



УДК 621.3.091.22

А. А. Головков, Е. И. Можаяева

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями¹

Установлено ограничение полосы пропускания приемной электрически малоразмерной штыревой антенны, согласуемой с помощью активных цепей, подобное ограничению Боде–Фано для цепей с фостеровскими элементами. Получена зависимость между минимальным значением коэффициента отражения антенны и возможной полосой рабочих частот.

Электрически малоразмерные штыревые антенны, согласование, отрицательные реактивные элементы

В последние годы весьма актуальной проблемой для радиотехники является вопрос миниатюризации антенн, так как остальные элементы радиотракта реализуются сейчас в очень малых габаритах. Одновременное обеспечение малых геометрических размеров антенны и согласование ее в широком диапазоне частот с помощью фостеровских цепей с пассивными элементами затруднительно из-за высокой добротности импеданса антенны и возможно лишь за счет снижения коэффициента усиления [1].

Например, у электрически малоразмерной штыревой антенны (ЭМША) входной импеданс характеризуется высокой реактивной (емкостной) составляющей, которая на несколько порядков превышает резистивную. Эквивалентная схема ЭМША приведена на рис. 1, а. Для низких частот модель входного импеданса ЭМША можно представить в виде последовательного соединения резистора R , включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны L и конденсатора C (рис. 1, б). Связь между элементами схем, представленных на рис. 1, а и б, определяется соотношениями

$$C_a = C; \quad L = \frac{L_a R^2}{R^2 + \omega^2 L_a^2} \approx L_a; \quad (1)$$

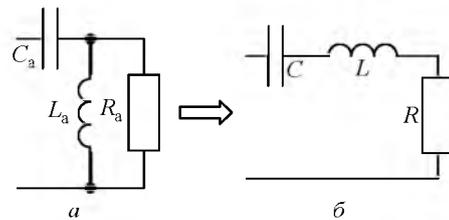


Рис. 1

$$R = \frac{\omega^2 L_a^2 R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} \approx \frac{\omega^2 L_a^2}{R_a}, \quad R_a^2 \gg \omega^2 L_a^2, \quad (2)$$

где ω – круговая рабочая частота.

Для согласования между антенной и входным каскадом приемника необходимо компенсировать реактивную составляющую импеданса, а резистивную составляющую трансформировать до значения, равного вещественной части сопротивления входного каскада приемника или малошумящего усилителя. В последнее время наиболее популярным способом согласования ЭМША становится использование нефостеровских цепей на основе активных элементов, позволяющих сформировать эквивалент отрицательных конденсатора и индуктивности [2], [3]. Например, отрицательный реактивный элемент может быть реализован с помощью конвертора отрицательного импеданса (КОИ) на основе малошумящего операционного усилителя [4].

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Минобрнауки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

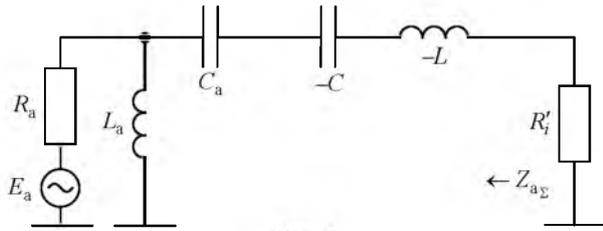


Рис. 2

При каскадном включении ЭМША и КОИ, реализующего отрицательную емкость, можно с достаточной для практики точностью компенсировать емкость антенны C_a [4]. Однако последующая реализация параллельно включенной отрицательной индуктивности приводит к существенному усложнению входной цепи и увеличению уровня шумов [3]. Поэтому на практике обычно согласование ЭМША выполняют реализацией с помощью КОИ последовательного LC -контура с отрицательными элементами (рис. 2), близкими по номиналам к элементам эквивалентной схемы ЭМША (рис. 1, б). На рис. 2 $R'_i = R_i k^2$ – сопротивление входной цепи приемника с трансформатором, имеющим коэффициент трансформации k .

В [5] выполнена оценка предельной полосы согласования ЭМША с помощью КОИ по схеме, представленной на рис. 2, однако для упрощения поиска решения полагалось, что сопротивление $R'_i = R$ и имеет частотную зависимость, определяемую (1), (2). Это условие может быть выполнено, например, включением дополнительной фостеровской цепи, которая и определит ограничение рабочей полосы частот ЭМША [6].

В настоящей статье определено ограничение полосы согласования ЭМША при включении КОИ, реализующего последовательный LC -контур с отрицательными элементами при частотно независимом значении R_i , равном вещественной части сопротивления входного каскада радиоприемника.

Выражение для сопротивления антенны вместе с отрицательными элементами, реализованными с помощью КОИ (рис. 2), можно записать как

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2 L_a^2 R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} + j\omega \frac{R_a^2 L_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} - j\omega L - j \frac{1 - C_a/C}{\omega C_a}. \quad (3)$$

Преобразовав второе слагаемое в (3), используя формулу для разложения дроби в ряд Тейлора при ограничении линейными членами разложения, получим:

$$j\omega \frac{R_a^2 L_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} = j\omega \frac{L_a}{1 - \left(-\frac{\omega^2 L_a^2}{R_a^2} \right)} \approx j\omega L_a \left(1 - \frac{\omega^2 L_a^2}{R_a^2} \right). \quad (4)$$

В [1] приведена связь между номиналами элементов эквивалентной схемы L_a , C_a и R_a (см. рис. 1, а) и резонансной частотой антенны ω_p :

$$\begin{cases} (\omega C_a)^{-2} = (\omega/\omega_p)^2 R_a; \\ \omega^2 L_a C_a = (\omega/\omega_p)^2; \\ \omega^2 L_a / R_a = (\omega/\omega_p)^2 R_a. \end{cases} \quad (5)$$

Подставив (4) и (5) в (3), преобразуем выражение для сопротивления $Z_{a\Sigma}$ к виду

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} R_a + j\omega \left[L_a - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} - L \right] - j \frac{1}{\omega C_a} \left[1 - \frac{C_a}{C} \right].$$

Для упрощения выкладок будем считать, что КОИ полностью компенсирует емкостную составляющую ($C_a = |-C|$), а для индуктивности полная компенсация возможна лишь на одной частоте ω_0 , на которой выполняется равенство

$$L_a - (\omega_0/\omega_p)^2 - L = 0,$$

откуда $L_a - L = (\omega_0/\omega_p)^2$.

Это позволяет получить итоговое выражение для сопротивления антенны $Z_{a\Sigma}$ с учетом наличия нефостеровской согласующей цепи по рис. 2 в виде

$$Z_{a\Sigma} = (\omega_0/\omega_p)^2 R_a + j\omega L_a \left[(\omega_0/\omega_p)^2 - (\omega/\omega_p)^2 \right].$$

Для модуля коэффициента отражения на входе приемника запишем:

$$S_{11}(\omega) = (Z_{a\Sigma} - R'_i) / (Z_{a\Sigma} + R'_i). \quad (6)$$

Найдем ограничение полосы пропускания для ЭМША при согласовании нефостеровскими цепями, подобное ограничению Бодэ–Фано для фостеровских цепей:

$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \int_0^\infty \ln \left| \frac{R'_i + Z_{a\Sigma}}{R'_i - Z_{a\Sigma}} \right| d\omega =$$

$$= \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{\left(R_i' + \frac{\omega^2 R_a}{\omega_p^2} \right)^2 + \left[\omega^2 L_a^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right) \right]^2}{\left(R_i' - \frac{\omega^2 R_a}{\omega_p^2} \right)^2 + \left[\omega^2 L_a^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right) \right]^2} \right| d\omega. \quad (7)$$

Введем частотную переменную $\Omega = \omega/\omega_p$ и относительное входное сопротивление приемника $r = R_i'/R_a$. Тогда $\Omega_0 = \omega_0/\omega_p$; $d\omega = \omega_p d\Omega$ и (7) преобразуется к виду

$$\frac{1}{2} \omega_p \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{(\Omega^2 + r)^2 + \Omega^2 (\Omega_0^2 - \Omega^2)^2}{(\Omega^2 - r)^2 + \Omega^2 (\Omega_0^2 - \Omega^2)^2} \right| d\Omega. \quad (8)$$

Чтобы упростить интегрирование в (8), предположим, что КОИ полностью компенсирует не только емкость антенны, но и индуктивность ($\Omega - \Omega_0 \approx 0$), что, строго говоря, справедливо лишь в достаточно узких относительных рабочих диапазонах. В этом случае (8) существенно упрощается и принимает вид

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \omega_p \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{(\Omega^2 + r)^2}{(\Omega^2 - r)^2} \right| d\Omega = \\ & = \omega_p \left[\int_0^{\infty} \ln (\Omega^2 + r)^2 d\Omega - \int_0^{\infty} \ln (\Omega^2 - r)^2 d\Omega \right]. \quad (9) \end{aligned}$$

Для вычисления несобственных интегралов в (9) воспользуемся [7]. Используя соотношения (2.633)–(2.636) в [7], выполним предельные переходы при подстановке пределов интегрирования в (7):

$$\begin{aligned} & \omega_p \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left[\Omega_1 \ln (\Omega^2 + r) + \pi\sqrt{r} - \Omega_1 \ln |\Omega_1^2 - r| \right] = \\ & = \omega_p \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left\{ \left[\frac{\Omega_1^2 + (\sqrt{r})^2}{\Omega_1^2 - (\sqrt{r})^2} \right]^{\Omega_1} + \pi\sqrt{r} \right\} = \omega_p \pi\sqrt{r}, \\ & \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left[\ln \left(\frac{\Omega_1^2 + r}{\Omega_1^2 - r} \right)^{\Omega_1} \right] = 0. \end{aligned}$$

Окончательно предельное соотношение для ЭМША, согласованной с помощью нефостеровской цепи, реализующей последовательно включенные отрицательные индуктивность и конденсатор, из (9) и предыдущих равенств получим в виде

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \omega_p \pi\sqrt{r}. \quad (10)$$

Предположив, что модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ постоянен в рабочей полосе частот $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$, из (10) получим ограничение для минимально возможного значения $|S_{11}|$:

$$\begin{aligned} \ln |1/S_{11}| &= \omega_p \pi\sqrt{r}/\Delta\omega, \\ |S_{11}| &\geq e^{-\pi\sqrt{r}\omega_p/\Delta\omega}. \quad (11) \end{aligned}$$

Из (11) следует, что подобно ограничениям Боде–Фано для фостеровских цепей, зная параметры ЭМША, можно задаться значением $|S_{11}|$ и найти полосу рабочих частот $\Delta\omega$ антенны, согласованной с помощью нефостеровской цепи, реализующей последовательно включенные конденсатор и индуктивность, или по рабочей полосе частот $\Delta\omega$ определить минимальный коэффициент отражения для данной антенны. Отметим, что собрать всю площадь усиления $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот $\Delta\omega$ антенны для нефостеровской согласующей цепи обычно возможно только при каскадном включении с ней фостеровской цепи согласования.

Соотношение (11) с учетом $R_i' = R_i k^2$ (6) и $r = R_i'/R_a$ позволяет определить и необходимый коэффициент трансформации во входной цепи приемника, чтобы получить минимальное и равномерное значение модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот.

Для примера приведем пример расчета нефостеровского согласующего устройства для ЭМША высотой 1.4 м, диаметром 0.04 м и рабочим диапазоном частот 5...25 МГц. Параметры входного импеданса антенны были измерены экспериментально и составили: $C_a = 59$ пФ, $L_a = 183$ нГн, $R_a = 83$ Ом. На рис. 3 приведена схема компенсации конденсатора C_a и индуктивности L_a последовательным соединением отрицательных конденсатора C и индуктивности L , реализованных с помощью КОИ. На рис. 4 показаны частотные зависимости коэффициента отражения антенны от частоты без КОИ и при его подключении (кривые 1 и 2 соответственно).

Как видно из рис. 4, согласование ЭМША с помощью КОИ позволяет уменьшить значение $|S_{11}|$ от -0.019 до -5 дБ на частоте 10 МГц.

Сопротивление нагрузки $R_i' \approx 1.7$ Ом (рис. 3) необходимо трансформировать до сопротивления

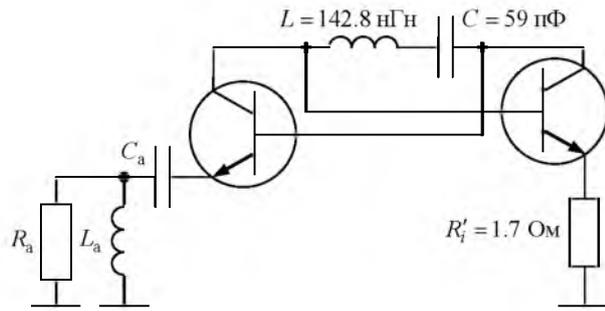


Рис. 3

приемника 50 Ом, что соответствует коэффициенту трансформации во входной цепи $k = 5.4$.

При оценке уровня согласования антенны по соотношению (11) при рабочей полосе частот 5...25 МГц получим предельное значение $|S_{11}| = -8$ дБ. Большее значение $-5 \leq |S_{11}| \leq -3$ дБ (рис. 4) объясняется тем, что не вся площадь усиления согласующей цепи собрана в полосе 5...25 МГц и пренебрежением в (9) неполной компенсацией индуктивного сопротивления антенны в широкой полосе частот отрицательной индуктивностью

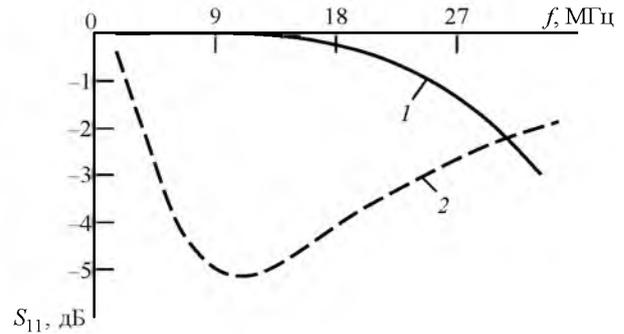


Рис. 4

КОИ. Тем не менее формула (11) полезна разработчикам ЭМША, поскольку позволяет оценить минимально возможное значение $|S_{11}|$, к которому можно приблизиться в идеальном случае.

Использование КОИ позволяет улучшить согласование ЭМША и входного каскада приемника, главным недостатком является сильная чувствительность к номиналам элементов, из которых состоит КОИ, и ограничение применения по диапазону.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Volakis J., Chen C. C., Fujimoto K. Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications. New York: McGraw-Hill, 2012. 428 p.
2. Kaya A., Yuksel E. Y. Investigation of a Compensated Rectangular Microstrip Antenna With Negative Capacitor and Negative Inductor for Bandwidth Enhancement // IEEE Trans. on Ant. & Propag. 2007. Vol. AP-55, № 5. P. 1275–1282.
3. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. & Prop. 2009, Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.
4. Беленко Д. В., Головков А. А., Можяева Е. И. Исследование характеристик конверторов отрицатель-

ной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 57–61.

5. Hujanen A., Holmberg J., Sten J. C.-E. Bandwidth Limitations of Impedance Matched Ideal Dipoles // IEEE Trans. on Ant. & Prop. 2005. Vol. AP-53, № 10. P. 3236–3239.

6. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей: гер. с англ.; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М.: Связь, 1979. 288 с.

7. Грандштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений 4-е изд., перераб. при участии Ю. В. Геронимуса, М. Ю. Цейтлина. М.: Физматгиз, 1962. 1110 с.

A. A. Golovkov, E. I. Mozhaeva

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Bandwidth limitations matching of electrically-small whip antennas with non-foster network

Calculated reception restriction small whip antenna bandwidth electrically small restrictions Bode-Fano for chains with foster elements. The relationship between the minimum value of the reflection coefficient of the antenna and the operating frequency band as possible.

Electrically-small antennas, matching, negative impedance convertor

Статья поступила в редакцию 12 марта 2016 г.