



УДК 621.3.091.22

Д. В. Беленко, А. А. Головков, Е. И. Можаяева
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн¹

Проанализированы характеристики и устойчивость конвертора отрицательного импеданса, компенсирующего емкостную составляющую импеданса электрически малых штыревых антенн для повышения их усиления. Полученные теоретические результаты подтверждены экспериментальными разработками.

Электрически малые антенны, согласование, отрицательный реактивный элемент

Простейшие линейно поляризованные электрически малые антенны (ЭМА) обычно в зависимости от типа возбуждаемых в них мод электромагнитного поля подразделяют на две группы [1]. К одной из них относят антенны дипольного (штыревого) типа с основной модой поля типа ТМ₁₀, а к другой – рамочные антенны, в которых возбуждаются поля с основной модой типа ТЕ₁₀. У штыревой ЭМА с модой поля ТМ₁₀ входной импеданс антенны имеет значительную реактивную (емкостную) и небольшую резистивную составляющие. В отличие от этого входная проводимость рамочной ЭМА с полем моды ТЕ₁₀ характеризуется высокой реактивной (индуктивной) и малой активной проводимостями. Эквивалентные схемы входных импедансов штыревой и рамочной антенн ЭМА показаны на рис. 1, а и б соответственно.

Для очень малых ЭМА эти модели можно еще более упростить, представив, например, модель

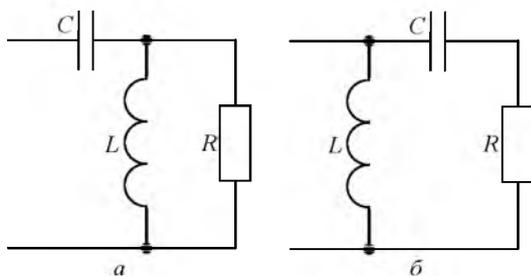


Рис. 1

входного импеданса штыревой антенны (рис. 2, а) в виде последовательного соединения резистора, включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны и конденсатора (рис. 2, а), а на совсем низких частотах – последовательным соединением резистора и конденсатора (рис. 2, в). Связь между номиналами элементов схем на рис. 2, а и б определяется соотношениями [2]:

$$\begin{cases} C_a = C; \\ L_a = \frac{LR^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx L; \\ R_a = \frac{\omega^2 L^2 R}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx \frac{\omega^2 L^2}{R}, R^2 \gg \omega^2 L^2. \end{cases} \quad (1)$$

Для эффективной передачи сигнала от антенны к входному каскаду приемника очень важно уменьшить влияние реактивных частей входных сопротивлений или проводимости ЭМА, чтобы

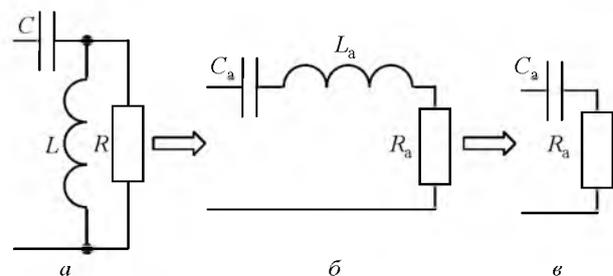


Рис. 2

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

улучшить согласование антенны с входным каскадом приемника в диапазоне частот. На практике обычно используют 3 пути решения этой задачи. В первом из них используют первый каскад малошумящего усилителя (МШУ) с высоким входным импедансом, например при реализации его на полевом транзисторе, у которого емкость "затвор–исток" мала. В этом случае большая часть напряжения от эквивалентного антенне генератора будет выделяться на нагрузке антенны – входном каскаде МШУ. Однако при этом коэффициент передачи от антенны к МШУ существенно неравномерен по частоте. Кроме того, схема входной цепи оказывается не согласованной с точки зрения шумов.

Второй путь связан с использованием пассивной согласующей цепи из реактивных элементов, включенной между антенной и МШУ. В этом случае существует фундаментальное ограничение Боде–Фано [3], [4], связывающее полосу пропускания, коэффициент передачи цепи и параметры ЭМА. В большинстве случаев достигаемая полоса рабочих частот оказывается узкой из-за высокой добротности импеданса антенны.

Третий путь заключается в использовании при согласовании штыревой ЭМА отрицательного конденсатора, соединенного последовательно с входным портом антенны, и отрицательной индуктивности, присоединенной параллельно [5], [6]. Такое сочетание теоретически позволяет компенсировать реактивное сопротивление ЭМА до первой последовательной резонансной частоты. На практике обычно реализуют только отрицательный конденсатор, весьма эффективно уменьшающий реактивное сопротивление ЭМА, поскольку в интересующем диапазоне частот доминирующей является емкостная составляющая реактивного сопротивления согласуемой антенны.

Отрицательные реактивные элементы могут реализовываться с помощью активных цепей – конверторов отрицательного импеданса (КОИ) (negative impedance convertor – NIC). Такой способ согласования наиболее подходит для приемных антенн, в цепях которых уровни радиосигналов малы и активные элементы – транзисторы и операционные усилители – работают в линейном режиме. Первыми применили КОИ для согласования электрически малых антенн А. D. Harris и G. A. Myers [3]. Начиная с 2003 г. число работ по использованию КОИ для согласования электрически малых антенн быстро увеличивается [5]–[8].

Имеется несколько вариантов реализации отрицательного конденсатора с помощью КОИ.

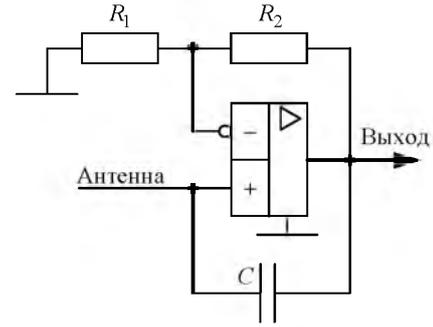


Рис. 3

С появлением высокочастотных сверхмалошумящих операционных усилителей (СМОУ) более удобным оказалось использование схемы отрицательной емкости (рис. 3).

Добротность импеданса штыревых ЭМА в нижней части рабочего диапазона определяется в основном отношением сопротивлений конденсатора C_a и результирующего сопротивления излучения и потерь антенны R_a (см. рис. 2, в): $Q_a \approx (\omega C_a R_a)^{-1}$. Значение Q_a на нижних частотах может достигать нескольких сотен, т. е. оказывается сравнимым с добротностью конденсатора в цепи положительной обратной связи КОИ. Это следует учитывать при оценке частотных свойств инвертора, поскольку сопротивление конденсатора влияет как на коэффициент передачи, так и на устойчивость КОИ.

Анализу схемы КОИ, реализующего отрицательный конденсатор для согласования штыревых антенн, и посвящена настоящая статья.

Схема цепи согласования приемной штыревой ЭМА на основе КОИ, реализующего функцию отрицательной емкости на СМОУ, показана на рис. 4. Конечная добротность конденсатора C в ней учтена вводом резистора $R_C \approx (\omega_0 C Q_C)^{-1}$, где ω_0 – частота, на которой определена добротность конденсатора Q_C .

Для упрощения анализа примем, что СМОУ близок к идеальному, т. е. его входное сопротивление

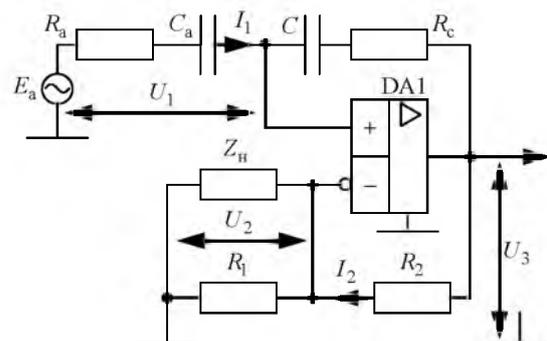


Рис. 4

ние вещественно и велико по сравнению с импедансами элементов схемы, токи I_1 и I_2 в СМОУ не ответвляются, а коэффициент усиления СМОУ K_{OU} в рабочей полосе частот частотно-независим и велик: $K_{OU} \rightarrow \infty$.

С учетом этих допущений $U_1 \approx U_2$ и комплексная амплитуда напряжения U_3 составит:

$$U_3 \approx U_2 + I_2 R_1 \approx U_1 + I_2 R_1.$$

Отсюда для комплексной амплитуды тока I_1 имеем:

$$I_1 \approx \frac{U_1 - U_3}{1/(j\omega C) + R_C} = -\frac{j\omega C R_1 I_2}{1 + j\omega C R_C};$$

$$I_2 = -\frac{1 + j\omega C R_C}{j\omega C R_1} I_1. \quad (2)$$

С другой стороны:

$$\frac{U_2}{I_2} \approx R_2 \approx \frac{U_1}{I_2} = -\frac{U_1}{I_1} \frac{j\omega R_1}{1 + j\omega C R_C}. \quad (3)$$

Выражения (2) и (3) позволяют найти входной импеданс КОИ, реализующего отрицательную емкость:

$$Z_{вх} \approx \frac{U_1}{I_1} = j \frac{1}{\omega C R_1 / R_2} - \frac{R_2 R_C}{R_1}. \quad (4)$$

Первое слагаемое в (4) представляет собой отрицательную емкость, компенсирующую C_a , а второе слагаемое определяет отрицательное сопротивление, возникающее за счет положительной обратной связи в КОИ и наличия потерь в конденсаторе R_C .

Для полной компенсации влияния C_a необходимо выполнение условия $C_a \approx C R_1 / R_2$ во всем рабочем диапазоне частот. На практике из-за неточной аппроксимации входного импеданса штыревой ЭМА моделью (см. рис. 2, в) и частотной зависимости K_{OU} условие полной компенсации удастся выполнить обычно лишь в очень узком частотном диапазоне [7].

Определим результирующий коэффициент передачи $K_{КОИ}$ от эквивалентного антенне источника E_a к выходному напряжению КОИ U_2 :

$$K_{КОИ} = \frac{U_2}{E_a} \approx \frac{U_1}{E_a} = \frac{I_1 Z_{вх}}{E_a} = |K_{КОИ}| e^{j\varphi_{КОИ}}. \quad (5)$$

Из схемы КОИ (см. рис. 4) для комплексной амплитуды тока I_1 следует:

$$I_1 = \frac{E_a}{R_a + 1/(j\omega C) + Z_{вх}}. \quad (6)$$

Подставив в (6) (4) и (5) и положив в первом приближении $C_a = C R_1 / R_2$ (т. е. выполнение компенсации эквивалентной емкости антенны отрицательной емкостью КОИ на всех частотах рабочего диапазона), получим:

$$|K_{КОИ}| = \frac{1}{\omega C (R_1 / R_2) R_a - R_C R_2 / R_1} \sqrt{1 + 1/Q_C^2}, \quad (7)$$

$$\varphi_{КОИ} = -\arctg(\omega C R_C)^{-1} = -\arctg Q_C \rightarrow -\pi/2.$$

Как следует из (7), при идеальной компенсации эквивалентной емкости антенны модуль коэффициента передачи $K_{КОИ}$ в рабочем диапазоне частот падает пропорционально частоте. Реально полной компенсации C_a добиваются обычно только на одной частоте нижней части рабочего диапазона [8], и модуль $K_{КОИ}$ изменяется обратно пропорционально частоте относительно частоты компенсации.

Поскольку СМОУ, реализующий в схеме КОИ отрицательную емкость, охвачен положительной и отрицательной обратными связями, то для устойчивой работы глубина положительной обратной связи $\beta_{п.с}$ должна быть меньше глубины отрицательной связи $\beta_{о.с}$, а суммарное вещественное сопротивление на входных зажимах КОИ должно быть неотрицательным.

Как следует из рис. 4, значения $\beta_{п.с}$ и $\beta_{о.с}$ определяются соотношениями

$$\beta_{п.с} = \frac{U_1}{U_3} = \frac{R_a + 1/(j\omega C_a)}{R_a + R_C + 1/(j\omega C_a) + 1/(j\omega C)} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{C_a}{C} \frac{1 + j\omega C R_C}{1 + j\omega C_a R_a}}; \quad (8)$$

$$\beta_{о.с} = \frac{U_2}{U_3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + R_1 / R_2}. \quad (9)$$

Условие устойчивости имеет вид $\beta_{п.с} < \beta_{о.с}$ или

$$1/\beta_{п.с} - 1 \geq 1/\beta_{о.с} - 1. \quad (10)$$

Подставив в (10) (8) и (9) и выполнив преобразования, получим:

$$\frac{C_a}{C} \frac{1 + j\omega C R_C}{1 + j\omega C_a R_a} \geq \frac{R_1}{R_2}. \quad (11)$$

Поскольку

$$\omega CR_C = 1/Q_C \ll 1; \quad \omega CR_a = 1/Q_a \ll 1,$$

фазовые сдвиги в (11) будут малы и для оценки устойчивости достаточно в (11) сравнивать только модули. Опустив ряд тривиальных преобразований и отбросив члены второго порядка малости, первое условие устойчивости КОИ из (11) запишем в виде

$$C_a \geq C \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + \frac{Q_a^2 - Q_C^2}{2Q_a^2 Q_C^2}}. \quad (12)$$

Второе условие устойчивости – условие положительности вещественной части сопротивления на входе КОИ, реализующего отрицательную емкость – из (4) запишется в виде

$$R_a - (R_2/R_1)R_C \geq 0 \Rightarrow R_a \geq R_C R_2/R_1. \quad (13)$$

Из условий устойчивости (12), (13) следует, что наличие потерь в конденсаторе C существенно влияет на устойчивость согласующей антенну цепи, а полная компенсация продольной емкости антенны во всем рабочем диапазоне частот может привести к самовозбуждению КОИ.



Рис. 5

Для проверки полученных результатов использована серийно выпускаемая промышленностью штыревая ЭМА длиной $l = 1.4$ м, диаметром 40 мм с противовесом в виде треножника высотой 0.8 м (рис. 5). Антенна должна обеспечивать мгновенную рабочую полосу частот 1.5...30 МГц.

Эквивалентная емкость этой штыревой ЭМА по данным измерений в диапазоне частот 1.5...45 МГц составляет 60...67 пФ, вещественная составляющая сопротивления изменяется по диапазону от 2.2 до 18 Ом, что хорошо согласуется с формулами (1). Заметим, что мнимая составляющая входного импеданса штыревой ЭМА более чем на порядок превосходит вещественную. Добротность импеданса антенны в нижней части рабочего диапазона $Q > 40$, поэтому согласование этой антенны LCR-цепями приводит к уменьшению результирующего коэффициента усиления антенны в нижней части диапазона 1.5...10 МГц, где $2\pi l/\lambda \ll 1$ (λ – длина волны), до значений, существенно меньших единицы.

Для согласования антенны в нижней части рабочего диапазона 1.5...10 МГц разработан КОИ,

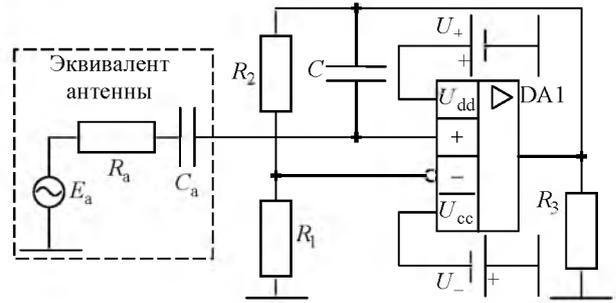


Рис. 6

реализующий отрицательную емкость, включенный последовательно между антенным выходом и МШУ (рис. 6).

Полученные в результате эксперимента частотные зависимости уровня принятого сигнала на выходе панорамного приемника при подключении КОИ между антенной и МШУ и без него приведены на рис. 7 (кривые 1 и 2 соответственно). Из рисунка видно, что при подключении КОИ уровень принятого сигнала в диапазоне от 1.5 до 6.5 МГц увеличивается на 20 дБ. Соотношение "сигнал/шум" при этом практически оставалось неизменным.

Дальнейшее увеличение коэффициента усиления антенны возможно за счет согласования уровня импедансов КОИ и МШУ, которое не было сделано при измерениях. На более высоких частотах уровни сигналов с платой КОИ и без нее практически выравниваются, что объясняется невысокой граничной частотой используемого в КОИ СМОУ DA1 типа ADA4841 и падением с ростом частоты собственного коэффициента передачи КОИ, реализующего схему отрицательного конденсатора. Кроме того с ростом частоты необходимо учитывать не только продольную емкость штыревой ЭМА, но и индуктивность (см. рис. 2, б), поскольку антенна приближается к первому последовательному резонансу.

Таким образом, использование КОИ позволяет увеличить уровень принятого сигнала короткой штыревой антенной, сохранив соотношение "сигнал/шум", однако имеет существенные ограничения по диапазону частот, зависящие, в том числе, и от параметров примененных в КОИ элементов.

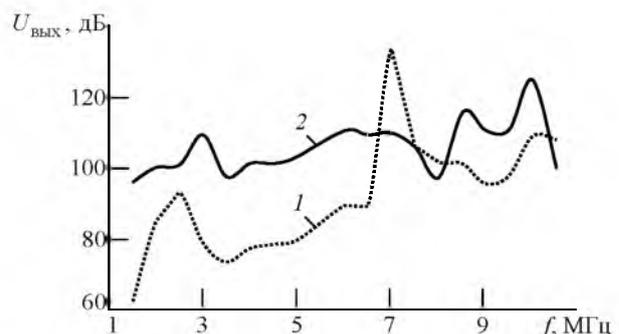


Рис. 7

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005. 1136 p.
2. Volakis J., Chen C. C., Fujimoto K. Small antennas: miniaturization techniques & applications. New York: McGraw-Hill, 2012. 428 p.
3. Youla D. C. A new theory in broad-band matching. // IEEE. Trans. circuit theory. 1964. Vol. CT-11, № 1. P. 30–50.
4. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей / пер. с англ.; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М.: Связь, 1979. 288 с.
5. Kaya A., Yuksel E. Y. Investigation of a compensated rectangular microstrip antenna with negative capacitor and negative inductor for bandwidth enhancement // IEEE Trans. ant. and prop. 2007. Vol. AP-55, № 5. P. 1275–1282.
6. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-foster impedance matching of electrically-small antennas // IEEE Trans. ant. and prop. 2009. Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.
7. Hujanen A., Holmberg J., Sten J. C.-E. Bandwidth limitations of impedance matched ideal dipoles // IEEE Trans. ant. and prop. 2005. Vol. AP-53, № 10. P. 3236–3239.
8. Aberle J. T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching network // IEEE Trans. ant. and prop. 2008. Vol. AP-56, № 5. P. 1218–1222.

D. V. Belenko, A. A. Golovkov, E. I. Mozhaeva
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of negative capacity converters for broad-band matching of electrically-small antennas

The analysis of the characteristics and stability of negative impedance converter for compensation impedance capacitive component of electrically small whip antenna to increase its gain. The obtained theoretical results are confirmed by experimental research.

Electrically-small antennas, matching, negative reactive element

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2015 г.

УДК 621.37

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

Направленные ответвители на связанных линиях с возможностью управления типом направленности

Предложен оригинальный подход к реализации 0-дБ направленных ответвителей с двумя различными типами направленности, проявляющимися в двух различных частотных диапазонах, за счет использования комбинации кольцевых разомкнутых резонаторов и "грибковых" структур. Предложены методы расширения рабочей полосы частот устройства. Представлена конструкция реконфигурируемого ответвителя с возможностью изменения типа направленности с сонаправленного на противоположенный и наоборот, благодаря включению в состав разомкнутого кольцевого резонатора полупроводникового варикапа.

Направленный ответвитель, направленность, управляемость, гальваническая развязка

Направленные ответвители (НО) на связанных линиях передачи представляют собой обширный класс устройств деления и суммирования СВЧ-мощности, активно использующихся в СВЧ-электронике. В частности, НО находят широкое применение в фазовращателях, балансных усилителях и смесителях [1]. Важной характеристикой НО на связанных линиях является пере-

ходное затухание, определяющееся отношением мощностей на входе первичной и на выходе вторичной линий. В настоящей статье рассмотрены высоконаправленные ответвители, также известные как 0-дБ НО, в которых происходит полное переизлучение мощности из первичной линии во вторичную. При этом обеспечивается развязка входного и выходного плеч по постоянному току.