

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

Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями, реализованными заземленным конвертером отрицательного импеданса

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 перекрытием по частоте.

Ключевые слова: Электрически малоразмерные штыревые антенны, согласование, отрицательные реактивные элементы, конвертер отрицательного импеданса

В последнее время все большую популярность набирает способ согласования электрически малоразмерных антенн (ЭМА) с использованием активных цепей. В данной работе рассматриваются нефостеровские согласующие цепи. Как говорилось в [1] они могут быть реализованы конвертером отрицательного импеданса (КОИ), выполненном на операционном усилителе (ОУ) или транзисторах.

В 1954 году Линвилл впервые представил схемы реализации КОИ с использованием биполярного транзистора. Он рассмотрел цепи отрицательного сопротивления, используя в качестве нагрузки КОИ, заземленный с одной стороны (рис.1.а), и КОИ с "плавающим" потенциалом (рис.1.б).

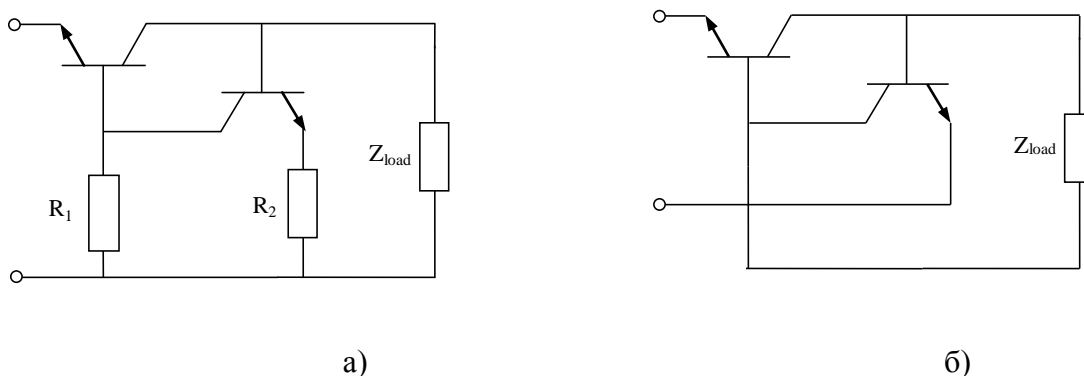


Рис.1 Схемы Линвилла: КОИ, заземленный с одной стороны (а) и КОИ с "плавающим" потенциалом (б)

Для схемы рис.1.б возможно последовательное подключение к антенне, но главным минусом является сложность обеспечения стабильной работы. В [1] были проанализированы ограничения предельной полосы согласования для штыревой ЭМА с

помощью схемы КОИ с "плавающим" потенциалом, реализованным на ОУ. Однако, как показала практика такие нефостеровские согласующие цепи являются нестабильными и склонными к самовозбуждению. В настоящей работе определяется ограничение полосы согласования штыревой ЭМА при параллельном включении КОИ, заземленного с одной стороны.

Эквивалентная схема согласования штыревой ЭМА с помощью заземленного КОИ, реализующего отрицательный конденсатор показана на рис.2.

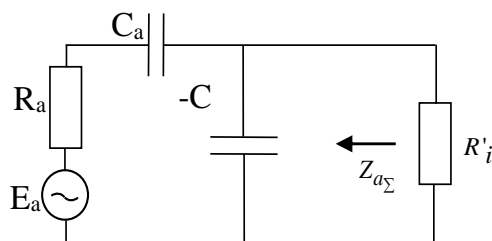


Рис. 2. Эквивалентная схема согласования штыревой ЭМА нефостеровской емкостью

На рис.2 введено обозначение $R'_i = R_i k^2$ - частотно независимое сопротивление входной цепи приемника с трансформатором, имеющим коэффициент трансформации k . Выражение для сопротивления антенны вместе с отрицательным элементом $Z_{a\Sigma}$ (см.рис.2) можно записать как:

$$Z_{a\Sigma} = \frac{(\frac{1}{j\omega C_a} + R_a)(-\frac{1}{j\omega C})}{\frac{1}{j\omega C_a} + R_a - \frac{1}{j\omega C}} \quad (1)$$

Выполнив ряд математических операций преобразуем выражение для сопротивления $Z_{a\Sigma}$ к виду:

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

Для упрощения выкладок будем считать, что КОИ полностью компенсирует реактивную составляющую импеданса штыревой ЭМА, тогда должно выполняться равенство:

$$0 = (1 - \omega^2 R_a^2 C C_a - \frac{C}{C_a}), \quad (3)$$

$$C = \frac{C_a}{\omega^2 R_a^2 C_a^2 + 1}$$

Исследуемая штыревая ЭМА работает в диапазоне частот 1.5-35 МГц, значение конденсатора $C_a = 12.74$ пФ, резистора $R_a = 38.75$ Ом таким образом получаем, что

$\omega^2 R_a^2 C_a^2 \ll 1$ и тогда из (3) можно записать, что $C \approx C_a$. Это позволяет получить итоговое выражения для сопротивления антенны $Z_{a\Sigma}$ с учетом нефостеровского элемента:

(4)

Для модуля коэффициента отражения на входе приемника запишем:

$$|S_{11}(\omega)| = \frac{Z_{a\Sigma} - R'_i}{Z_{a\Sigma} + R'_i} = \frac{\frac{1}{\omega^2 R_a C^2} - R'_i}{\frac{1}{\omega^2 R_a C^2} + R'_i} \quad (5)$$

Ограничение полосы пропускания для штыревой ЭМА при согласовании отрицательной емкостью, реализованной КОИ, с заземлением одной стороны, подобное ограничению Бодэ-Фано для фостеровских цепей:

$$\begin{aligned} \int_{\omega_n}^{\omega_g} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega &= \int_{\omega_n}^{\omega_g} \ln \left| \frac{\frac{1}{\omega^2 R_a C^2} + R'_i}{\frac{1}{\omega^2 R_a C^2} - R'_i} \right| d\omega = \\ &= \int_{\omega_n}^{\omega_g} \ln \left| \frac{1}{\omega^2 R_a C^2} + R'_i \right| d\omega - \int_{\omega_n}^{\omega_g} \ln \left| \frac{1}{\omega^2 R_a C^2} - R'_i \right| d\omega \end{aligned} \quad (6)$$

Для вычисления несобственных интегралов в (6) воспользуемся [5]. Введем переменную $r = R'_i / R_a$ - относительное входное сопротивление приемника. Используя соотношения (2.633) – (2.636) в [5] и приводя подобные члены запишем уравнение (6) в виде:

$$\begin{aligned} \int_{\omega_n}^{\omega_g} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega &= \omega_g \ln \left| \frac{\omega_g^2 + \frac{1}{r R_a^2 C_a^2}}{\omega_g^2 - \frac{1}{r R_a^2 C_a^2}} \right| - \omega_n \ln \left| \frac{\omega_n^2 + \frac{1}{r R_a^2 C_a^2}}{\omega_n^2 - \frac{1}{r R_a^2 C_a^2}} \right| - \\ &- \frac{1}{\sqrt{r R_a C_a}} \ln \left(\frac{\omega_g + \frac{1}{\sqrt{r R_a C_a}}}{\omega_g - \frac{1}{\sqrt{r R_a C_a}}} \right) \left(\frac{\omega_n - \frac{1}{\sqrt{r R_a C_a}}}{\omega_n + \frac{1}{\sqrt{r R_a C_a}}} \right) + \frac{2}{\sqrt{r R_a C_a}} \left[\arctg(\omega_g \sqrt{r R_a C_a}) - \arctg(\omega_n \sqrt{r R_a C_a}) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

Для упрощения анализа выражения (7) введем переменную $\kappa = \frac{\omega_g}{\omega_n}$ - коэффициент перекрытия по частоте и добротность $Q = (R_a C_a \omega_0)^{-1}$, где $\omega_0 = \sqrt{\omega_g \omega_n}$ - среднее геометрическое интересующей полосы частот. Выполнив ряд математических операций преобразуем выражение (7) к виду:

$$\int_{\omega_H}^{\omega_G} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \sqrt{\kappa} \ln \left| \frac{\kappa + \frac{Q}{r}}{\kappa - \frac{Q}{r}} \right| - \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \ln \left| \frac{1 + \frac{Q^2}{r}}{1 - \frac{Q^2}{r}} \right| - \frac{1}{\sqrt{r}Q} \ln \left| \frac{1 + \frac{Q}{\sqrt{r\kappa}} - \frac{Q\sqrt{\kappa}}{\sqrt{r}} - \frac{Q^2}{r}}{1 - \frac{Q}{\sqrt{r\kappa}} + \frac{Q\sqrt{\kappa}}{\sqrt{r}} - \frac{Q^2}{r}} \right| + \frac{2}{\sqrt{r}Q} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{\sqrt{\kappa r}}{Q} - \frac{\sqrt{r}}{\sqrt{\kappa Q}}}{1 + \frac{r}{Q^2}} \right) \right] \quad (8)$$

Считая модуль коэффициента отражения постоянным в рабочей полосе частот, запишем выражение (7) в виде:

$$\int_{\omega_H}^{\omega_G} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = (\omega_G - \omega_H) \frac{\ln \left| \frac{1}{S_{11}} \right|}{\omega_0} = \ln \left| \frac{1}{S_{11}} \right| \frac{\kappa - 1}{\kappa} \quad (9)$$

Приравняв выражения (8) и (9) получим искомое ограничение полосы согласования штыревой ЭМА:

$$|S_{11}| \geq e^{-\sqrt{\kappa} \ln \left| \frac{\kappa + \frac{Q}{r}}{\kappa - \frac{Q}{r}} \right| - \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \ln \left| \frac{1 + \frac{Q^2}{r}}{1 - \frac{Q^2}{r}} \right| - \frac{1}{\sqrt{r}Q} \ln \left| \frac{1 + \frac{Q}{\sqrt{r\kappa}} - \frac{Q\sqrt{\kappa}}{\sqrt{r}} - \frac{Q^2}{r}}{1 - \frac{Q}{\sqrt{r\kappa}} + \frac{Q\sqrt{\kappa}}{\sqrt{r}} - \frac{Q^2}{r}} \right| + \frac{2}{\sqrt{r}Q} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{\sqrt{\kappa r}}{Q} - \frac{\sqrt{r}}{\sqrt{\kappa Q}}}{1 + \frac{r}{Q^2}} \right) \right]} \quad (10)$$

Таким образом из (10) следует, что подобно ограничению Бодэ-Фано для фостеровских цепей, зная параметры штыревой ЭМА можно задав значение $|S_{11}|$ найти полосу рабочих частот $\Delta\omega$ антенны, согласованной КОИ, заземленным с одной стороны, который реализует параллельно включенный отрицательный конденсатор. Возможно решение и обратной задачи: задав диапазон рабочих частот определить минимально возможный коэффициент отражения для данной антенны.

Работа выполнена при финансовой поддержке МОН РФ в рамках проектной части госзадания ГЗБ/РЭС-62 «Теория создания и моделирования когнитивных технологий формирования и обработки информационных потоков в перспективных радиоэлектронных системах инфокоммуникации, локации и навигации».

Библиографический список

1. Головков А.А., Можаяева Е.И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями//Изв.вузов России.Радиоэлектроника.2016.Вып.2.С 59-62
2. Н. А. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," Proceedings of the IRE, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, 1947.
3. S. E. Sussman-Fort and R. M. Rudish, "Non-foster impedance matching of electrically-small antennas," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 8, pp. 2230–2241, 2009.
4. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей: гер. с англ.; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М.: Связь, 1979. 288 с.
5. Грандштейн И.С, Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений Изд. 4-е / перераб. при участии Ю.В. Геронимуса, М.Ю. Цейтлина. - М. : Физматгиз, 1962. - 1110 с. : табл. - Библиогр.: с. 1099-1100