагруженных на активное сопротивление 30 Ом.

$$Z_n(f) = \frac{m_{1n} + n_{1n}}{m_{2n} + n_{2n}}, \quad (1)$$

где  $m_{1n} = 252000 + 94080p^2$ ,  $m_{2n} = 8400 + 22500p^2$ ,  $n_{1n} = 1730400p$ ,  $n_{2n} = 6180p$ ,  $p = j \tan(2\pi f \tau)$  ( $\tau = 0,4167$  – постоянная времени (время задержки) микрополосковой линии).

В (1) содержатся только нули передачи на вещественной оси частот, что видно из выражения  $N_n(-p^2) = m_{1n}m_{2n} - n_{1n}n_{2n} = 2116800000(p^2 - 1)^2$ .

На рисунке 1 представлено сопоставление реальной и мнимой частей функции входного сопротивления модели патч-антенны полученной в среде CST и функции (1).

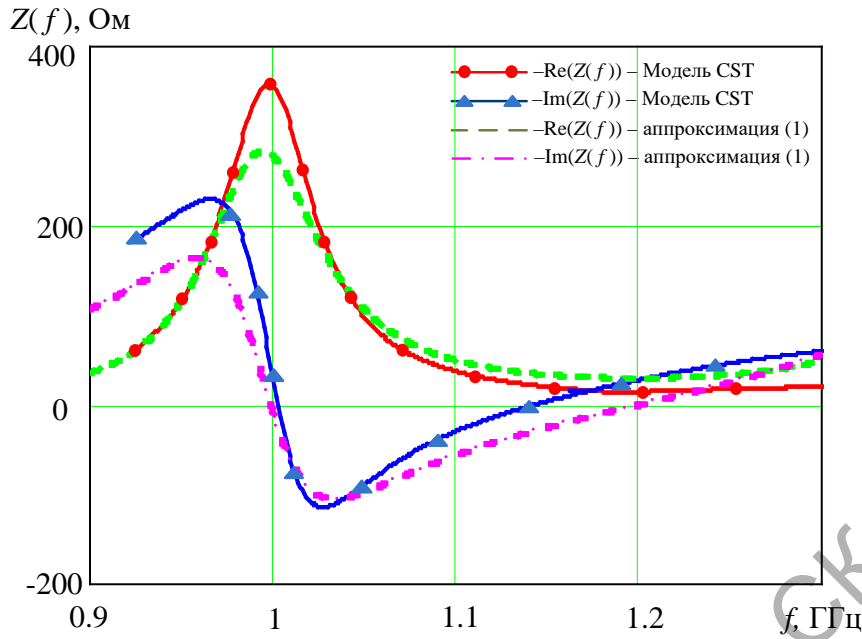


Рисунок 3 – Сопоставление сопротивлений модели CST и аппроксимацией (1)

В качестве АФ выбрана функция с расширенным вариативным потенциалом, представленная в [4], [5]. Параметрическое преимущество этой функции в сравнении с классическими аппроксимациями способствует как расширению диапазона согласуемых нагрузок, так и увеличению полосы согласования. Учитывая, что порядок выражения (1) равен 2, порядок АФ должен быть не менее 3, что означает наличие минимум одного согласующего элемента. АФ после частотного преобразования [7], обеспечивающего нули передачи единичных элементов  $p = \pm 1$ , принимает вид

$$K(-p^2) = \frac{K}{1 + \frac{\varepsilon^2 \left[ -\frac{v_1 p^2}{1-p^2} + \frac{v_2 p^4}{(1-p^2)^2} - \frac{v_3 p^6}{(1-p^2)^3} \right]}{-\alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3}}, \quad (2)$$

где  $K$  – коэффициент уровня передачи мощности,  $\varepsilon$  – коэффициент регулировки полосы согласования;  $v_{1,2,3}$  – варьируемые параметры,  $\alpha_1 = \frac{v_1 p'^2}{1-p'^2}$ ,  $\alpha_2 = \frac{v_2 p'^4}{(1-p'^2)^2}$ ,  $\alpha_3 = \frac{v_3 p'^6}{(1-p'^2)^3}$ ,

$p' = j \tan(2\pi f_{н,в})$  ( $f_{н,в}$  – нижняя или верхняя граничная частота (исходя из ширины полосы 15% –  $f_n = 1,11$ ,  $f_v = 1,29$ )).

Далее формируется система уравнений (3), связывающих параметры функции (2) с параметрами функции коэффициента отражения (4).

$$K_p(-p^2) = 1 - \rho(p)\rho(-p), \quad (3)$$

$$\rho(p) = \frac{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}. \quad (4)$$

В результате система уравнений, сформированная согласно (3) совместно с условиями для полинома Гурвица, выглядит следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} (1-K)(\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \alpha_3 v_3) = b_0^2; \\ \alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \alpha_3 v_3 = a_0^2; \\ \varepsilon^2 v_1 + 3(1-K)(-\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 - \alpha_3 v_3) = 2b_0 b_2 - b_1^2; \\ \varepsilon^2 v_1 + 3(-\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 - \alpha_3 v_3) = 2a_0 a_2 - a_1^2; \\ -\varepsilon^2 (v_2 + 2v_1) + 3(1-K)(\alpha_1 v_1 - \alpha_2 v_2 + \alpha_3 v_3) = b_2^2 + 2b_1 b_3; \\ -\varepsilon^2 (v_2 + 2v_1) + 3(\alpha_1 v_1 - \alpha_2 v_2 + \alpha_3 v_3) = a_2^2 + 2a_1 a_3; \\ \varepsilon^2 (v_1 + v_2 + v_3) + (1-K)(-\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 - \alpha_3 v_3) = -b_3^2; \\ \varepsilon^2 (v_1 + v_2 + v_3) + (-\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 - \alpha_3 v_3) = -a_3^2; \\ a_0 a_1 a_2 - a_0^2 a_3 \geq 0 \\ a_1 a_2 - a_0 a_3 \geq 0 \\ a_i \geq 0. \end{array} \right. \quad (5)$$

Определив функцию входного сопротивления (6), выбирается необходимый вариант системы z-параметров [3].

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{1 \pm \rho(s)}{1 \mp \rho(s)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}, \quad (6)$$

где  $m_1 = (a_0 - b_0) + (a_2 - b_2)p^2$ ,  $m_2 = (a_0 + b_0) + (a_2 + b_2)p^2$ ,  $n_1 = (a_1 - b_1)p + (a_3 - b_3)p^3$ ,  $n_2 = (a_1 + b_1)p + (a_3 + b_3)p^3$ .

Для рассматриваемой нагрузки потребуется система по варианту А, которая имеет вид [3]:

$$z_{11} = \frac{m_1 m_{2\text{н}} - n_1 n_{2\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}, \quad z_{22} = \frac{m_2 m_{1\text{н}} - n_2 n_{1\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}, \quad z_{12} = \frac{(N(-p^2)N_{\text{н}}(-p^2))^{0.5}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}. \quad (7)$$

Так как в нагрузке (1) и АФ (2) содержатся только нули передачи  $p = \pm 1$ , то и в z-параметрах никаких других нулей быть не может. 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:

$$\left\{ \begin{array}{l} P(p)_{|p=1} = 0, \\ \frac{dP(p)}{dp} \Big|_{p=1} = 0, \end{array} \right. \quad (8)$$

где  $P(p) = (a_1 + b_1 + (a_3 + b_3)p^2)(R^2 p^2 + R_1 R)p - R_2 p(R_1 + R)(a_0 + b_0 + (a_2 + b_2)p^2)$  – полином знаменателя z-параметров (7).

Совместное решение уравнений (5), (8) методом Левенберга-Маркварда даёт следующий результат  $K = 0,938$ ,  $\varepsilon = 0,14$ ,  $v_1 = 140,637$ ,  $v_2 = -3942$ ,  $v_3 = 3803$ .

Синтез согласующего устройства, так же как и для сосредоточенных элементов [4], [5] можно произвести по  $Z_{\text{вх}}(s)$ :

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(m_2 + n_1)m_{1\text{н}} - (m_1 + n_2)n_{1\text{н}}}{(m_1 + n_2)m_{2\text{н}} - (m_2 + n_1)n_{2\text{н}}}.$$

Результатом синтеза по функции  $Z_{\text{вх}}$ , является волновое сопротивление согласующего отрезка  $\rho_c = 18$  Ом. Геометрические размеры согласующего элемента с учётом высоты и диэлектрической проницаемости подложки соответственно равны  $l = 64$  мм,  $w = 15,9$  мм. Согласующая линия расположена на обратной стороне земляной пластины (рисунок 4а). На рисунке 4б представлено сопоставления результатов согласования, полученных теоретически, при моделировании и экспериментально.

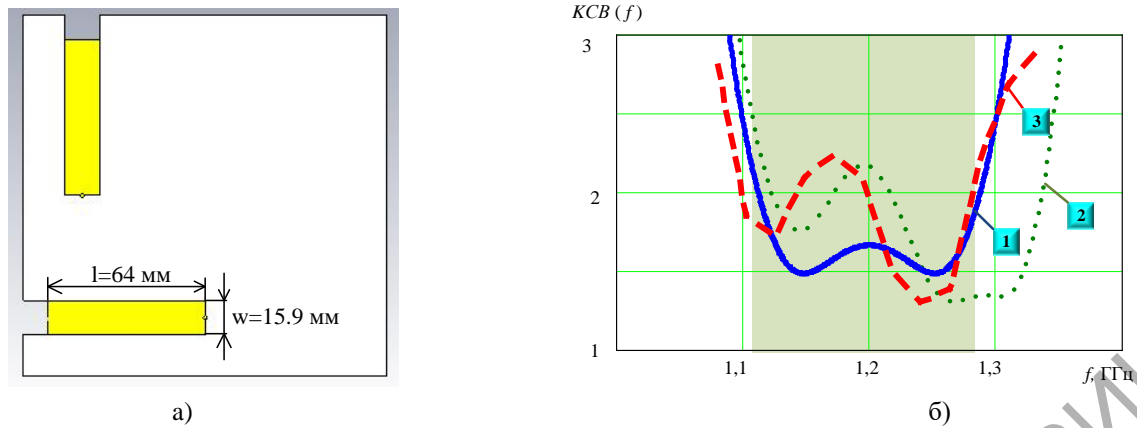


Рисунок 4 – а – расположение и размеры согласующего элемента; б – характеристика КСВ согласованной антенны: 1 – теоретический результат; 2 – промоделировано в среде CST; 3 – эксперимент

Увеличить полосу (при среднем значении КСВ = 2) удалось до 15 % всего одним согласующим элементом. Улучшить результат можно при помощи алгоритмов оптимизации заложенных в среде моделирования CST Studio, используя в качестве начальных приближений результаты синтеза. В качестве подстроечного элемента, как показывает практика, можно использовать дополнительный шлейф [8]. На рисунке 5 представлены геометрические размеры согласующего устройства после оптимизации.

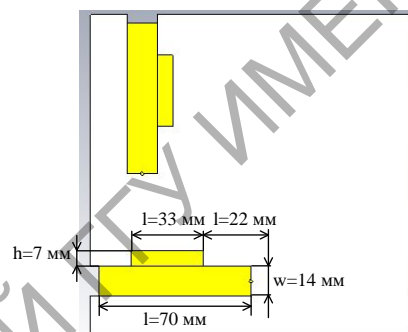


Рисунок 5 – размеры согласующего элемента после оптимизации

Опытный образец антенны представлен на рисунке 6. Полоса согласования по уровню КСВ = 2 составляет 20 % (рисунок 7), что является хорошим результатом и обеспечивает прием и передачу сигналов в полосе 240 МГц.



Рисунок 6 – Конструкция антенны: а – вид сбоку; б – вид сзади

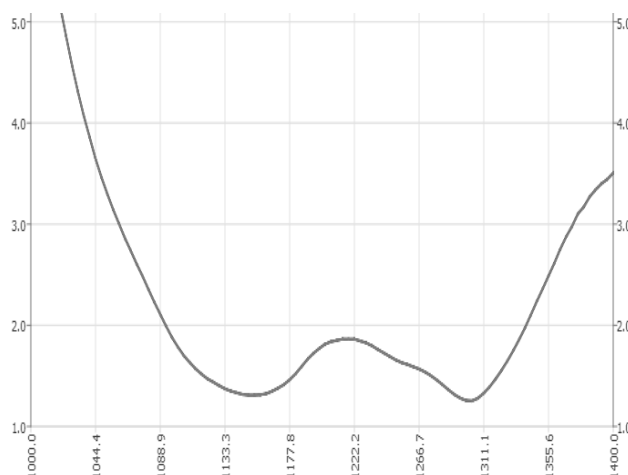


Рисунок 7 – Характеристика КСВ согласованной антенны

**Заключение.** Успешное решение практической задачи основано на использовании фундаментальных положений аналитической теории широкополосного согласования. Показана возможность применения методики синтеза, основанной на обобщенном методе Дарлингтона для согласования в распределенном элементном базисе. Полученные теоретические результаты имеют достаточно высокую степень соответствия с результатами моделирования и эксперимента. Оптимизация параметров на конечном этапе позволила улучшить характеристику КСВ с учётом расширения рабочей полосы до 20 %.

#### Литература

1. Nacsimento, D. C. Probe-fed linearly-polarized electrically equivalent microstrip antennas on FR4 substrates / D. C. Nacsimento, J. C. da S. Lacava // *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. – 2014. – Vol. 13 (1). – P. 55–66.
2. 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 (28). – P. 1–16.
3. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. – Минск : ВАРБ, 2004. – 176 с
4. Янцевич, М. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // *Известия Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины*. – 2021. – № 6 (129). – С. 154–158.
5. Янцевич, М. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования / Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. – 2022. – № 2. – С. 6–15.
6. Richards, P. I. Resistor-trasmission-line circuits / P. I. Richards // *Proc. IRE*. – 1948. – Vol. 36. – P. 217–220.
7. Yarman, S. B. Design of ultra wideband power transfer networks / S. B. Yarman – Istanbul University, 2010. – P. 751.
8. Kusama, Y Compact and broadband microstrip band-stop filters with single rectangular stubs / Y. Kusama, R. Isozaki // *Applied sciences*. – 2019. – Vol. 9 (248). – P. 1–12.