

Беленко Д.В., Головков А.А., Можяева Е.И.
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет «ЛЭТИ»

Предельные ограничения для полос пропускания активных штыревых малоразмерных антенн

Установлено ограничение полосы пропускания электрически малоразмерной штыревой антенны, согласуемой с помощью активных цепей, подобное ограничению Боде-Фано для цепей с пассивными LC элементами. Получена связь минимального значения коэффициента отражения на входе антенны и возможной полосы рабочих частот с параметрами штыревой антенны.

Ключевые слова: электрически малоразмерные штыревые антенны, согласование, отрицательные реактивные элементы.

Электрически малоразмерные штыревые антенны (ЭМША) широко используются в мобильной связи, системах радиомониторинга, приемниках спутниковой навигации и во многих других случаях. Однако одновременное обеспечение малых геометрических размеров антенны и ее согласование в широком диапазоне частот с помощью цепей с пассивными элементами затруднительно из-за высокой добротности импеданса такой антенны и обычно достигается за счет снижения коэффициента усиления [1].

Входной импеданс ЭМША характеризуется высокой реактивной (емкостной) составляющей, превышающей на несколько порядков резистивную. Эквивалентная схема ЭМША приведена на рис.1, а. Для низких частот модель входного импеданса ЭМША можно представить в виде последовательного соединения резистора, включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны и конденсатора (рис. 1, б). Связь между номиналами элементов схем, представленных на рис.1, а и б определяется соотношениями [1]:

$$R = \frac{\omega^2 L_a^2 R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} \approx \frac{\omega^2 L_a^2}{R_a}, \quad C_a = C; \quad L = \frac{L_a R^2}{R^2 + \omega^2 L_a^2} \approx L_a; \quad R_a^2 \gg \omega^2 L_a^2.$$

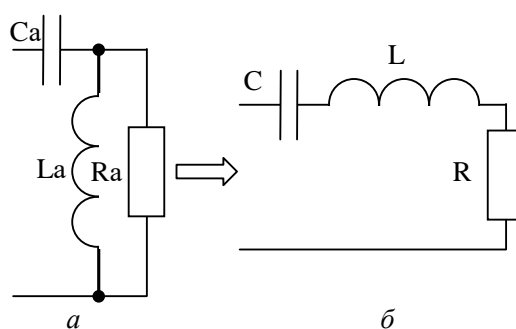


Рис. 1

В настоящее время для согласования ЭМША широко используются нефостеровские цепи на основе активных элементов, позволяющие сформировать эквивалент отрицательных конденсатора или индуктивности [2,3]. Например, отрицательный реактивный элемент может быть реализован с помощью конвертора отрицательного импеданса (КОИ) на основе малошумящего операционного усилителя [4].

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, увеличению уровня шумов и, зачастую, к самовозбуждению [3]. Поэтому на практике обычно согласование ЭМША выполняют реализацией с помощью КОИ последовательного LC-контура с отрицательными элементами (см. рис.2), близкими по номиналам к эквивалентной схеме ЭМША рис.1б. На рис.2 введено обозначение $R'_i = R_i k^2$ -сопротивление входной цепи приемника с трансформатором, имеющим коэффициент трансформации k .

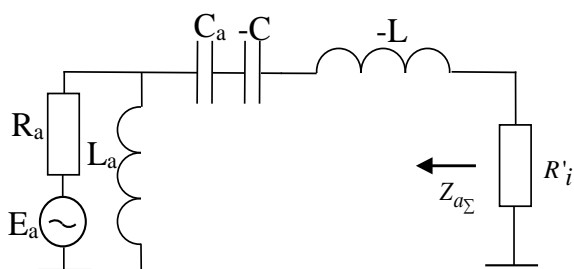


Рис.2

В работе [5] выполнена оценка предельной полосы согласования ЭМША с помощью КОИ по схеме рис.2, однако в ней для упрощения поиска решения полагалось, что сопротивление $R'_i = R$ имеет частотную зависимость, определяемую выражениями (1). Это может быть получено включением дополнительной цепи с пассивными реактивными элементами, которая обычно и определяет ограничение рабочей полосы частот ЭМША.

В настоящем докладе получено ограничение полосы согласования ЭМША при включении КОИ, реализующего последовательный LC-контур с отрицательными элементами, без этого упрощающего допущения 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, $Z_{a\Sigma}$ (см.рис.2) можно записать как:

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

Связь между номиналами элементов эквивалентной схемы L_a , C_a и R_a ЭМША (рис.1,а) и резонансной частотой антенны ω_p получена в [1] в виде:

$$\frac{\omega^2 L_a^2}{R_a} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} R_a; \frac{1}{\omega^2 C_a^2} = \frac{\omega_p^2}{\omega^2} R_a; \omega^2 L_a C_a = \frac{\omega^2}{\omega_p^2}; \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2) преобразуем выражение для сопротивления $Z_{a\Sigma}$:

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} R_a + j\omega \left[L_a - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} L_a - L \right] - j \frac{1}{\omega C_a} \left[1 - \frac{C_a}{C} \right] \quad (4)$$

Для упрощения выкладок будем считать, что КОИ полностью компенсирует ёмкостную составляющую ($\mathcal{E} = -C$), что обычно выполняется на практике. Индуктивность антенны может быть точно компенсирована с помощью КОИ лишь на одной частоте ω_0 , на которой выполняется равенство:

$$L_a - \frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} L_a - L = 0 \quad L_a - L = \frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} L_a \quad (5)$$

С учетом последних соотношений выражение для сопротивления антенны $Z_{a\Sigma}$ с учетом наличия КОИ, реализующего последовательный L-C контур из отрицательных элементов, может быть записано как:

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} R_a + j\omega L_a \left[\frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right] \quad (6)$$

Модуль коэффициента отражения на входе приемника:

$$S_{11}(\omega) = \frac{Z_{a\Sigma} - R'_i}{Z_{a\Sigma} + R'_i} \quad (7)$$

Запишем соотношение, связывающее $|S_{11}|$ с шириной полосы пропускания (ограничение полосы пропускания для ЭМША при согласовании нефостеровскими цепями) подобное ограничению Боде-Фано для пассивных реактивных цепей. Для этого введем новую частотную переменную Ω и относительное сопротивление входного сопротивления приемника r : $\frac{\omega}{\omega_p} = \Omega$, $d\omega = \omega_p d\Omega$, $\frac{R'_i}{R_a} = r$, $\frac{\omega_0}{\omega_p} = \Omega_0$ и преобразуем (7) с учетом (6) к виду:

$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \frac{1}{2} \omega_p \int_0^\infty \ln \frac{\left| \left(\Omega^2 + r \right)^2 + \Omega^2 \left(\frac{\Omega_0^2 - \Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^2 \right|}{\left| \left(\Omega^2 - r \right)^2 + \Omega^2 \left(\frac{\Omega_0^2 - \Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^2 \right|} d\Omega = \frac{1}{2} \omega_p J(\Omega_0, r) \quad (8)$$

На практике обычно требуется постоянство и минимальное значение $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот $\omega_e - \omega_n$ и $|S_{11}|=1$ вне всех остальных частотах, что позволяет записать выражение (8) следующим образом:

$$-(\omega_e - \omega_n) \ln |S_{11}| = \frac{1}{2} \omega_p J(\Omega_0, r) \quad (9)$$

Последнее соотношение и представляет собой ограничение, связывающее рабочий диапазон частот $\omega_e - \omega_n$, модуль коэффициента отражения на выходе антенны $|S_{11}|$ в этом

диапазоне с параметрами антенны ω_p , r и КОИ – ω_0 . Интеграл $J(\Omega_0, r)$ в зависимости от Ω_0 был вычислен численно для различных значений r . Эти результаты представлены на рис.3 а.

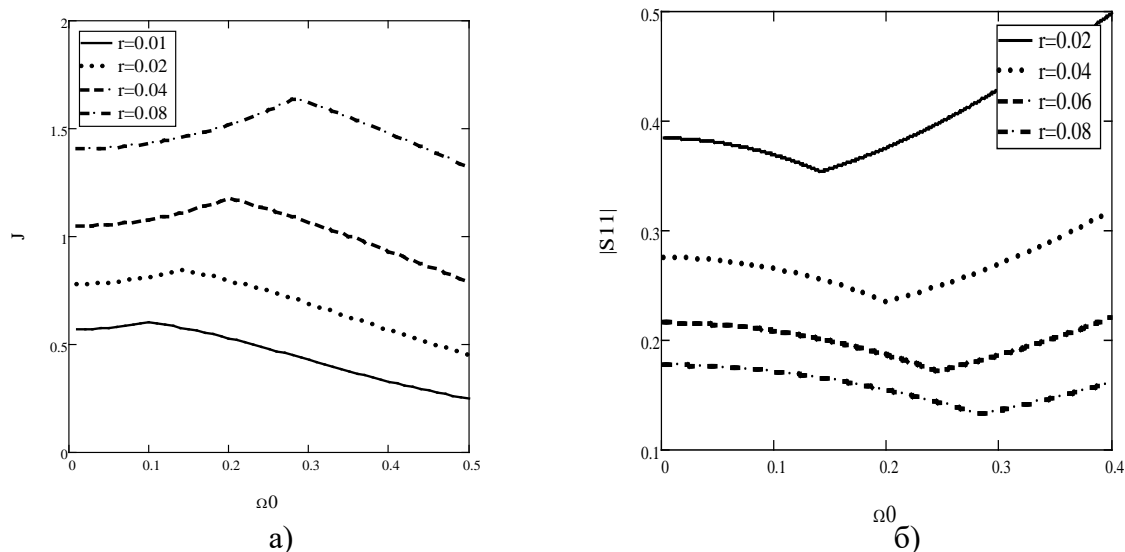


Рис.3

На рис.3 б показаны графики значений $|S_{11}|$ для значения $\frac{\omega_s - \omega_n}{\omega_p} = 0,406$. Как видно из приведенных графиков для каждого из значений r существует оптимальная частота ω_0 , на которой КОИ должен полностью компенсировать индуктивность антенны.

Использование КОИ позволяет улучшить согласование ЭМША и входного каскада приемника, а полученные в докладе результаты – уточнить схмотехническое решение и приблизить его к оптимальному.

При подготовке доклада 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 Министерством образования науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010г. №218).

Библиографический список

1. Volakis J., Chen C.C., Fujimoto K. Small antennas: miniaturization techniques & applications. N. Y.: McGraw-Hill, 2012. 428p.
2. A. Kaya and E. Y. Yuksel, “Investigation of a Compensated Rectangular Microstrip Antenna With Negative Capacitor and Negative Inductor for Band- width Enhancement,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.55, no. 5, pp. 1275-1282, May 2007.
3. S.E.Sussman-Fort, R.V.Rudish, “Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.57, pp.2230-2241, 2009.
- 4.Беленко Д.В., Головков А.А., Можяева Е.И. Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн// Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2015, вып.4., С.57-61
5. Arto Hujanen, Jan Holmberg, and Johan Carl-Erik Sten. Bandwidth Limitations of Impedance Matched Ideal Dipoles // IEEE Trans. Ant.and Prop., Vol.53, NO.10, October 2005