

Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

Б. С. Буянтуев¹, Н. С. Калмыков², Е. В. Яковенко³, Д. В. Холодник^{2✉}

¹АО "НИТИ "Авангард", Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

³АО "МАРТ", Санкт-Петербург, Россия

✉ DVKholodnyak@etu.ru

Аннотация

Введение. Нефостеровские элементы (НФЭ) имитируют в определенном диапазоне частот поведение гипотетических реактивных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости и используются для компенсации частотной зависимости традиционных реактивностей, что позволяет создавать широкополосные СВЧ-устройства. Для реализации НФЭ применяются конверторы отрицательного импеданса (КОИ) – активные цепи, преобразующие импеданс нагрузки во входной импеданс противоположного знака. Ошибка преобразования, обусловленная неоптимальным выбором параметров КОИ, а также неидеальностью его элементов, ограничивает точность реализации значений и рабочую полосу частот НФЭ. Необходимость учета большого количества факторов, которые опосредованно и разнонаправленно влияют на конечный результат, и отсутствие универсальной методики значительно осложняют разработку НФЭ. Как следствие, характеристики НФЭ в широкой полосе частот заметно отличаются от целевых, что ограничивает возможности практических применений.

Цель работы. Предложить методику разработки отрицательных индуктивностей на основе КОИ, построенного по схеме Линвилла, которая позволила бы компенсировать ошибку преобразования и создавать широкополосные отрицательные индуктивности с малым отклонением от целевого значения.

Материалы и методы. Рассмотрено влияние параметров отдельных составляющих КОИ на частотные характеристики отрицательной индуктивности. На основании проведенного анализа и выявленных взаимосвязей предложена методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей с малым отклонением в широкой полосе частот. Показано, что при реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями целесообразно использовать в нагрузке КОИ отрезок длинной линии вместо сосредоточенной индуктивности, так как это позволяет обеспечить более широкую полосу частот при меньшем отклонении от целевого значения отрицательной индуктивности.

Результаты. Для демонстрации возможностей, которые открывает применение предложенной методики, представлены результаты моделирования ряда отрицательных индуктивностей с фиксированным набором значений и отклонений в гигагерцовом диапазоне частот.

Заключение. Полученные результаты показывают, что предложенная методика позволяет без применения численной оптимизации компенсировать ошибку преобразования и тем самым уменьшить отклонение значения отрицательной индуктивности от целевого в заданной полосе частот или расширить рабочую полосу частот при заданном допустимом отклонении отрицательной индуктивности.

Ключевые слова: нефостеровский элемент, отрицательная индуктивность, конвертор отрицательного импеданса

Для цитирования: Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне / Б. С. Буянтуев, Н. С. Калмыков, Е. В. Яковенко, Д. В. Холодник // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 74–93. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-74-93

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Грант РНФ № 23-29-00991.

Статья поступила в редакцию 25.10.2023; принята к публикации после рецензирования 01.12.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

Bair S. Buiantuev¹, Nikita S. Kalmykov², Egor V. Iakovenko³, Dmitry V. Kholodnyak^{2✉}

¹JSC "NITI "Avangard", St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

³JSC "MART", St Petersburg, Russia

✉DVKholodnyak@etu.ru

Abstract

Introduction. Non-Foster elements (NFEs) mimic behavior of hypothetical negative inductors or capacitors in a certain frequency band. NFEs are used to compensate reactance of conventional inductors and capacitors that allows designing broadband microwave devices. To realize NFEs, active circuits referred to as negative impedance converters (NICs) are employed to convert the load impedance into the negative input impedance. The conversion error, caused by non-optimal choice of NIC parameters and non-idealities of NIC components, limits the accuracy and operating bandwidth of NFEs. The necessity to account for many factors, which indirectly and oppositely impact the final result, and unavailability of a universal design methodology complicate the design of NFEs significantly. As a result, broadband NFE characteristics differ from the target ones remarkably that limits practical applications.

Aim. Elaboration of a design methodology to compensate the Linvill's NIC conversion error and realize high-accuracy broadband negative inductors.

Materials and methods. Influence of NIC constituent parameters on the negative inductor frequency characteristics is considered. The performed analysis and the identified relationships allowed us to propose a step-by-step methodology to design negative inductors having tight tolerance over a broad frequency band. The use of a transmission line section instead of a lumped inductor in the NIC load when realizing negative inductors of high absolute values is shown to be advantageous as this allows providing better tolerance and wider bandwidth.

Results. In order to demonstrate possibilities enabled by the proposed methodology, simulation results are presented for the GHz-range negative inductors with a set of inductance and tolerance values.

Conclusion. The results obtained show that the proposed methodology makes it possible to compensate the conversion error without any numerical optimization and therefore to reduce the deviation of the negative inductance from the target value in the given frequency range or to broaden the bandwidth for a given tolerable deviation of the negative inductance.

Keywords: Non-Foster element, negative inductance, negative impedance converter

For citation: Buiantuev B. S., Kalmykov N. S., Iakovenko E. V., Kholodnyak D. V. A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 74–93. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-74-93

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Acknowledgements. The RSF Grant No. 23-29-00991.

Submitted 25.10.2023; accepted 01.12.2023; published online 29.12.2023

Введение. С 2000-х годов наблюдается устойчивый интерес к разработке и применению так называемых нефостеровских элементов (НФЭ), которые в определенном диапазоне частот имитируют поведение гипотетических реактивных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости, характеризующихся отрицательной производной реак-

танса по частоте. Благодаря своим уникальным дисперсионным характеристикам, НФЭ используются для компенсации частотной зависимости традиционных индуктивных и емкостных элементов, реактанс которых согласно теореме Фостера [1] имеет положительную производную, т. е. монотонно возрастает с ростом частоты, что позволяет создавать на осно-

Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

ве НФЭ широкополосные антенны и СВЧ-устройства. На сегодняшний день области применения НФЭ включают: широкополосное согласование электрически малых антенн [2–13]; частотно-перестраиваемые автоколебательные антенны [14–16]; широкополосные метаматериалы и метаповерхности [16–20]; широкополосные согласующие цепи для усилителей [21–24]; частотно-перестраиваемые генераторы, управляемые напряжением [25–29]; широкополосные фазовращатели [30–32]; широкополосные и частотно-перестраиваемые фильтры [33–37]; варикапы с повышенной управляемостью [38, 39] и др.

НФЭ реализуются в виде активных цепей, поскольку теорема Фостера исключает существование пассивных недиссипативных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости. Одной из наиболее распространенных цепей, использующихся для реализации НФЭ, является конвертор отрицательного импеданса (КОИ), построенный по схеме Линвилла (рис. 1) [40]. Данный КОИ преобразует импеданс нагрузки Z_H во входной импеданс противоположного знака $Z_{BX} = -kZ_H$ путем инверсии напряжения нагрузки. У идеального КОИ коэффициент преобразования равняется единице ($k = 1$). На практике неидеальность транзисторов и пассивных элементов цепи КОИ приводит к ошибке преобразования ($k \neq 1$), в результате чего значение реализуемой отрицательной индуктивности или емкости отличается от целевого, а значение и знак отклонения зависят от частоты. Как следствие, реализуемый диапазон значений отрицательной ин-

дуктивности или емкости, точность реализации этих значений и рабочая полоса частот НФЭ определяются характеристиками реального КОИ. Таким образом, минимизация ошибки преобразования КОИ является ключевым фактором реализации НФЭ с малым отклонением значения отрицательной индуктивности или емкости от целевого в широкой полосе частот.

КОИ на основе схемы Линвилла предрасположены к автоколебаниям вследствие наличия положительной обратной связи. Устойчивость цепи зависит как от параметров самого КОИ, так и от подключаемых внешних нагрузок [17]. При анализе устойчивости необходимо учитывать частотно-зависимые характеристики транзисторов, наличие паразитных параметров, влияние цепей смещения и т. д. Все эти факторы серьезно влияют на устойчивость КОИ и накладывают дополнительные ограничения на его параметры.

Необходимость учета большого количества факторов, которые опосредованно и разнонаправленно влияют на конечный результат, значительно осложняет разработку НФЭ, а отсутствие универсальной методики приводит к тому, что в подавляющем большинстве случаев разработка осуществляется интуитивно или с использованием численных оптимизационных процедур. При этом целевая функция и вектор начальных значений параметров обычно формируются без априорного знания весов отдельных параметров. В результате характеристики реализованных НФЭ заметно отличаются от целевых. Речь идет прежде всего о точности реализации значений отрицательной индуктивности или емкости, которая определяет их рабочую полосу частот. К тому же при таком "слепом" подходе к разработке для реализации другого значения отрицательной реактивности оптимизацию параметров КОИ требуется проводить заново. Все это ограничивает возможности разработки НФЭ с характеристиками, которые требуются для реальных применений, и тормозит их широкое практическое использование.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики отрицательных индуктивностей, представленных в литературе. У большинства из них, в том числе реализованных в монолитно-интегральном исполнении, верхняя граница

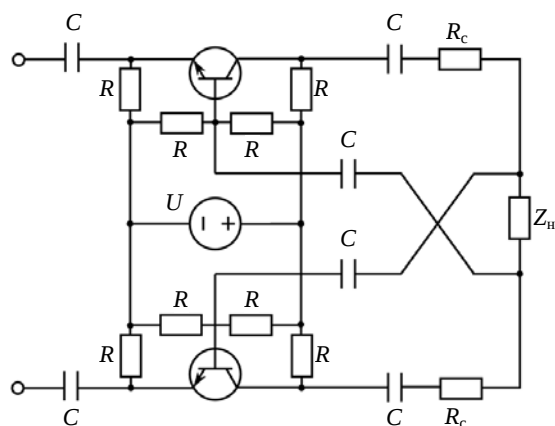


Рис. 1. КОИ по схеме Линвилла

Fig. 1. Linvill's NIC circuit

Табл. 1. Сравнительные характеристики отрицательных индуктивностей
по данным современной научно-технической литературы

Tab. 1. Characteristics of negative inductors recently reported in literature

Ссылка	Индуктивность, нГн	Отклонение, %	Полоса частот, ГГц	Транзистор (граничная частота / тех. процесс)
[6]	–190	10	0.01...0.1 (10:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[41]	–220...–260	7	0.05...0.1 (2:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[5]	–110	10	0.15...0.25 (1.7:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[46]	–3,4	10	0.2...0.5 (2.5:1)	LMH6702 (OpAmp)
[44]	–100	10	0.1...0.6 (6:1)	CMOS (0,5 мкм)
[43]	–40...–64	15	0.04...0.8 (20:1)	IBM 8 HP BiCMOS
[45]	–20	9	0.2...0.9 (4.5:1)	0,25 мкм BiCMOS SiGe
[42]	–1	30 / 10	0.1...6.0 / 0.4...3.0 (60:1 / 7.5:1)	CMOS (65 нм)

рабочей полосы частот не превышает 1 ГГц, а ширина полосы частот, в которой отклонение индуктивности от целевого значения составляет менее 10 %, лишь в ряде случаев превосходит две октавы (4:1). Это означает, что существенно меньшие отклонения, которые требуются для реальных практических применений, обеспечиваются в значительно более узкой полосе частот. Однако, поскольку применения НФЭ связаны с созданием новых широкополосных СВЧ-устройств и антенн, характеристики которых напрямую зависят от характеристик НФЭ, реализация последних должна обеспечивать требуемое значение отрицательной реактивности с минимальным отклонением в максимально широкой полосе частот. Для этого необходима методика разработки, обеспечивающая корректный учет всех необходимых факторов на каждом этапе.

В [35] представлена методика разработки НФЭ с отрицательными значениями емкости, которая позволила нам без применения численной оптимизации получить результаты, превосходящие известные из литературы. В настоящей

статье мы распространяем наш подход на НФЭ с отрицательными значениями индуктивности и предлагаем методику их пошаговой разработки с использованием КОИ на основе схемы Линвилла. Предлагаемая методика построена с учетом следующих аспектов: характеристики транзисторов и выбор рабочей точки; компенсация ошибки преобразования КОИ для реализации требуемого значения отрицательной индуктивности с минимальным отклонением; повышение добротности НФЭ за счет компенсации вещественной части входного импеданса КОИ; стабилизация цепи КОИ и обеспечение устойчивости в диапазоне значений внешних нагрузок. Следует отметить, что в литературе представлено гораздо меньше практических реализаций НФЭ с отрицательным значением индуктивности нежели емкости, в то время как потенциал применений НФЭ обоих типов примерно одинаков. Это говорит о том, что реализация отрицательных индуктивностей сопряжена с дополнительными трудностями. В связи с изложенным предлагаемая методика разработки таких НФЭ представляется весьма актуальной.

Методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей. Как показывает накопленный опыт разработки и исследования характеристик НФЭ, несмотря на большое количество факторов, которые разнонаправленно влияют на характеристики, методика разработки НФЭ может быть сведена к определенной последовательности шагов с контролем соответствующих параметров на каждом этапе. На основе анализа влияния параметров отдельных составляющих КОИ на частотные характеристики отрицательной индуктивности и выявленных взаимосвязей мы предлагаем методику разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением, которая включает следующие этапы:

- выбор транзисторов с удовлетворяющими параметрами;
- анализ влияния рабочей точки выбранных транзисторов на частотные характеристики КОИ, определение параметров цепей смещения;
- коррекция индуктивности нагрузки КОИ для минимизации отклонения эквивалентной входной индуктивности в заданной полосе частот. Для реализации больших абсолютных значений отрицательной индуктивности с малым отклонением целесообразно в качестве нагрузки КОИ использовать отрезок длинной линии вместо сосредоточенной индуктивности;
- компенсация вещественной части входного импеданса КОИ путем введения в его нагрузку резистора;
- стабилизация цепи КОИ и достижение компромисса между диапазоном изменения внешних нагрузок и отклонением значения отрицательной индуктивности за счет ограничения усиления обратной связи при помощи резисторов (R_c) в коллекторных цепях и (или) путем регулировки напряжения смещения транзисторов.

В последующих разделах представлено детальное объяснение сути отдельных этапов данной методики с наглядной демонстрацией того, как те или иные параметры влияют на характеристики отрицательных индуктивностей на каждом шаге, на примере разработки КОИ для реализации различных значений отрицательной индуктивности в рабочей полосе частот 0.5...2.0 ГГц (4:1).

Выбор транзисторов. Выбор транзисторов является ключевым шагом разработки КОИ. Ошибка преобразования КОИ минимизируется,

если в рабочей полосе частот поведение используемых транзисторов приближается к характеристикам идеального транзистора, т. е. коэффициент передачи по току стремится к единице ($\alpha \rightarrow 1$), а влияние паразитных параметров пренебрежимо мало. Принято считать, что для минимизации ошибки преобразования граничная частота транзисторов $f_{гр}$ должна быть на порядок выше верхней частоты f_{max} требуемой рабочей полосы частот КОИ ($f_{гр}/f_{max} \geq 10$) [17]. Данный критерий обусловлен тем, что на частотах много меньше граничной коэффициент передачи по току слабо зависит от частоты. Однако граничная частота – не единственный критерий выбора транзисторов. Помимо этого необходимо учитывать входной и выходной импеданс, рабочие токи и напряжения, а также паразитные параметры транзистора.

Для демонстрации того, что высокая граничная частота транзисторов не является однозначной гарантией хороших частотных характеристик КОИ, на рис. 2 приведены результаты схемотехнического моделирования для трех КОИ, выполненных по схеме Линвилла (см. рис. 1) и реализующих отрицательные индуктивности –1, –5 и –10 нГн с применением транзисторов трех различных моделей, каждая из которых характеризуется крайне высокой граничной частотой по отношению к рабочей полосе частот реализуемых отрицательных индуктивностей ($f_{гр}/f_{max} > 30$). Использовались SPICE-модели биполярных транзисторов BFP620, BFR840L3RHESD (далее BFR840) и BFP840ESD (далее BFP840) фирмы Infineon, имеющих критическую частоту 65, 75 и 80 ГГц соответственно. Значения коллекторного тока I_k и напряжения коллектор-эмиттер $U_{к-э}$ выбирались с целью обеспечить минимально-возможные отклонения от целевых значений отрицательной индуктивности в наиболее широкой полосе частот. Более подробно выбор рабочей точки транзисторов в составе КОИ обсуждается далее. В рассматриваемых примерах были выбраны следующие значения: $I_k=1.7$ мА и $U_{к-э}=1.5$ В – для транзистора BFP620; $I_k=3.3$ мА и $U_{к-э}=1.6$ В – для BFR840;

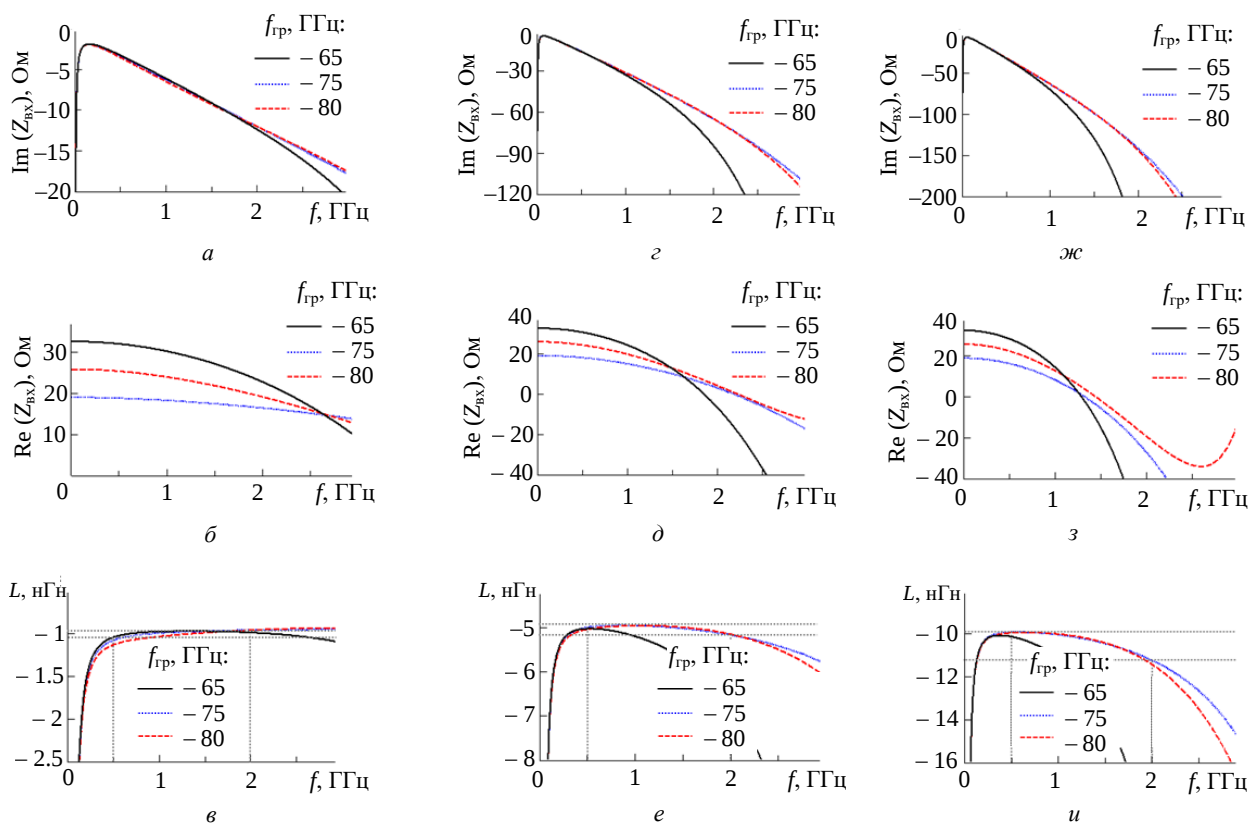


Рис. 2. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса, а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ при использовании в качестве нагрузки индуктивности:

а–в – 1 нГн; з–е – 5 нГн; жс–и – 10 нГн

Fig. 2. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance as well as the equivalent input inductance of the NIC when employing load inductances of : а–в – 1 nH; з–е – 5 nH; жс–и – 10 nH

$I_K = 2.2$ мА и $U_{K-Э} = 1.6$ В – для BFP840. Для подачи постоянного напряжения смещения от источника $U = 7$ В применялись резисторы $R = 820$ Ом. Блокирующие конденсаторы имели емкость $C = 2.2$ нФ.

При использовании в качестве нагрузки КОИ индуктивности $L_H = 1$ нГн все три КОИ на разных транзисторах демонстрируют сопоставимые характеристики (рис. 2, а–в). В выбранной полосе частот (0.5 ... 2.0 ГГц) целевое значение отрицательной индуктивности -1 нГн реализуется с отклонением, не превышающем $\pm 12\%$. Однако при увеличении нагрузки КОИ до 5 нГн (рис. 2, з–е) и далее до 10 нГн (рис. 2, жс–и) с целью реализации соответствующих значений отрицательной индуктивности, КОИ на основе транзисторов с лишь незначительно меньшей граничной частотой (BFP620) заметно уступает двум другим. При этом КОИ на основе транзисторов BFR840 обладают меньшим входным

сопротивлением и обеспечивают реализацию целевого значения отрицательной индуктивности с меньшим отклонением по сравнению с КОИ, использующими транзисторы BFP840 с более высокой граничной частотой. Заметим, что отклонения значений отрицательной индуктивности от целевых представляют собой ошибки преобразования КОИ, которые в идеале должны быть минимизированы.

Увеличение отклонения отрицательной индуктивности от целевого значения на частотах ниже рабочей полосы связано с неидеальной развязкой между цепями эмиттера, коллектора и обратной связи, которая обеспечивается резисторами R .

Выбор рабочей точки транзисторов. В литературе мало внимания уделяется выбору параметров цепей смещения транзисторов в составе КОИ. Обычно рабочая точка транзисторов устанавливается в центре активного режима для обеспечения максимальной амплитуды

ды выходного сигнала. Однако такое положение рабочей точки обычно не способствует минимизации ошибки преобразования КОИ. При выборе рабочей точки транзисторов, важно оценивать ее влияние на входные характеристики КОИ и выбирать такие параметры цепей смещения, при которых обеспечивается минимальное отклонение реализуемой отрицательной индуктивности от целевого значения.

Влияние рабочей точки транзисторов на характеристики отрицательной индуктивности показано на рис. 3 на примере КОИ с транзисторами BFR840. При приложении постоянного напряжения от источника 5, 7 и 12 В значения коллекторного тока и напряжения коллектор-эмиттер, соответственно, составляют: $I_K = 2$ мА и $U_{K-Э} = 1.6$ В; $I_K = 3.3$ мА и $U_{K-Э} = 1.6$ В; $I_K = 6.2$ мА и $U_{K-Э} = 1.7$ В.

При малых значениях нагрузки КОИ ($L_H = 1$ нГн), напряжение источника $U = 12$ В обес-

печивает наименьшее отклонение отрицательной индуктивности от целевого значения в рабочей полосе частот. В то же время при больших значениях нагрузки КОИ ($L_H = 5$ и 10 нГн) меньшее отклонение значения отрицательной индуктивности достигается при $U = 5$ В. Более высокое напряжение питания обеспечивает более высокий коэффициент усиления по току для усилителя с общей базой в составе КОИ, приближая его значение к единице. С другой стороны, уменьшение напряжения питания способствует уменьшению обратного коэффициента усиления по напряжению [35], который у идеального усилителя с общей базой равняется нулю. Таким образом, из результатов моделирования можно сделать вывод о том, что для уменьшения отклонения от целевого значения при реализации отрицательных индуктивностей с малыми абсолютными значениями более важным фактором является стремление

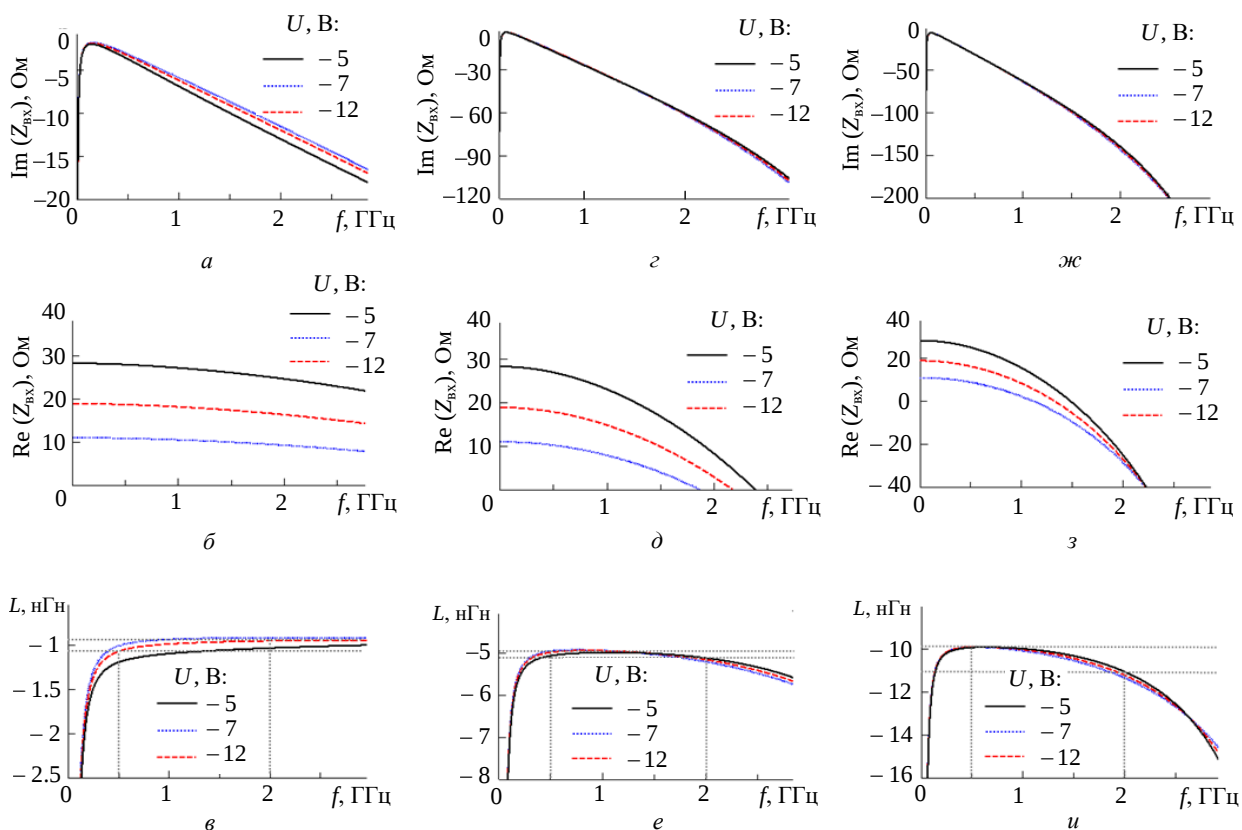


Рис. 3. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса, а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ на основе транзисторов BFR840 при разном напряжении питания и использовании в качестве нагрузки индуктивности: а–в – 1 нГн; з–е – 5 нГн; жс–и – 10 нГн

Fig. 3. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance as well as the equivalent input inductance of the NIC based on transistor BFR840 with a different source voltage when employing load inductances of :

а–в – 1 нН; з–е – 5 нН; жс–и – 10 нН

коэффициента усиления по току к единице, тогда как в случае отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями на первый план выходит обратный коэффициент усиления по напряжению, который должен стремиться к нулю.

Рабочая точка транзисторов оказывает существенное влияние и на частотную зависимость вещественной части входного импеданса КОИ. При реализации НФЭ активное сопротивление является паразитной составляющей входного импеданса КОИ, которую следует минимизировать для снижения потерь энергии в НФЭ. Для всех трех рассматриваемых значений индуктивности нагрузки L_n наименьшие значения входного сопротивления КОИ достигаются при $U = 12$ В. Однако заметим, что ненулевое входное сопротивление КОИ может быть частично компенсировано на одном из последующих этапов предлагаемой методики. Поэтому оно не является первостепенным фактором для выбора рабочей точки транзисторов.

Таким образом, при реализации нефостеровской отрицательной индуктивности определенного значения, следует выбирать рабочую точку транзисторов, при которой обеспечивается минимальное отклонение индуктивности от целевого значения. При этом желательно, чтобы входное сопротивление КОИ было как можно меньше. В то же время при разработке КОИ, предназначенного для работы с широким диапазоном нагрузок, предпочтение стоит отдавать такой рабочей точке, при которой достигается компромисс между отклонением отрицательной индуктивности, значением входного сопротивления КОИ и током питания при множественных значениях нагрузки. В рассмотренном примере таким компромиссным решением является КОИ с напряжением питания $U = 7$ В.

Особенности реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями. С повышением абсолютного значения реализуемой отрицательной индуктивности наблюдается "завал" входных характеристик КОИ на высоких частотах, который приводит к увеличению отклонения значения отрицательной индуктивности от целевого в рабочей полосе частот (рис. 3). Такое поведение

объясняется тем, что собственная паразитная емкость КОИ, обусловленная неидеальностью транзисторов, образует колебательный контур с реализуемой отрицательной индуктивностью, резонансная частота которого смещается вниз при увеличении абсолютного значения индуктивности. Данный эффект можно частично компенсировать путем замены сосредоточенной индуктивности в нагрузке КОИ эквивалентным отрезком длинной линии, который включается в цепь КОИ в качестве импеданса нагрузки Z_n (см. рис. 1) аналогично сосредоточенной индуктивности.

Сравнивая матрицы передачи отрезка длинной линии и П-образной цепи, состоящей из последовательной индуктивности L_s и двух одинаковых емкостей "на землю" C_p , можно найти соотношения между параметрами этих элементов [47]:

$$\omega_0 L_s = Z_0 \sin \theta; \quad (1)$$

$$\omega_0 C_p = \frac{\operatorname{tg}(\theta/2)}{Z_0}, \quad (2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральная частота; Z_0 и θ – волновое сопротивление и электрическая длина отрезка длинной линии, соответственно. В данном случае L_s – необходимая индуктивность нагрузки КОИ, для реализации которой электрическая длина линии согласно (1) должна составлять

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\omega_0 L_s}{Z_0}\right). \quad (3)$$

Выражения (1)–(3) справедливы при $\theta \leq 90^\circ$. Для реализации индуктивности в виде отрезка длинной линии обычно стремятся использовать короткие отрезки, длина которых не превышает одной восьмой длины волны в линии на центральной частоте, так как это позволяет уменьшить емкость "на землю", которая в данном случае считается паразитной [47]. С этой же точки зрения значения волнового сопротивления линии целесообразно выбирать высокими.

Емкость C_p преобразуется ко входу КОИ в отрицательную и компенсирует собственную емкость КОИ, в результате чего резонансная частота колебательного контура, образованно-

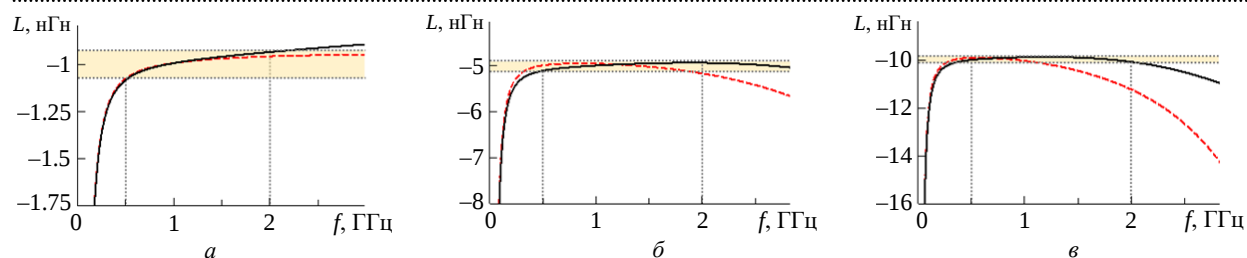


Рис. 4. Частотные зависимости эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ на основе транзисторов BFR840 при использовании в качестве нагрузки сосредоточенной индуктивности (штриховые линии): а – 1 нГн; б – 5 нГн; в – 10 нГн или эквивалентного отрезка длинной линии (сплошные линии)

Fig. 4. Frequency characteristics of the equivalent input inductance of the NIC based on transistor BFR840 when employing lumped inductances (dashed lines) equal to : а – 1 nH; б – 5 nH; в – 10 nH or equivalent transmission line sections (solid lines)

го отрицательной индуктивностью и положительной емкостью, возрастает. Похожего эффекта можно добиться, используя в качестве Z_H упомянутую ранее П-образную реактивную цепь. Однако необходимо иметь в виду, что такая цепь эквивалентна отрезку длинной линии в ограниченной полосе частот в окрестностях центральной частоты. В широкой полосе частот их характеристики могут существенно различаться. К тому же реализация отрезка длинной линии в интегральном исполнении представляется более простым и удобным решением для практических применений. Для рассматриваемого примера использование отрезка длинной линии в качестве индуктивности нагрузки КОИ оправданно, начиная с реализации отрицательной индуктивности -5 нГн (рис. 4, б), и позволяет существенно уменьшить отклонение в рабочей полосе частот для отрицательной индуктивности -10 нГн (рис. 4, в). В то же время при малых значениях реализуемой отрицательной индуктивности лучшие частотные характеристики достигаются при использовании в нагрузке КОИ сосредоточенной индуктивности, как показано на рис. 4, а.

Коррекция индуктивности нагрузки КОИ. Ошибка преобразования, вносимая неидеальным КОИ, выражается в том, что значение реализуемой отрицательной индуктивности отличается от целевого, а значение и знак отклонения зависят от частоты (рис. 5). Целесообразно, чтобы в пределах рабочей полосы частот отклонение принимало как положительные, так и отрицательные значения, а его максимальные значения были одинаковы по абсолютной величине, но противоположны по знаку. Этого можно добиться, корректируя пара-

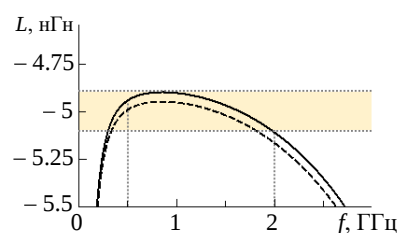


Рис. 5. Частотные зависимости эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ, реализующего отрицательную индуктивность -5 нГн, до коррекции нагрузки (штриховая линия) и после (сплошная линия)

Fig. 5. Frequency characteristics of the equivalent input inductance of the NIC to realize the negative inductance of -5 nH, before the NIC load correction (dashed line) and after (solid line)

метры нагрузки КОИ. В частности, коррекция значения индуктивности нагрузки позволяет сдвинуть частотную характеристику отрицательной индуктивности вверх или вниз относительно целевого значения и симметризовать отклонение в рабочей полосе частот.

Например, КОИ на основе транзисторов BFR840 с рабочей точкой $I_K = 3.3$ мА и $U_{K-Э} = 1.6$ В ($U = 7$ В; $R = 820$ Ом; $C = 2.2$ нФ) при нагрузке $L_H = 5$ нГн реализует отрицательную индуктивность, значение которой в полосе частот $0.5 \dots 2.0$ ГГц варьируется от -4.94 до -5.16 нГн, как показано на рис. 5 штриховой линией. Таким образом, целевое значение -5.0 нГн реализуется с отклонением $-0.16/+0.6$ нГн, что соответствует $-3.2/+1.2$ %. Чтобы получить симметричное отклонение в ± 0.11 нГн (± 2.2 %), характеристику необходимо сдвинуть вверх на 0.05 нГн (сплошная линия на рис. 5). Эта задача решается путем уменьшения индуктивности нагрузки на те же 0.05 нГн, т. е. до $L_H = 4.95$ нГн.

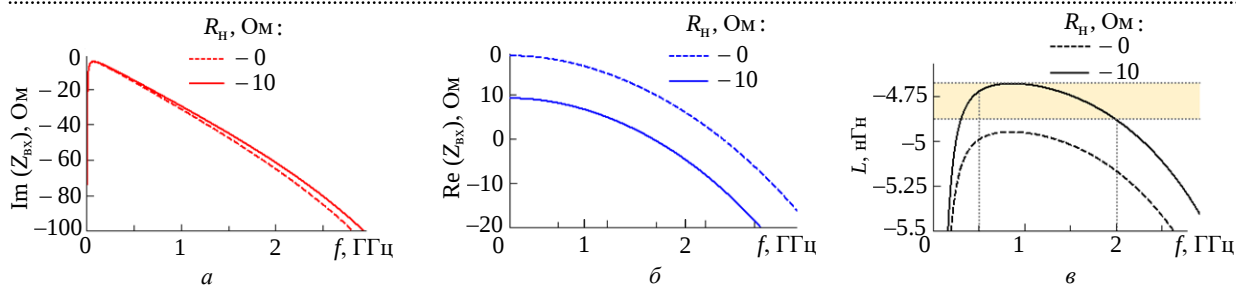


Рис. 6. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса (а, б), а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности (в) КОИ, реализующего отрицательную индуктивность -5 нГн, до компенсации входного сопротивления путем введения резистора R_n в нагрузку (штриховые линии) и после (сплошные линии)

Fig. 6. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance (a, б) as well as the equivalent input inductance (в) of the NIC to realize the negative inductance of -5 nH, before using resistor R_n to compensate the NIC input resistance (dashed line) and after (solid line)

Компенсация входного сопротивления КОИ. Как упоминалось ранее, входной импеданс КОИ характеризуется ненулевой вещественной составляющей. При этом чем выше входное сопротивление КОИ, тем меньше эквивалентная добротность реализуемой отрицательной индуктивности. Для компенсации входного сопротивления в нагрузку КОИ последовательно с индуктивностью L_n может быть включен резистор R_n , сопротивление которого преобразуется ко входу КОИ в отрицательное, уменьшая тем самым входное сопротивление КОИ.

Рис. 6 иллюстрирует влияние резистора $R_n = 10$ Ом на частотные характеристики КОИ на основе транзисторов BFR840, реализующего отрицательную индуктивность с целевым значением -5.0 нГн из предыдущего примера. Значение сопротивления нагрузки КОИ выбрано таким, чтобы входное сопротивление имело в рабочей полосе частот симметричное отклонение относительно нуля.

Следует отметить, что введение резистора в нагрузку КОИ также оказывает влияние и на мнимую часть входного импеданса (рис. 6, в), в связи с чем может потребоваться повторная коррекция индуктивности нагрузки L_n .

Стабилизация цепи КОИ. Вследствие того, что КОИ, построенный по схеме Линвилла, состоит из двух усилителей, каждый из которых включен в петлю положительной обратной связи другого усилителя, цепь КОИ склонна к самовозбуждению. Поэтому при разработке НФЭ важной задачей является обеспечение устойчивого режима работы цепи КОИ.

Многие методы анализа устойчивости цепей, традиционно используемые в технике СВЧ, неприменимы к НФЭ [17]. Основными проблемами при анализе устойчивости НФЭ являются выбор области анализа и представление анализируемой цепи. Область анализа должна учитывать переходные процессы, вследствие которых цепь может перейти в неустойчивое состояние. Анализ устойчивости с учетом переходных процессов гарантируется с помощью методов анализа во временной или частотной области, если рассматриваются частоты от $-\infty$ до $+\infty$. Другая проблема заключается в возможности возникновения неустойчивого режима работы, не наблюдаемого на выходах цепи (так называемый скрытый режим) [17]. Данная проблема решается методами анализа, не только оценивающими входной коэффициент отражения, но и учитывающими все контуры и узлы анализируемой цепи. Существует несколько надежных методов анализа устойчивости, которые удовлетворяют указанным требованиям и не приводят к неверной оценке устойчивости цепи (анализ передаточной функции, критерий нормированной детерминантной функции (НДФ), метод Найквиста и т. д.) [17, 48]. Для анализа устойчивости НФЭ в частотной области широкое распространение получил критерий НДФ [48, 49].

Устойчивость НФЭ рассматривается в контексте значений импеданса внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива. В отсутствие подключаемой ко входу КОИ внешней нагрузки, которая содержит мнимую составляющую, цепь КОИ априори является неустойчивой [17, 49]. Для идеального КОИ устойчи-

вость обеспечивается, если реализуемая отрицательная индуктивность L_0 не превышает по абсолютной величине значение последовательно подключенной внешней индуктивности: $|L_0| \leq L_{\text{вн}}$. В случае реального КОИ диапазон допустимых значений внешней нагрузки зависит от параметров цепи КОИ, в том числе от внутренней нагрузки КОИ, импеданс которой преобразуется в отрицательный. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки тем шире, чем уже рабочая полоса частот НФЭ и наоборот [35]. Таким образом, повысить устойчивость НФЭ можно преднамеренным ограничением его рабочей полосы частот, контроль ширины которой может быть осуществлен, например, посредством изменения рабочей точки транзисторов.

В табл. 2 сведены результаты исследования характеристик КОИ на базе транзисторов

BFR840, реализующего отрицательную индуктивность $L_0 = -5$ нГн. В качестве внешней нагрузки КОИ использовалась индуктивность $L_{\text{вн}}$ и сопротивление источника сигнала 50 Ом. Внешняя индуктивность включалась последовательно между выходом источника и одним из входных терминалов КОИ, в то время как другой терминал КОИ был заземлен. Исследовалась взаимосвязь между устойчивостью НФЭ и шириной его рабочей полосы частот при изменении напряжения питания U . Для каждого значения напряжения питания оценивались диапазон допустимых значений внешней индуктивности $L_{\text{вн}}$, при которых цепь является устойчивой по критерию НДФ, и ширина рабочей полосы частот. Рабочая полоса частот определялась по отклонению значения отрицательной индуктивности на $\pm 5\%$ от целевого. Полоса частот максимизировалась путем коррекции

Табл. 2. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива, для различной рабочей полосы частот реализуемой отрицательной индуктивности

Tab. 2. Range of admissible external loads, which the NIC is stable with, for different operating bandwidths of the realized negative inductance

L_0 , нГн	–5	–5	–5	–5	–5
$L_{\text{н}}$, нГн	4.75	4.79	4.8	4.81	4.82
U , В	5	6	7	8	9
$f_{-5\%}$, ГГц	0.21	0.2	0.2	0.2	0.2
$f_{+5\%}$, ГГц	2.83	2.7	2.61	2.55	2.54
$\Delta f / f_0$, %	262	250	241	235	234
$L_{\text{вн}}$, нГн	7.50	7.50	7.50	7.50	7.50
	7.51	7.51	7.51	7.51	7.51
	7.52	7.52	7.52	7.52	7.52
	7.53	7.53	7.53	7.53	7.53
	9.80	9.80	9.80	9.80	9.80
	10.70	10.70	10.70	10.70	10.70
	11.50	11.50	11.50	11.50	11.50
	12.37	12.37	12.37	12.37	12.37
	13.13	13.13	13.13	13.13	13.13
	13.14	13.14	13.14	13.14	13.14

Табл. 3. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива, для различных значений сопротивления стабилизирующих резисторов

Tab. 3. Range of admissible external loads, which the NIC is stable with, for different stabilizing resistor values

L_0 , нГн	–5	–5	–5	–5	–5
L_H , нГн	4.8	4.82	4.85	4.87	4.9
R_c , Ом	0	2	4	6	8
$f_{-5\%}$, ГГц	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
$f_{+5\%}$, ГГц	2.61	2.61	2.61	2.61	2.61
$\Delta f / f_0$, %	241	241	241	241	241
L_{BH} , нГн	6.99	6.99	6.99	6.99	6.99
	7.09	7.09	7.09	7.09	7.09
	7.21	7.21	7.21	7.21	7.21
	7.35	7.35	7.35	7.35	7.35
	7.52	7.52	7.52	7.52	7.52
	7.53	7.53	7.53	7.53	7.53
	11.50	11.50	11.50	11.50	11.50
	11.51	11.51	11.51	11.51	11.51
	12.15	12.15	12.15	12.15	12.15
	12.84	12.84	12.84	12.84	12.84
	13.48	13.48	13.48	13.48	13.48
	14.19	14.19	14.19	14.19	14.19

индуктивности нагрузки L_H , как описано ранее. В табл. 2 значения L_{BH} , при которых цепь неустойчива, выделены заливкой. Для рассматриваемого примера увеличение напряжения смещения с 5 до 9 В приводит к сужению рабо-

чей полосы частот с 262 до 234 %. При этом интервал допустимых значений L_{BH} расширяется с [7.51 нГн; 9.8 нГн] до [7.52 нГн; 13.13 нГн].

Другой способ повышения устойчивости основан на введении дополнительных резисторов

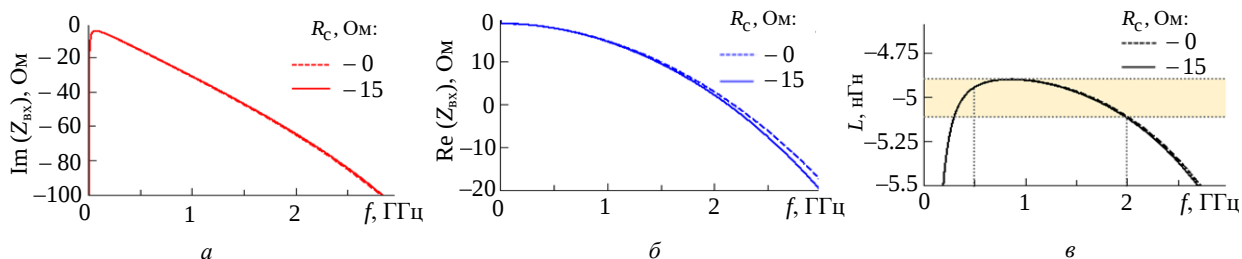


Рис. 7. Влияние резисторов R_c на частотные характеристики КОИ на основе транзисторов BFR840, реализующего отрицательную индуктивность –5 нГн

Fig. 7. Influence of the stabilizing resistors R_c value on the frequency characteristics of the BFR840-based NIC to realize the negative inductance of –5 nH

Табл. 4. Характеристики широкополосных отрицательных индуктивностей

Tab. 4. Characteristics of broadband negative inductors

L_0 , нГн	Отклонение, %	$f_{\min}$, ГГц	$f_{\max}$, ГГц	f_0 , ГГц	Δf , ГГц	$\Delta f / f_0$, %	L_n , нГн	Z_0 , Ом	θ , °	$L_{\text{вн}}$, нГн
–1.0	± 1	0.9	1.2	1.0	0.4	34	1.4	–	–	1.2...8.8
	± 2	0.7	1.4	1.0	0.7	64	1.4	–	–	1.2...8.7
	± 5	0.5	5.0	1.6	4.5	284	1.4	–	–	1.1...8.6
–2.0	± 1	0.8	2.2	1.3	1.4	102	2.5	–	–	2.4...13.4
	± 2	0.7	2.5	1.3	1.8	141	2.4	–	–	2.4...13.2
	± 5	0.3	3.8	1.1	3.4	302	2.4	–	–	2.35...12.9
–3.0	± 1	0.5	2.1	1.0	1.6	151	3.6	–	–	3.5...20.7
	± 2	0.4	2.4	1.0	2.0	196	3.4	–	–	3.5...20.5
	± 5	0.3	3.2	0.9	2.9	312	3.3	–	–	3.4...19.7
–4.0	± 1	0.4	1.7	0.9	1.3	145	4.4	–	–	4.6...32.2
	± 2	0.3	2.1	0.8	1.8	208	4.4	–	–	4.6...31.6
	± 5	0.2	2.8	0.8	2.6	320	4.3	–	–	4.4...30.0
–5.0	± 1	0.4	1.6	0.8	1.2	150	5.4	–	–	5.7...51.5
	± 2	0.3	1.9	0.8	1.6	210	5.3	–	–	5.6...50.4
	± 5	0.2	2.5	0.7	2.3	328	5.2	–	–	5.5...46.7
–6.0	± 1	0.4	1.4	0.7	1.0	146	–	90	28	6.8...9.0
	± 2	0.3	1.8	0.7	1.5	216	–	90	28	6.8...8.8
	± 5	0.2	2.4	0.7	2.2	317	–	90	28	6.7...8.3
–7.0	± 1	0.3	1.3	0.7	1.0	150	–	90	33	7.7...12.2
	± 2	0.3	1.6	0.6	1.4	216	–	90	33	7.7...12.0
	± 5	0.2	2.0	0.6	1.8	284	–	90	33	7.5...11.3
–8.0	± 1	0.3	1.2	0.6	0.9	146	–	90	38	8.7...16.3
	± 2	0.2	1.5	0.6	1.3	204	–	90	38	8.6...15.9
	± 5	0.2	2.1	0.6	1.9	325	–	90	38	8.4...14.9
–9.0	± 1	0.3	1.2	0.6	0.9	154	–	90	42	9.7...21.4
	± 2	0.2	1.4	0.6	1.2	208	–	90	42	9.6...20.9
	± 5	0.2	2.0	0.6	1.8	329	–	90	42	9.3...19.3
–10.0	± 1	0.2	1.2	0.5	1.0	189	–	90	47	10.6...28.2
	± 2	0.2	1.6	0.6	1.4	235	–	90	47	10.5...27.4
	± 5	0.1	1.9	0.5	1.8	330	–	90	47	10.2...25.2

в коллекторные цепи транзисторов (R_c на рис. 1) для ограничения коллекторного тока и, соответственно, коэффициента усиления по току [4], [35].

Влияние стабилизирующих резисторов R_c на характеристики КОИ, в том числе на его устойчивость при подключении внешней индуктивности, иллюстрируют рис. 7 и табл. 3 для случая реализации отрицательной индуктивности -5 нГн из предыдущего примера при напряжении источника $U = 7$ В. Для каждого значения сопротивления R_c оценивались диапазон допустимых значений внешней индуктивности, при которых цепь устойчива, и ширина рабочей полосы частот. При допустимом отклонении реализуемой индуктивности от целевого значения в $\pm 5\%$, введение резисторов $R_c \leq 8$ Ом слабо влияет на входной импеданс КОИ (рис. 7). При этом имеет место значительное расширение диапазона внешних нагрузок $L_{вн}$, при которых цепь устойчива.

Метод обеспечения устойчивости цепи, основанный на использовании стабилизирующих резисторов, является предпочтительным по сравнению с подстройкой напряжения смещения, так как в этом случае диапазон допустимых значений внешней нагрузки расширяется без сопутствующего сужения рабочей полосы частот, и, следовательно, отсутствует необходимость поиска компромисса между этими двумя параметрами.

Результаты применения предложенной методики. Последовательное выполнение этапов представленной методики и соблюдение изложенных рекомендаций позволяют разрабатывать широкополосные отрицательные индуктивности с малым отклонением от целевого значения для применений в гигагерцовом диапазоне частот. В табл. 4 приведены характеристики отрицательных индуктивностей от -1 до -10 нГн с различными значениями допустимого отклонения в диапазоне частот $0.5 \dots 2.0$ ГГц, разработанных по предложенной методике с учетом коррекции нагрузки и обеспечением устойчивости при помощи стабилизирующих резисторов в коллекторных цепях. Ширина рабочей полосы частот ожидаемо оказывается тем меньше, чем меньше

значение индуктивности по абсолютной величине и чем меньшее отклонение от целевого значения требуется. Вместе с тем данные расчетные характеристики, полученные без применения численной оптимизации, превосходят все известные из литературы по соотношению отклонение/рабочая полоса частот, что открывает возможности для использования таких отрицательных индуктивностей в СВЧ-устройствах для широкополосных применений.

Заключение. Для разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением от целевого значения необходимо минимизировать ошибку преобразования практических КОИ. Сложность состоит в необходимости учитывать одновременное разнонаправленное влияние на характеристики КОИ множества факторов, таких как частотно-зависимые характеристики транзисторов, наличие паразитных параметров, влияние цепей смещения и т. д. Исследование влияния различных факторов позволило установить взаимосвязи между отдельными факторами и предложить простую методику пошаговой разработки отрицательных индуктивностей, которая позволяет уменьшить отклонение от целевого значения отрицательной индуктивности в заданной полосе частот или расширить рабочую полосу частот при заданном допустимом отклонении отрицательной индуктивности. Впервые показано, что использование в качестве нагрузки КОИ отрезка длинной линии вместо сосредоточенной индуктивности ведет к уменьшению отклонения и расширению рабочей полосы частот при реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями.

Предложенная методика была протестирована для разработки ряда широкополосных отрицательных индуктивностей с различными значениями и отклонениями для применений в СВЧ-диапазоне. Полученные результаты моделирования подтверждают эффективность предложенной методики, применение которой позволило обеспечить лучшее соотношение между отклонением отрицательной индуктивности от целевого значения и шириной рабочей полосы частот.

Авторский вклад

Буянтуев Баир Саянович – выбор транзисторов и рабочей точки; анализ устойчивости и стабилизация цепи КОИ; подготовка текста статьи.

Калмыков Никита Сергеевич – реализация отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями; разработка методики.
Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

значениями; коррекция индуктивности нагрузки КОИ; компенсация входного сопротивления КОИ; подготовка рисунков и текста статьи.

Яковенко Егор Валерьевич – результаты применения предложенной методики.

Холодник Дмитрий Викторович – аннотация, введение; методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей; заключение; подготовка текста статьи.

Author's contribution

Bair S. Buiantuev, selection of transistors and work points; stability analysis and circuit stabilization; preparing paper text.

Nikita S. Kalmykov, realization of negative inductors of high absolute value; correction of NIC load inductance; compensation of NIC input resistance; preparing paper text and figures.

Egor V. Iakovenko, results of proposed methodology application.

Dmitry V. Kholodnyak, abstract; introduction; the step-by-step methodology to design negative inductors; conclusion; preparing paper text.

Список литературы

1. Foster R. M. A Reactance Theorem // Bell Labs Technical J. 1924. Vol. 3, № 2. P. 259–267. doi: 10.1002/j.1538-7305.1924.tb01358.x
2. Sussman-Fort S. E., Rudish R. M. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2009. Vol. 57, № 8. P. 2230–2241. doi: 10.1109/TAP.2009.2024494
3. Zhu N., Ziolkowski R. W. Broad-Bandwidth, Electrically Small Antenna Augmented with an Internal Non-Foster Element // IEEE Antennas Wireless Propag. Let. 2012. Vol. 11. P. 1116–1120. doi: 10.1109/LAWP.2012.2219572
4. Elfrgani A. M., Rojas R. G. Stabilizing Non-Foster-Based Tuning Circuits for Electrically Small Antennas // Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp. Memphis, TN, USA, July 2014. IEEE, 2014. P. 464–465. doi: 10.1109/APS.2014.6904563
5. Non-Foster Broadband Matching Networks for Electrically-Small Antennas / N. Ivanov, B. Buyantuev, V. Turgaliev, D. Kholodnyak // Proc. 2016 Loughborough Antennas and Propagation Conf. Loughborough, UK, Nov. 2016. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/LAPC.2016.7807596
6. Ivanov N., Turgaliev V., Kholodnyak D. Performance Improvement of an Electrically-Small Loop Antenna Matched with Non-Foster Negative Inductance // Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Honolulu, HI, USA, June 2017. IEEE, 2017. P. 348–351. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059117
7. Jacob M. M., Sievenpiper D. F. Non-Foster Matched Antennas for High-Power Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, № 9. P. 4461–4469. doi: 10.1109/TAP.2017.2727513
8. Improved Signal-to-Noise Ratio, Bandwidth-Enhanced Electrically Small Antenna Augmented With Internal Non-Foster Elements / T. Shi, M.-C. Tang, Z. Wu, H.-X. Xu, R. W. Ziolkowski // IEEE Trans. Antennas Propag. 2019. Vol. 67, № 4. P. 2763–2768. doi: 10.1109/TAP.2019.2894331
9. Batel L., Pintos J.-F., Rudant L. Superdirective and Broadband Compact Antenna Array Using Non-Foster Elements // Proc. 2019 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Miami, FL, USA, May 2019. IEEE, 2019. P. 17–20. doi: 10.1109/iWAT.2019.8730643
10. Design of Compact Superdirective and Reconfigurable Array Antenna Associated with Non-Foster Elements for IoT / S. Souai, A. Diallo, J. -M. Ribero, T. Aguilu // Proc. 2020 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Bucharest, Romania, Feb. 2020. IEEE, 2020. P. 1–4. doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570607198
11. Lee Y.-H., Cho S.-Y., Chung J.-Y. SNR Enhancement of an Electrically Small Antenna Using a Non-Foster Matching Circuit // Appl. Sci. 2020. Vol. 10, № 13. P. 4464. doi:10.3390/app10134464
12. Methodology for broadband matching of electrically small antenna using combined non-Foster and passive networks / S. Almokdad, R. Lababidi, M. Le Roy, S. Sadek, A. Perennec, D. Le Jeune // Analog Integr Circ Sig Process. 2020. Vol. 104. P. 251–263. doi:10.1007/s10470-020-01672-3
13. Albarracín-Vargas F., González-Posadas V., Segovia-Vargas D. Small Printed Antenna Array Based on Non-Foster Networks // Proc 17th Int. Congr. on Artif. Mat. for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2023), Crete, Greece, Sept. 2023. IEEE, 2023. P. X-332–X-334. doi: 10.1109/Metamaterials58257.2023.10289315
14. A Novel Design Methodology for Non-Foster Elements with Application in Broadband Self-Oscillating Antennas / B. Buiantuev, L. Vincelj, D. Kholodnyak, S. Hrabar // Proc. of 14th Eur. Conf. on Antennas and Propag. (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, March 2020. IEEE, 2020. P. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135388
15. Non-Foster Self-Oscillating Single-Loop Antenna / S. Hrabar, D. Kholodnyak, B. Buiantuev, D. Dobrijevic, M. Jakovcev, A. Zeljko, M. Martinic, I. Krois // Proc. of 14th Int. Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2020), New York, USA, Oct. 2020. IEEE, 2020. P. X-124–X-126. doi: 10.1109/Metamaterials49557.2020.9285087
16. Vincelj L., Krois I., Hrabar S. Toward Self-Oscillating Non-Foster Unit Cell for Future Active Metasurfaces // IEEE Trans. Antennas Propag. 2020. Vol. 68, № 3. P. 1665–1679. doi: 10.1109/TAP.2019.2951529

17. Hrabar S. First Ten Years of Active Metamaterial Structures with "Negative" Elements // EPJ Applied Metamaterials. 2018. Vol. 5, № 9. P. 1–12. doi: 10.1051/epjam/2018005
18. Temporal Metamaterials with Non-Foster Networks / Y. Kiasat, V. Pacheco-Peña, B. Edwards, N. Engheta // Proc. 2018 Conf. on Lasers and Electro-Optics, San Jose, CA, USA, May 2018. IEEE, 2018. P. 1–2. doi: 10.1364/CLEO_AT.2018.JW2A.90
19. Study and Optimization of a Non-Foster Circuit for the Design of Wideband Metasurfaces / C. Fisné, C. Martel, A. Franc, N. Raveu // Proc. 2019 Int. Conf. on Electromagn. in Adv. Appl., Granada, Spain, Sep. 2019. IEEE, 2019. P. 0761–0764. doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879230
20. Kalmykov N., Buiantuev B., Kholodnyak D. Broadband Metasurfaces Loaded with Non-Foster Elements // J. of Phys.: Conf. Ser. 2021. Vol. 2015, 012061. P. 1–7. doi: 10.1088/1742-6596/2015/1/012061
21. A Wideband IM3 Cancellation Technique Using Negative Impedance for LNAs with Cascode Topology / W. Cheng, A. J. Annema, G. J. M. Wienk, B. Nauta // Proc. 2012 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Montreal, QC, Canada, Jun. 2012. IEEE, 2012. P. 13–16. doi: 10.1109/RFIC.2012.6242221
22. A 6–18 GHz GaN pHEMT Power Amplifier Using non-Foster Matching / S. Lee, H. Park, J. Kim, Y. Kwon // Proc. 2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., Phoenix, AZ, USA, May 2015. IEEE, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167127
23. Akwuruoha C. N., Hu Z. 64 to 70 GHz Microstrip Non-Foster Circuit Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier // Proc. 25th Telecommun. Forum, Belgrade, Serbia, Nov. 2017. IEEE, 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/TELFOR.2017.8249391
24. Akwuruoha C. N., Hu Z. 55 to 59 GHz MMIC Non-Foster Circuit Enabled Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier // Proc. 2018 Int. Conf. on Integr. Circuit Design and Technol., Otranto, Italy, June 2018. IEEE, 2018. P. 149–152. doi: 10.1109/ICICDT.2018.8399778
25. Chen Y., Mouthaan K. Wideband Varactorless LC VCO Using a Tunable Negative-Inductance Cell // IEEE Trans. on Circuits and Syst. I: Regular Papers. 2010. Vol. 57, № 10. P. 2609–2617. doi: 10.1109/TCSI.2010.2046967
26. –189 dBc/Hz FOMT Wide Tuning Range Ka-band VCO Using Tunable Negative Capacitance and Inductance Redistribution / Q. Wu, S. Elabd, T. K. Quach, A. Mattamana, S. R. Dooley, J. McCue, P. L. Orlando, G. L. Creech, A. W. Khalil // Proc. 2013 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp., Seattle, WA, USA, June 2013. IEEE, 2013. P. 199–202. doi: 10.1109/RFIC.2013.6569560
27. A W-band Push-Push VCO Using Non-Foster Circuit for Enhanced Frequency Tuning Range / W. Lee, S. Lee, H. Park, K. Choi, W. Lee, Y. Kwon // Proc. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Sci. Conf., Seoul, Korea, Aug. 2016. IEEE, 2016. P. 653–656.
28. Ka-band VCO with Parasitic Capacitance Canceling Technique / W. Lee, S. Lee, J. Choi, J. So, Y. Kwon // Electronics Lett. 2017. Vol. 53, № 1. P. 38–40. doi: 10.1049/el.2016.3799
29. Nguyen D.-A., Seo C. A Novel Varactorless Tuning Technique for Clapp VCO Design Using Tunable Negative Capacitor to Increase Frequency-Tuning Range // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 99562–99570. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3096187
30. A Frequency Independent Phase Inverting All-Pass Network Suitable for a Design of Ultra-Wideband 180° Phase Shifters / D. Kholodnyak, V. Turgaliev, A. Rusakov, K. Zemlyakov, I. Vendik // Proc. 2011 41st European Microwave Conf., Manchester, UK, Oct. 2011. IEEE, 2011. P. 643–646. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101987
31. Buyantuev B., Kholodnyak D. Design of Impedance Inverters and Phase Inverters with Non-Foster Elements // Proc. 22nd Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poznan, Poland, May 2018. IEEE, 2018. P. 29–32. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405203
32. Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster Circuit / S. Al Mokdad, R. Lababidi, M. Le Roy, S. Sadek, A. Perennec, D. Le Jeune // Proc 2018 25th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Syst., Bordeaux, France, Dec. 2018. IEEE, 2019. P. 449–452. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618011
33. Kholodnyak D. V., Turgaliev V. M. Towards a Design of the Ultra-Wideband Microwave Devices Using the Non-Foster Negative Reactances // Proc. 7th German Microwave Conf., Ilmenau, Germany, Mar. 2012. IEEE, 2012. P. 1–4.
34. Shi T., Tang M.-C., Ziolkowski R. W. The Design of a Compact, Wide Bandwidth, Non-Foster-Based Substrate Integrated Waveguide Filter // Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propag., Auckland, New Zealand, Aug. 2018. IEEE, 2018. P. 54–56. doi: 10.1109/APCAP.2018.8538271
35. Physically Oriented Design of Negative Capacitors Based on Linvill's Floating Impedance Converter / B. Buiantuev, N. Kalmykov, D. Kholodnyak, A. Brizić, L. Vincelj, S. Hrabar // IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques. 2022. Vol. 70, № 1. P. 139–154. doi: 10.1109/TMTT.2021.3131544
36. Kalmykov N., Kholodnyak D. Non-Foster Elements Pave the Way to Design Novel Wideband and Tunable Bandpass Filters // Proc. of 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2022), Yokohama, Japan, Nov. 2022. IEEE, 2023. P. 830–832. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999939
37. Use of Non-Foster Elements based on Compensated Passive Structure in Tunable Bandpass Filter / B. Okorn, D. Nožina, D. Žanic, S. Hrabar // 2023 Int. Symp. ELMAR, Zadar, Croatia, Sept. 2023. IEEE, 2023. P. 117–122. doi: 10.1109/ELMAR59410.2023.10253914
38. Kolev S., Delacressonniere B., Gautier J. L. Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology // IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. 2001. Vol. 49, № 12. P. 2425–2430. doi: 10.1109/22.971631
39. Leontyev A., Kalmykov N., Kholodnyak D. Varactor Diode Tunability Enhancement by Means of a Non-

Foster Negative Capacitor on Linvill's NIC // Proc. of 2023 IEEE Int. Symp. on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT 2023). Cairns, Australia, August 2023. IEEE, 2023. P. 70–72. doi: 10.1109/RFIT58767.2023.10243351

40. Linvill J. G. Transistor Negative-Impedance Converters // Proc. IRE. 1953. Vol. 41, № 6. P. 725–729. doi: 10.1109/JRPROC.1953.274251

41. Active Tunable Inductor Using Non-Foster Element / E. Vorobev, V. Turgaliev, D. Kholodnyak, N. Ivanov // Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). St Petersburg, Russia, Apr. 2017. IEEE, 2017. P. 346–349. doi: 10.1109/EIConRus.2017.7910562

42. Saadat S., Aghasi H., Afshari E. Low-Power Negative Inductance Integrated Circuits for GHz Applications // IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2015. Vol. 25, № 2. P. 118–120. doi: 10.1109/LMWC.2014.2382631

43. White C.R., May J.W., Colburn J.S. A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies // IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2012. Vol. 22, № 1. P. 35–37. doi: 10.1109/LMWC.2011.2175718

44. Covington J. M. C., Smith K. L., Shehan J. W. Measurement of a CMOS Negative Inductor for Wideband Non-Foster Metamaterials // Proc. IEEE SOUTH-

EASTCON 2014. Lexington, USA. 13–16 Mar. 2014. IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/SECON.2014.6950694

45. Paillot J.-M., Cordeau D. A Wideband Varactor-Tuned BICMOS Negative Inductance Design // Proc. 2014 Int. Conf. on Appl. and Theor. Electricity (ICATE). Craiova, Romania, Mar. 2014. IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/ICATE.2014.6972591

46. Zhenxing X., Meiling L., Zhu Q. Realizing Wideband Negative Inductor Using Current Feedback Amplifier // Microw. and Opt. Technol. Lett. 2016. Vol. 58, № 7. P. 1723–1728. doi: 10.1002/mop.29896

47. Hong J.-S., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF–Microwave Applications. N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001. 457 p.

48. Full Conditions for the Stability Analysis of Negative Impedance Converters / J. L. Jimenez-Martin, V. Gonzalez-Posadas, A. Parra-Cerrada, A. Blanco-Campo, E. Ugarte-Munoz, D. Segovia-Vargas // Proc. 6th Eur. Conf. Antennas Propag. Prague, Czech Republic, Mar. 2012. IEEE, 2012. P. 135–138. doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206680

49. Tang Q., Xin H. Stability Analysis of Non-Foster Circuit Using Normalized Determinant Function // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2017. Vol. 65, № 9. P. 3269–3277. doi: 10.1109/TMTT.2017.2687425

Информация об авторах

Буянтуев Баир Саянович – магистр по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2016, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), начальник отдела разработки и модернизации РЭА, АО "НИТИ "Авангард". Автор 11 научных публикаций. Сфера научных интересов – нефостеровские элементы и их применения. Адрес: АО "НИТИ "Авангард", Кондратьевский пр., д. 72, Санкт-Петербург, 195271, Россия
E-mail: ber89@mail.ru

Калмыков Никита Сергеевич – магистр по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2020, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), младший научный сотрудник кафедры микроволновой электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – нефостеровские элементы, СВЧ-фильтры. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: nkalmukoff@gmail.com

Яковенко Егор Валерьевич – магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2023, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), инженер 2-й категории, АО "МАРТ". Сфера научных интересов – нефостеровские элементы, частотно-перестраиваемые фильтры. Адрес: 12-я линия В.О., д. 51, к. 2, Санкт-Петербург, 199178, Россия
E-mail: jakovenkoeor7201@yandex.ru

Холодник Дмитрий Викторович – доктор технических наук (2016), доцент (2022), профессор, ведущий научный сотрудник, и.о. заведующего кафедрой микроволновой электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-применения метаматериалов, высокотемпературных сверхпроводников, низкотемпературной совместно обжигаемой керамики и нефостеровских элементов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: DVKholodnyak@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2477-0312>

References

1. Foster R. M. A Reactance Theorem. Bell Labs Technical J. 1924, vol. 3, no. 2, pp. 259–267. doi: 10.1002/j.1538-7305.1924.tb01358.x

2. Sussman-Fort S. E., Rudish R. M. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas.

IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2009, vol. 57, no. 8, pp. 2230–2241. doi: 10.1109/TAP.2009.2024494

3. Zhu N., Ziolkowski R. W. Broad-Bandwidth, Electrically Small Antenna Augmented with an Internal Non-Foster Element. IEEE Antennas Wireless Propag. Let. 2012, vol. 11, pp. 1116–1120. doi: 10.1109/LAWP.2012.2219572

4. Elfrgani A. M., Rojas R. G. Stabilizing Non-Foster-Based Tuning Circuits for Electrically Small Antennas. Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp. Memphis, TN, USA, July 2014. IEEE, 2014, pp. 464–465. doi: 10.1109/APS.2014.6904563

5. Ivanov N., Buyantuev B., Turgaliev V., Kholodnyak D. Non-Foster Broadband Matching Networks for Electrically-Small Antennas. Proc. 2016 Loughborough Antennas and Propagation Conf., Loughborough, UK, Nov. 2016. IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/LAPC.2016.7807596

6. Ivanov N., Turgaliev V., Kholodnyak D. Performance Improvement of an Electrically-Small Loop Antenna Matched with Non-Foster Negative Inductance. Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Honolulu, HI, USA, June 2017. IEEE, 2017, pp. 348–351. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059117

7. Jacob M. M., Sievenpiper D. F. Non-Foster Matched Antennas for High-Power Applications. IEEE Trans. Antennas Propag. 2017, vol. 65, no. 9, pp. 4461–4469. doi: 10.1109/TAP.2017.2727513

8. Shi T., Tang M.-C., Wu Z., Xu H.-X., Ziolkowski R. W. Improved Signal-to-Noise Ratio, Bandwidth-Enhanced Electrically Small Antenna Augmented With Internal Non-Foster Elements. IEEE Trans. Antennas Propag. 2019, vol. 67, no. 4, pp. 2763–2768. doi: 10.1109/TAP.2019.2894331

9. Batel L., Pintos J.-F., Rudant L. Superdirective and Broadband Compact Antenna Array Using Non-Foster Elements. Proc. 2019 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Miami, FL, USA, May 2019. IEEE, 2019, pp. 17–20. doi: 10.1109/IWAT.2019.8730643

10. Souai S., Diallo A., Ribero J.-M., Aguilu T. Design of Compact Superdirective and Reconfigurable Array Antenna Associated with Non-Foster Elements for IoT. Proc. 2020 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Bucharest, Romania, Feb. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570607198

11. Lee Y.-H., Cho S.-Y., Chung J.-Y. SNR Enhancement of an Electrically Small Antenna Using a Non-Foster Matching Circuit. Appl. Sci. 2020, vol. 10, no. 13, p. 4464. doi:10.3390/app10134464

12. Almokdad S., Lababidi R., Le Roy M., Sadek S., Perennec A., Le Jeune D. Methodology for Broadband Matching of Electrically Small Antenna Using Combined Non-Foster and Passive Networks. Analog Integr Circ Sig Process. 2020, vol. 104, pp. 251–263. doi:10.1007/s10470-020-01672-3

13. Albarracín-Vargas F., González-Posadas V., Segovia-Vargas D. Small Printed Antenna Array Based on Non-Foster Networks. Proc 17th Int. Congr. on Artif. Mat. for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2023),

Crete, Greece, Sept. 2023. IEEE, 2023, pp. X-332–X-334. doi: 10.1109/Metamaterials58257.2023.10289315

14. Buiantuev B., Vincelj L., Kholodnyak D., Hrabar S. A Novel Design Methodology for Non-Foster Elements with Application in Broadband Self-Oscillating Antennas. Proc. of 14th Eur. Conf. on Antennas and Propag. (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, March 2020. IEEE, 2020, pp. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135388

15. Hrabar S., Kholodnyak D., Buiantuev B., Dobrijevic D., Jakovcev M., Zeljko A., Martinic M., Krois I. Non-Foster Self-Oscillating Single-Loop Antenna. Proc. of 14th Int. Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2020), New York, USA, October 2020. IEEE, 2020, pp. X-124–X-126. doi: 10.1109/Metamaterials49557.2020.9285087

16. Vincelj L., Krois I., Hrabar S. Toward Self-Oscillating Non-Foster Unit Cell for Future Active Metasurfaces. IEEE Trans. Antennas Propag. 2020, vol. 68, no. 3, pp. 1665–1679. doi: 10.1109/TAP.2019.2951529

17. Hrabar S. First Ten Years of Active Metamaterial Structures with "Negative" Elements. EPJ Applied Metamaterials. 2018, vol. 5, no. 9, pp. 1–12. doi: 10.1051/epjam/2018005

18. Kiasat Y., Pacheco-Peña V., Edwards B., Engheta N. Temporal Metamaterials with Non-Foster Networks. Proc. 2018 Conf. on Lasers and Electro-Optics, San Jose, CA, USA, May 2018. IEEE, 2018, pp. 1–2. doi: 10.1364/CLEO_AT.2018.JW2A.90

19. Fisné C., Martel C., Franc A., Raveu N. Study and Optimization of a Non-Foster Circuit for the Design of Wideband Metasurfaces. Proc. 2019 Int. Conf. on Electromagn. in Adv. Appl., Granada, Spain, Sep. 2019. IEEE, 2019, pp. 0761–0764. doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879230

20. Kalmykov N., Buiantuev B., Kholodnyak D. Broadband Metasurfaces Loaded with Non-Foster Elements. J. of Phys.: Conf. Ser. 2021, vol. 2015, 012061, pp. 1–7. doi: 10.1088/1742-6596/2015/1/012061

21. Cheng W., Annema A. J., Wienk G. J. M., Nauta B. A Wideband IM3 Cancellation Technique Using Negative Impedance for LNAs with Cascade Topology. Proc. 2012 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Montreal, QC, Canada, Jun. 2012. IEEE, 2021, pp. 13–16. doi: 10.1109/RFIC.2012.6242221

22. Lee S., Park H., Kim J., Kwon Y. A 6–18 GHz GaN pHEMT Power Amplifier Using non-Foster Matching. Proc. 2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., Phoenix, AZ, USA, May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167127

23. Akwuruoha C. N., Hu Z. 64 to 70 GHz Microstrip Non-Foster Circuit Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier. Proc. 25th Telecommun. Forum, Belgrade, Serbia, Nov. 2017. IEEE, 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/TELFOR.2017.8249391

24. Akwuruoha C. N., Hu Z. 55 to 59 GHz MMIC Non-Foster Circuit Enabled Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier. Proc. 2018 Int. Conf. on Integr. Circuit Design and Technol., Otranto, Italy, Jun. 2018. IEEE, 2018, pp. 149–152. doi: 10.1109/ICIDT.2018.8399778

25. Chen Y., Mouthaan K. Wideband Varactorless

LC VCO Using a Tunable Negative-Inductance Cell. IEEE Trans. on Circuits and Syst. I: Regular Papers. 2010, vol. 57, no. 10, pp. 2609–2617. doi: 10.1109/TCSI.2010.2046967

26. Wu Q., Elabd S., Quach T. K., Mattamana A., Dooley S. R., McCue J., Orlando P. L., Creech G. L., Khalil A. W. –189 dBc/Hz FOMT Wide Tuning Range Ka-band VCO Using Tunable Negative Capacitance and Inductance Redistribution. Proc. 2013 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp., Seattle, WA, USA, June 2013. IEEE, 2013, pp. 199–202. doi: 10.1109/RFIC.2013.6569560

27. Lee W., Lee S., Park H., Choi K., Lee W., Kwon Y. A W-band Push-Push VCO Using Non-Foster Circuit for Enhanced Frequency Tuning Range. Proc. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Sci. Conf., Seoul, Korea, Aug. 2016. IEEE, 2016, pp. 653–656.

28. Lee W., Lee S., Choi J., So J., Kwon Y. Ka-band VCO with Parasitic Capacitance Cancelling Technique. Electronics Let. 2017, vol. 53, no. 1, pp. 38–40. doi: 10.1049/el.2016.3799

29. Nguyen D.-A., Seo C. A Novel Varactorless Tuning Technique for Clapp VCO Design Using Tunable Negative Capacitor to Increase Frequency-Tuning Range. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 99562–99570. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3096187

30. Kholodnyak D., Turgaliev V., Rusakov A., Zemlyakov K., Vendik I. A Frequency Independent Phase Inverting All-Pass Network Suitable for a Design of Ultra-Wideband 180° Phase Shifters. Proc 2011 41st European Microwave Conf., Manchester, UK, Oct. 2011. IEEE, 2011, pp. 643–646. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101987

31. Buyantuev B., Kholodnyak D. Design of Immittance Inverters and Phase Inverters with Non-Foster Elements. Proc. 22nd Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poznan, Poland, May 2018. IEEE, 2018, pp. 29–32. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405203

32. Al Mokdad S., Lababidi R., Le Roy M., Sadek S., Perennec A., Le Jeune D. Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster Circuit. Proc 2018 25th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Syst., Bordeaux, France, Dec. 2018. IEEE, 2019, pp. 449–452. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618011

33. Kholodnyak D. V., Turgaliev V. M. Towards a Design of the Ultra-Wideband Microwave Devices Using the Non-Foster Negative Reactances. Proc. 7th German Microwave Conf, Ilmenau, Germany, Mar. 2012. IEEE, 2012, pp. 1–4.

34. Shi T., Tang M.-C., Ziolkowski R. W. The Design of a Compact, Wide Bandwidth, Non-Foster-Based Substrate Integrated Waveguide Filter. Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propag., Auckland, New Zealand, Aug. 2018. IEEE, 2018, pp. 54–56. doi: 10.1109/APCAP.2018.8538271

35. Buyantuev B., Kalmykov N., Kholodnyak D., Brizić A., Vincelj L., Hrabar S. Physically Oriented Design of Negative Capacitors Based on Linvill's Floating Impedance Converter. IEEE Trans. on Micro-

wave Theory & Techniques. 2022, vol. 70, no. 1, pp. 139–154. doi: 10.1109/TMTT.2021.3131544

36. Kalmykov N., Kholodnyak D. Non-Foster Elements Pave the Way to Design Novel Wideband and Tunable Bandpass Filters. Proc. of 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2022), Yokohama, Japan, November 2022. IEEE, 2023, pp. 830–832. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999939

37. Okorn B., Nožina D., Žanic D., Hrabar S. Use of Non-Foster Elements based on Compensated Passive Structure in Tunable Bandpass Filter. 2023 Int. Symp. ELMAR, Zadar, Croatia, September 2023. IEEE, 2023, pp. 117–122. doi: 10.1109/ELMAR59410.2023.10253914

38. Kolev S., Delacressonniere B., Gautier J. L. Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology. IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. 2001, vol. 49, no. 12, pp. 2425–2430. doi: 10.1109/22.971631

39. Leontyev A., Kalmykov N., Kholodnyak D. Varactor Diode Tunability Enhancement by Means of a Non-Foster Negative Capacitor on Linvill's NIC. Proc. of 2023 IEEE Int. Symp. on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT 2023), Cairns, Australia, August 2023. IEEE, 2023, pp. 70–72. doi: 10.1109/RFIT58767.2023.10243351

40. Linvill J. G. Transistor Negative-Impedance Converters. Proc. IRE. 1953, vol. 41, no. 6, pp. 725–729. doi: 10.1109/JRPROC.1953.274251

41. Vorobev E., Turgaliev V., Kholodnyak D., Ivanov N. Active Tunable Inductor Using Non-Foster Element. Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Russia, Apr. 2017. IEEE, 2017, pp. 346–349. doi: 10.1109/EIConRus.2017.7910562

42. Saadat S., Aghasi H., Afshari E. Low-Power Negative Inductance Integrated Circuits for GHz Applications. IEEE Microw. and Wireless Compon. Let. 2015, vol. 25, no. 2, pp. 118–120. doi: 10.1109/LMWC.2014.2382631

43. White C. R., May J. W., Colburn J. S. A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies. IEEE Microw. and Wireless Compon. Let. 2012, vol. 22, no. 1, pp. 35–37. doi: 10.1109/LMWC.2011.2175718

44. Covington J. M. C., Smith K. L., Shehan J. W. Measurement of a CMOS Negative Inductor for Wideband Non-Foster Metamaterials. Proc IEEE SOUTH-EASTCON 2014, Lexington, USA. 13–16 Mar. 2014. IEEE, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/SECON.2014.6950694

45. Paillot J.-M., Cordeau D. A Wideband Varactor-Tuned BICMOS Negative Inductance Design. Proc 2014 Int. Conf. on Appl. and Theor. Electricity (ICATE), Craiova, Romania, Mar. 2014. IEEE, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICATE.2014.6972591

46. Zhenxing X., Meiling L., Zhu Q. Realizing Wideband Negative Inductor Using Current Feedback Amplifier. Microw. and Opt. Technol. Let. 2016, vol. 58, no. 7, pp. 1723–1728. doi: 10.1002/mop.29896

47. Hong J.-S., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF–Microwave Applications. N.Y., John Wiley & Sons, Inc., 2001, 457 p.

48. Jimenez-Martin J. L., Gonzalez-Posadas V., Parra-Cerrada A., Blanco-Campo A., Ugarte-Munoz E., Segovia-Vargas D. Full Conditions for the Stability Analysis of Negative Impedance Converters. Proc. 6th

Eur. Conf. Antennas Propag., Prague, Czech Republic, Mar. 2012. IEEE, 2012, pp. 135–138. doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206680

49. Tang Q., Xin H. Stability Analysis of Non-Foster Circuit Using Normalized Determinant Function. IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2017, vol. 65, no. 9, pp. 3269–3277. doi: 10.1109/TMTT.2017.2687425

Information about the authors

Bair S. Buiantuev, Master in electronic design and technology (2016, Saint Petersburg Electrotechnical University), the Head of the Department for Design and Upgrade of Radio Electronic Equipment, JSC "NITI "Avangard". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: non-Foster elements and their applications. Address: JSC "NITI "Avangard", 72, Kondratievsky Ave., St Petersburg 195271, Russia
E-mail: ber89@mail.ru

Nikita S. Kalmykov, Master in electronic design and technology (2020, Saint Petersburg Electrotechnical University), a Junior Researcher at the Department of Microwave Electronics, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: non-Foster elements and microwave filters. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: nkalmykoff@gmail.com

Egor V. Iakovenko, Master in electronics and nanoelectronics (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), a second-class engineer at JSC "MART". Area of expertise: non-Foster elements and frequency-tunable filters. Address: JSC "MART", 51-2, 12th Line of Vasilievsky Island, St Petersburg 199178, Russia
E-mail: jakovenkoegor7201@yandex.ru

Dmitry V. Kholodnyak, Dr. Sci. (Eng.) (2016), Professor, Leading Researcher, Acting Chair of the Department of Microwave Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 200 scientific publications. Area of expertise: microwave applications of metamaterials; high-temperature superconductors; low-temperature cofired ceramics, and non-Foster elements. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: DVKholodnyak@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2477-0312>
