



УДК 621.3.091.22

Д. В. Беленко

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

## Анализ влияния параметров операционного усилителя на характеристики конвертора отрицательного импеданса

Рассмотрено использование операционного усилителя (ОУ) с характеристикой вида фильтра нижних частот, большим коэффициентом усиления по постоянному току и единственным полюсом в частотной характеристике в качестве компенсатора отрицательной индуктивности (КОИ) при подключении электрически малоразмерной штыревой антенны (ЭМША) к нагрузке. Предложена простая методика анализа цепей КОИ. Получены аналитические выражения для анализа параметров КОИ в зависимости от частоты в случае использования ОУ с конечной рабочей полосой частот и приведены результаты сравнения с идеальными цепями КОИ. Результаты показывают, что конечная полоса частот ОУ оказывает влияние на входной импеданс КОИ на частотах, в 10 раз меньших частоты единичного усиления ОУ. Полученные аналитические результаты хорошо согласуются с измерениями экспериментального макета, реализующего КОИ для согласования импеданса ЭМША.

### Электрически малоразмерная штыревая антенна, согласование, отрицательный реактивный элемент

В настоящее время в средствах связи широко применяют электрически малоразмерные штыревые антенны (ЭМША). Для эффективной передачи энергии от антенны к нагрузке необходимо обеспечить согласование выходного импеданса антенны со входным импедансом приемника. Высокая добротность малоразмерных антенн не позволяет добиться согласования в широкой полосе рабочих частот за счет использования пассивных реактивных согласующих элементов. Полоса рабочих частот в этих случаях ограничивается соотношениями Боде–Фано [1], которые связывают коэффициент передачи согласующей цепи и ширину полосы пропускания.

Для преодоления указанных ограничений при согласовании могут быть применены отрицательные реактивные элементы, реализуемые с помощью конверторов отрицательного импеданса (КОИ) на транзисторах или операционных усилителях.

Для анализа эффективности использования КОИ при согласовании ЭМША воспользуемся ее упрощенной моделью (рис. 1). В [1], [2] приведены модели ЭМША и получены основные соотношения, описывающие связь электрических параметров антенны с геометрическими размерами. Например, серийная штыревая антенна диаметром 40 мм и длиной 1400 мм на частотах 3...60 МГц характеризуется параметрами  $R_a = 10$  Ом,  $C_a = 60$  пФ.

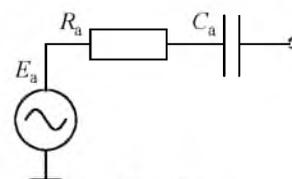


Рис. 1

Импеданс такой ЭМША характеризуется небольшим вещественным сопротивлением и превышающим его на один-два порядка емкостным сопротивлением, которое необходимо компенсировать для обеспечения эффективной передачи энергии от антенны к нагрузке.

Для сравнения определим коэффициент передачи для двух случаев подключения антенны к нагрузке  $Z_H$ , показанных на рис. 2: *а* – напрямую без цепи согласования; *б* – через простейшую цепь согласования в виде катушки индуктивности.

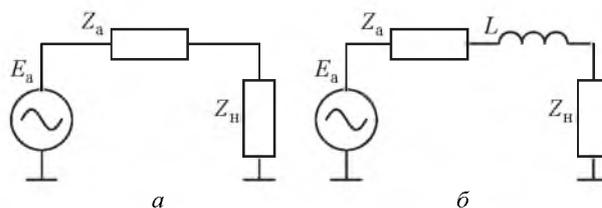


Рис. 2

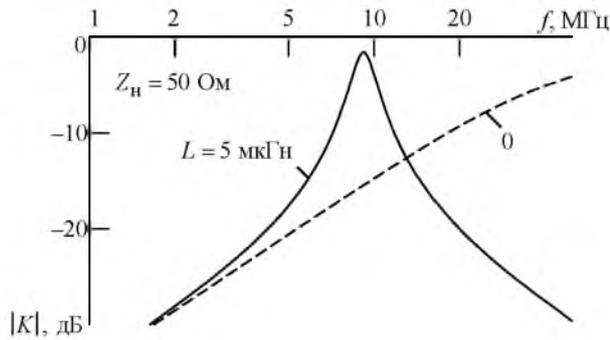


Рис. 3

Коэффициент передачи сигнала от антенны к нагрузке без цепи согласования (рис. 2, а) определяется как

$$K = Z_H / (Z_a + Z_H), \quad (1)$$

где  $Z_H$ ,  $Z_a$  – импедансы нагрузки (входной цепи приемника) и антенны соответственно.

При наличии согласующей индуктивности (рис. 2, б) коэффициент определяется как

$$K = Z_H / (Z_a + Z_L + Z_H), \quad (2)$$

где  $Z_L$  – импеданс согласующей индуктивности.

На рис. 3 показаны модули рассчитанных по (1), (2) коэффициентов передачи от антенны к нагрузке без цепи согласования ( $L = 0$ , штриховая линия) и при использовании согласующей индуктивности ( $L = 5$  мкГн, сплошная линия). Импеданс нагрузки принят равным  $Z_H = 50$  Ом. Из зависимостей следует, что использование пассивной согласующей цепи в виде последовательно включенной катушки индуктивности позволяет значительно увеличить коэффициент передачи от антенны к нагрузке в ограниченной полосе рабочих частот.

Добиться эффективной передачи сигнала от антенны к нагрузке в широкой полосе частот возможно с использованием эквивалентной отрицательной емкости, реализуемой с помощью КОИ.

Аналізу и применению КОИ для согласования ЭМША посвящено большое число работ [1]–[7]. КОИ располагается у антенны, а питание на его активные элементы подается по кабелю связи антенны с приемником. Поэтому схема КОИ должна быть простой и малопотребляющей. Одной из таких простейших схем, реализующих эквивалентную отрицательную емкость, является схема КОИ на базе операционного усилителя (ОУ) [6].

На рис. 4 показана схема КОИ, реализующая эквивалентную отрицательную емкость. В известных работах [2]–[4], [6], [7] при анализе подобной схемы ОУ полагается идеальным: имею-

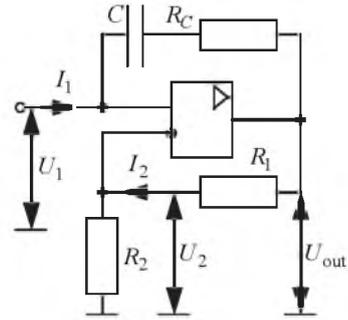


Рис. 4

щим равномерную во всей рабочей полосе частотную характеристику и большое входное сопротивление. Добротность конденсатора в цепи положительной обратной связи ОУ принималась бесконечно большой.

На рис. 5 показана частотная зависимость модуля коэффициента передачи от антенны к нагрузке с использованием КОИ при указанных допущениях. Как видно из рис. 5, использование КОИ позволяет получить равномерный коэффициент передачи от антенны к нагрузке в широкой полосе частот.

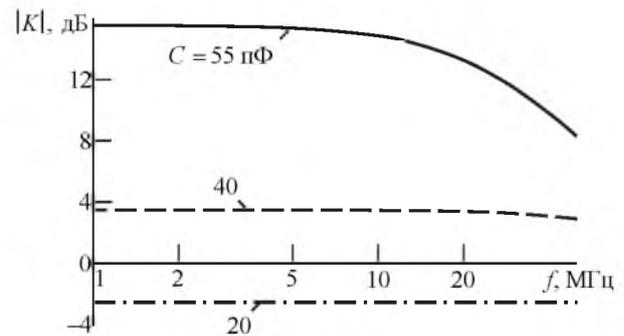


Рис. 5

Описанные допущения приводят к существенным отличиям в расчетных и экспериментальных данных. Практические испытания макета подобного устройства [2] показали хорошее совпадение с теоретическим анализом в области нижних частот. При росте частоты наблюдалось существенное отличие экспериментальных данных от теоретически ожидаемых. Как будет показано далее, это связано в первую очередь с тем, что при анализе не учитывался характер амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ОУ.

Большинство реально выпускаемых малошумящих ОУ общего применения имеют АЧХ вида фильтра нижних частот с большим коэффициентом усиления по постоянному току и единственным полюсом. АЧХ такого ОУ (рис. 6) описывается выражением [7]

$$A(j\omega) = A_0 \frac{\omega_\beta}{\omega_\beta + j\omega} = \frac{\omega_t}{\omega_\beta + j\omega},$$

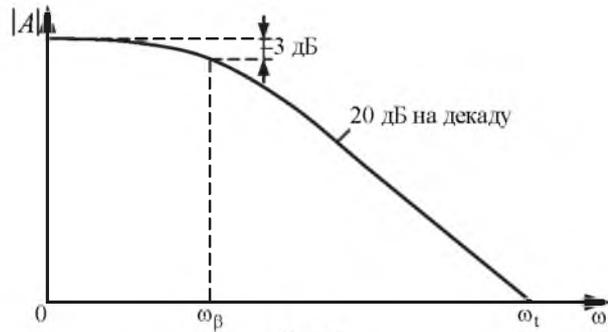


Рис. 6

где  $A_0$  – коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи;  $\omega_\beta$  – полоса пропускания ОУ с разомкнутой петлей обратной связи;  $\omega_t = A_0\omega_\beta$  – частота единичного усиления.

Выполним анализ КОИ, реализующего отрицательную емкость, и оценим влияние ограниченности полосы рабочих частот ОУ на частотную зависимость отрицательной емкости. Выходное напряжение схемы на рис. 4 определяется следующим образом:

$$\dot{U}_{out} = A(j\omega)(\dot{U}_1 - \dot{U}_2). \quad (3)$$

Входной импеданс КОИ описывается выражением

$$Z_{вх\ КОИ} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1. \quad (4)$$

В качестве упрощающих анализ допущений примем, что модуль входного импеданса ОУ существенно превышает модуль сопротивления конденсатора в цепи положительной обратной связи:

$$|Z_{вх\ ОУ}| \gg |R_C + 1/(j\omega C)|$$

и сопротивления резистора  $R_2$  в цепи отрицательной обратной связи:

$$|Z_{вх\ ОУ}| \gg R_2.$$

Тогда можно пренебречь ответвлением токов  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  в ОУ. Исходя из этих допущений, получим соотношения для напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{out} + \dot{I}_1 [R_C + 1/(j\omega C)]; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{out} R_2 / (R_1 + R_2). \end{aligned} \quad (5)$$

Используя соотношения (3)–(5), в результате математических преобразований получим выражение для входного импеданса КОИ с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ:

$$Z_C(j\omega) = \left( R_C + \frac{1}{j\omega C} \right) \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{R_1 + R_2 - R_1 A(j\omega)}. \quad (6)$$

Если  $A(j\omega)$  имеет достаточно большое действительное значение, выражение (6) преобразуется к виду, полученному в [2]:

$$Z_C = - \left( R_C + \frac{1}{j\omega C} \right) \frac{R_2}{R_1}. \quad (7)$$

По полученным зависимостям (6), (7) выполнены расчеты вещественной и мнимой составляющих входного импеданса КОИ, реализующего отрицательную емкость (рис. 7). Для расчетов использовались параметры малошумящего ОУ фирмы "Analog Devices" ADA4841 [8]:  $A_0 = 120$  дБ,  $\omega_t = 80$  МГц. Параметры элементов цепи КОИ  $R_1 = R_2 = 1$  кОм,  $R_C = 0$ ,  $C = 40$  пФ. На рис. 7, а показаны мнимые составляющие входного импеданса КОИ при использовании идеального ОУ (сплошная кривая) и с учетом ограниченности полосы пропускания реального ОУ (штриховая кривая), а на рис. 7, б – вещественная составляющая входного импеданса при использовании реального ОУ (для идеального ОУ  $\text{Re}(Z_C) \equiv 0$ ).

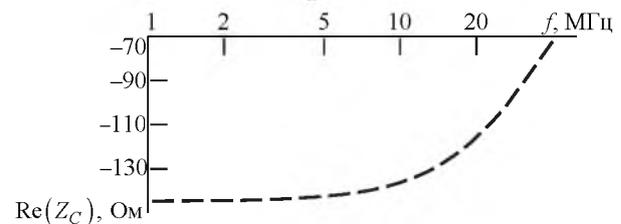
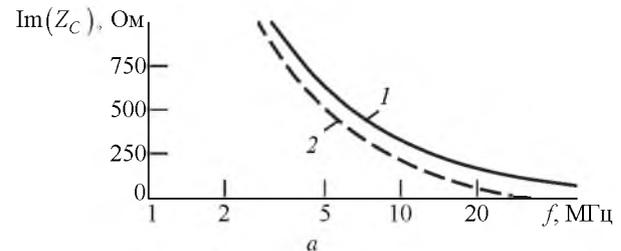


Рис. 7

Как видно из приведенных графиков, ограниченность полосы пропускания ОУ приводит к заметному отличию частотной зависимости входного импеданса КОИ от случая идеальной отрицательной емкости.

Выполним анализ схем КОИ, реализующих эквивалентную отрицательную индуктивность (рис. 8), при тех же допущениях относительно свойств ОУ. В этом случае входной импеданс схемы на рис. 8, а описывается выражением

$$Z_{L1}(j\omega) = j\omega L \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{R_1 + R_2 - R_1 A(j\omega)}. \quad (8)$$

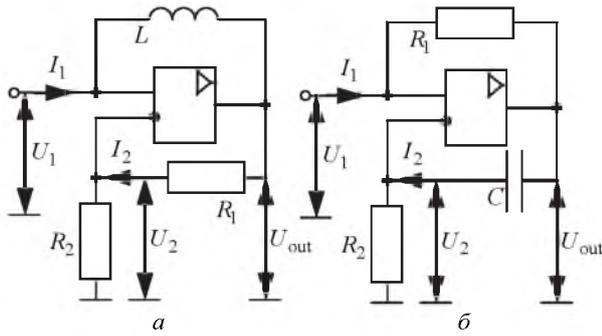


Рис. 8

Для входного импеданса схемы на рис. 8, б справедливо выражение

$$Z_{L2}(j\omega) = R_1 \frac{\frac{1}{j\omega C} + R_2 + R_2 A(j\omega)}{\frac{1}{j\omega C} + R_2 - \frac{1}{j\omega C} A(j\omega)}. \quad (9)$$

В случае идеального ОУ выражения (8), (9) упрощаются и преобразуются к выражениям, описывающим импеданс идеальной отрицательной индуктивности:

$$Z_{L1} = -(R_2/R_1)j\omega L; \quad Z_{L2} = -j\omega CR_1R_2. \quad (10)$$

Результаты выполненного моделирования по соотношениям (8)–(10) для идеального ОУ и ОУ ADA4841 показаны на рис. 9. В цепях обратной связи использованы элементы с  $L = 1$  мкГн (рис. 8, а) и  $C = 1$  пФ (рис. 8, б).

На рис. 9, а показаны мнимые составляющие импеданса эквивалентной индуктивности на входе

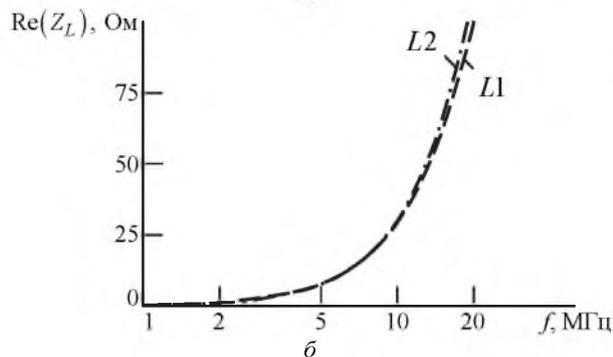
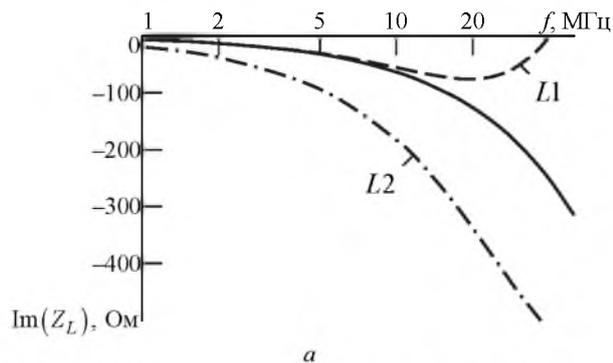


Рис. 9

КОИ при использовании идеального ОУ (сплошная кривая) и с учетом ограниченности полосы пропускания реального ОУ (в схеме рис. 8, а с индуктивностью  $L1$ ; в схеме 8, б с индуктивностью  $L2$ ), а на рис. 9, б – вещественные составляющие входного импеданса при использовании реального ОУ в указанных схемах (для идеального ОУ  $\text{Re}(Z_L) \equiv 0$ ).

Рассмотрим влияние ограниченности полосы пропускания ОУ на передачу сигнала от антенны к нагрузке. Для коэффициента передачи сигнала от антенны, подключенной к нагрузке через цепь конвертора отрицательной емкости, с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ получим соотношение

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{out}}}{\dot{E}_a} = \frac{Z_C}{Z_a + Z_C} \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{(R_1 + R_2) A(j\omega)}.$$

На рис. 10 показана частотная зависимость модуля коэффициента передачи сигнала от антенны к нагрузке с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ ADA4841 в схеме КОИ при различных номиналах емкости.

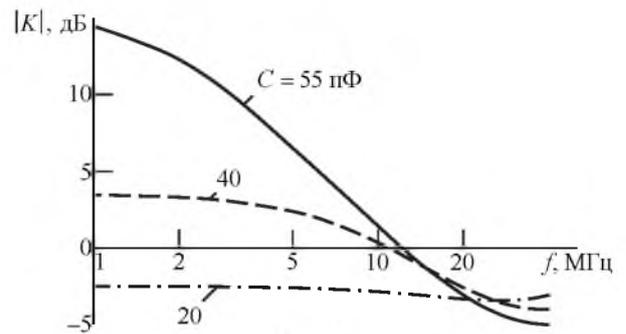


Рис. 10

В [2] описан созданный при участии автора настоящей статьи макет КОИ и его использование для согласования ЭМША. На рис. 11 показаны полученные в результате испытаний отношения уровней сигналов, принятых с ЭМША при ее подключении к нагрузке без цепи согласования и через макетные платы КОИ, реализованных на ОУ ADA4841 (кривая 1) и AD8099 (кривая 2)

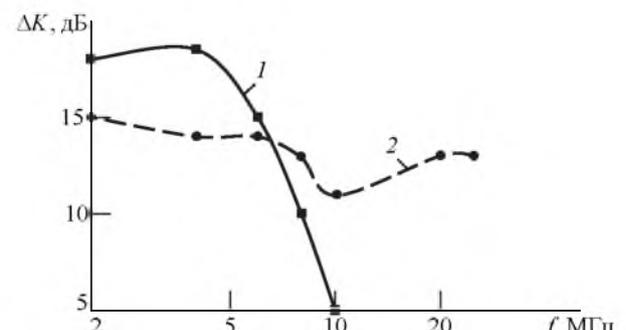


Рис. 11

(маркерами обозначены точки, в которых проводились измерения).

Как видно из анализа эффективности использования КОИ для согласования ЭМША с нагрузкой, ограниченность полосы пропускания ОУ существенно влияет на результат согласования. Ограниченность полосы пропускания ОУ сказывается на

входном импедансе цепи КОИ и, как следствие, на коэффициенте передачи сигнала от антенны к нагрузке на частотах на порядок меньших, чем рабочая полоса частот ОУ. Результаты испытаний антенн с макетами КОИ (см. рис. 11) хорошо согласуются с результатами теоретического анализа (см. рис. 10), выполненного в настоящей статье.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Aberle J. T., Loepsinger-R. Antennas with Non-Foster Matching Networks // Synthesis Lectures on Antennas. 2007. Vol. 2, № 1. P. 1–53.
2. Беленко Д. В., Головков А. А., Можжаева Е. И. Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 57–61
3. Harris A. D., Myers G. A. An Investigation of Broadband Miniature Antennas, Technical Report / Naval Postgraduate School. Monterey, CA, Sept. 1968. 38 p. URL: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/677320.pdf> (дата обращения: 21.10.2017).
4. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2009. Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.
5. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2008. Vol. AP-56, № 5. P. 1218–1222.
6. Non-Foster Impedance Wideband Matching Technique for Electrically Small Active Antenna / Wenxing Li, Ning Zhai, Ruilong Chen, Wenhua Yu // Hindawi Publishing Corporation Int. J. of Ant. and Prop. Vol. 2013. Article ID 531419. 7 p. URL: <http://dx.doi.org/10.1155/2013/531419> (дата обращения: 21.10.2017).
7. The Electronics handbook / ed. by J. C. Whitaker. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005. 2561 p.
8. URL: [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1\\_4841-2.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1_4841-2.pdf) (дата обращения: 21.10.2017).
9. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf> (дата обращения: 21.10.2017).

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2017 г.

**Для цитирования:** Беленко Д. В. Анализ влияния параметров операционного усилителя // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 36–41.

**Беленко Денис Владимирович** – аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил Таганрогский технологический институт Южного федерального университета (2010) по специальности "Радиофизика и электроника". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, устройства СВЧ. E-mail: [den.belenko@gmail.com](mailto:den.belenko@gmail.com)

D. V. Belenko

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics

**Abstract.** The article deals with a low pass op-amp model with high gain at DC and a single-pole frequency response and presents a technique for simple analysis of negative inductance compensator (NIC) circuits. Analytical expressions are derived for NIC frequency response analysis in case of operational amplifier finite bandwidth. Besides, the ideal NIC circuit comparison results are provided. Calculations show that op-amp finite bandwidth has impact on NIC impedance at frequencies 10 times lower than gain-bandwidth product. The obtained analytical results are in good agreement with experimental setup measurements of NIC implementation to electrically small antenna impedance matching.

**Key words:** Electrically-Small Whip Antenna, Matching, Negative Reactive Element

## REFERENCES

1. Aberle J. T., Loepsinger-R. Antennas with Non-Foster Matching Networks. Synthesis Lectures on Antennas. 2007, vol. 2, no. 1, pp. 1–53.
2. Belenko D. V., Golovkov A. A., Mozhaeva E. I. Investigation of Negative Capacity Converters for Broad-Band Matching of Electrically-Small Antennas. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*. [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2015, no. 4, pp. 57–61. (In Russian)
3. Harris A. D., Myers G. A. An Investigation of Broadband Miniature Antennas, Technical Report. Naval Postgraduate School. Monterey, CA, Sept. 1968, 38 p. Available at: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/677320.pdf> (accessed: 21.10.2017).
4. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2009, vol. AP-57, no. 8, pp. 2230–2241.

5. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 2008, vol. AP-56, no. 5, pp. 1218–1222.

6. Wenxing Li, Ning Zhai, Ruilong Chen, Wenhua Yu. Non-Foster Impedance Wideband Matching Technique for Electrically Small Active Antenna. *Hindawi Publishing Corporation Int. J. of Ant. and Prop.*, vol. 2013, article ID 531419, 7 p. Available at: <http://dx.doi.org/10.1155/2013/531419> (accessed: 21.10.2017).

7. Whitaker J. C. *The Electronics handbook*. 2nd ed. Boca Raton, FL.: CRC Press, 2005, 2561 p.

8. Available at: [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1\\_4841-2.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1_4841-2.pdf) (accessed: 21.10.2017).

9. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf> (accessed: 21.10.2017).

Received April, 11, 2017

**For citation:** Belenko D. V. Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 36–41. (In Russian)

**Denis V. Belenko** – Dipl.-engineer in radiophysics and electronics (2010, Taganrog Technological Institute of Southern Federal University), postgraduate student of the Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radio equipment; microwave devices.

E-mail: [den.belenko@gmail.com](mailto:den.belenko@gmail.com)

УДК 621.396

Д. А. Летавин  
Уральский федеральный университет  
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

## Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста<sup>1</sup>

*Традиционные микрополосковые мостовые устройства применяются в различных радиоэлектронных устройствах. Однако размеры таких устройств могут быть непрактичными, особенно на низких частотах. В этой связи представлена альтернативная конструкция мостового устройства с применением электродинамических систем (ЭС), эквивалентных индуктивной и емкостной нагрузкам четвертьволновых отрезков длинных линий, составляющих мост. Для их размещения используется свободное пространство внутри моста.*

*Для учета влияния соседних проводящих линий друг на друга и других факторов разработанная топология промоделирована в программе САПР AWR DE 13. Также выполнена натурная модель устройства, на которой проведены измерения параметров с помощью векторного сетевого анализатора Rohde & Schwarz ZVA 24 и калибровочного комплекта K52. Результаты моделирования и натуральных измерений, близкие друг к другу, показывают, что спроектированная топология моста обладает параметрами, близкими к параметрам обычной конструкции при существенном (до 75 %) сокращении площади.*

*Микрополосковый мост представленной топологии может быть изготовлен по стандартной технологии травления печатных плат. Форма ЭС выбрана для максимального использования свободного пространства внутри моста без пересечения соседних проводников. Толщина отрезков микрополосковых линий и промежутки между ними определялись с точки зрения технологической целесообразности.*

### Микрополосковая линия, двухшлейфный мост, миниатюризация

Традиционные микрополосковые мостовые устройства достаточно широко применяются в радиотехнике. Они могут быть использованы в радиолокации, радионавигации, связи, антенных системах, радиоизмерениях и в других областях техники. Также они используются в качестве

функционального узла для построения делителей мощности, смесителей, модуляторов, сумматоров мощности, диаграммообразующих элементов.

Конструкция двухшлейфного моста состоит из двух отрезков микрополосковых линий (МПЛ)

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).