

Д. т. н. Н. А. ФИЛИНЮК, А. М. КУЗЕМКО, САЛЕХ М М ЖУРБАН

Дата поступления в редакцию  
16.03 2006 г.

Украина, Винницкий национальный технический университет  
E-mail: Filinyuk@vstu.vinnica.ua

Оппонент к. т. н. В. П. ПОПОВ  
(Ин-т микроприборов, г. Киев)

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

*Разработаны схемы комбинированных полупроводниковых индуктивностей, пригодных для изготовления гибридной или полупроводниковой микросхемы широкого диапазона частот до нескольких десятков гигагерц.*

Одной из проблем электроники является реализация в интегральном виде катушки индуктивности. К ней предъявляются требования по технологичности, величине индуктивности, добротности, стабильности, частотному диапазону и размерам. Выполнение этих требований во многом определяется частотным диапазоном и видом используемой технологии.

Наиболее широкое применение получили плоские катушки индуктивности в виде напыленных проводящих пленок и навесные микрокатушки индуктивности, наматываемые различным образом, с сердечником и без него [1, 2]. На частотах в несколько десятков гигагерц такие катушки обладают индуктивностью порядка 200—600 пГн и добротностью 10—

20 единиц при диаметре 20 мкм [3, 4]. Дальнейшее повышение индуктивности и добротности требует увеличения их геометрических размеров, что является существенным недостатком.

Чаще всего в микросхемах не требуется использование свойства катушки индуктивности накапливать магнитное поле, требуется только обеспечение фазового сдвига между током и напряжением на угол, близкий к 90°. Это свойство реализуют аналоги катушки индуктивности, в частности на основе полупроводников, — полупроводниковые индуктивности. В настоящей работе проводится анализ преимуществ и недостатков используемых при этом технических решений и предлагается дальнейшее их развитие применительно к диапазону сверхвысоких частот (СВЧ).

### Анализ технических решений

Все виды полупроводниковых индуктивностей можно разделить на физические, комбинированные и схемотехнические аналоги (**рис. 1**).

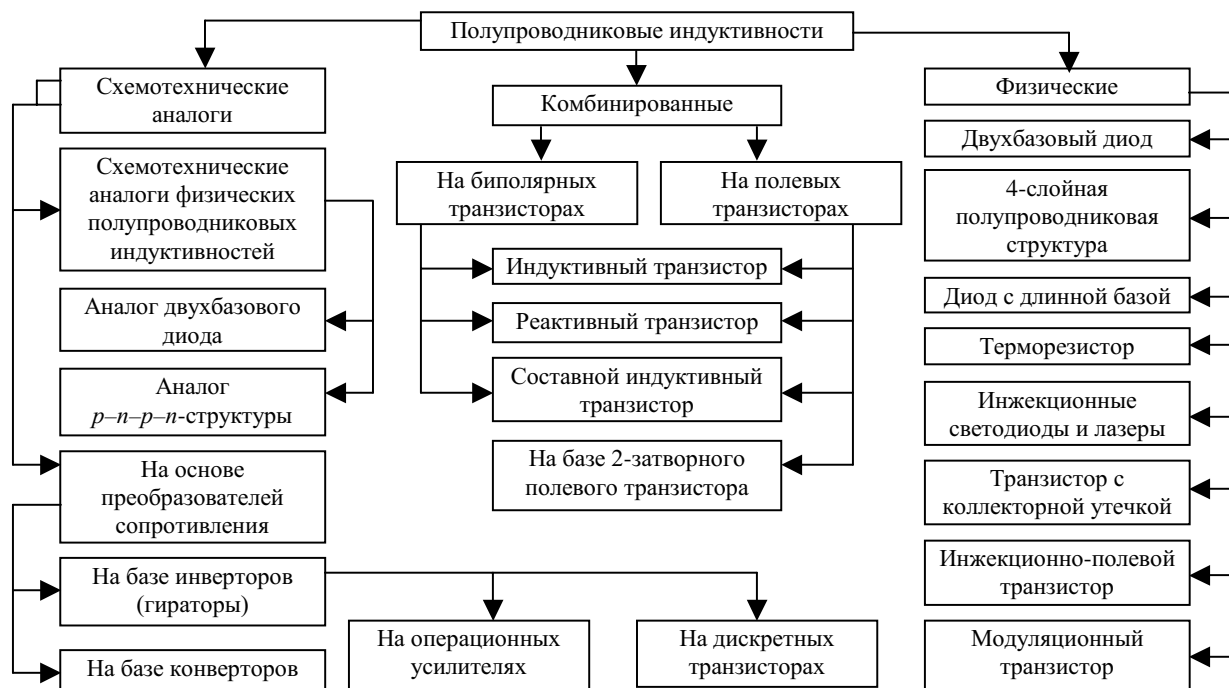


Рис. 1. Классификация полупроводниковых индуктивностей

Физическая полупроводниковая индуктивность — это полупроводниковый прибор, у которого необходимая фазовая задержка создается внутри прибора за счет физических процессов в нем. Такой задержкой обладают многие полупроводниковые приборы. Однако если эта задержка значительно меньше  $90^\circ$ , то добротность полупроводниковой индуктивности мала (обычно меньше единицы), что ограничивает область ее применения. Для получения большей фазовой задержки и, как следствие, большей добротности необходимо, чтобы в полупроводниковом приборе присутствовала внутренняя положительная обратная связь по току [5]. Этим требованиям отвечают статические неагтроны S-типа — полупроводниковые приборы, имеющие нелинейную S-образную вольт-амперную характеристику. На их базе реализуются физические полупроводниковые индуктивности.

В комбинированных полупроводниковых индуктивностях используется фазовая задержка, возникающая в полупроводниковом приборе и дополняемая фазовой задержкой в низкодобротном пассивном компоненте.

В схемотехнических аналогах катушек индуктивности полупроводниковые приборы выполняют роль усилительных компонентов, а требуемая фазовая задержка обеспечивается пассивными RC-компонентами.

Частотный диапазон применения схемотехнических аналогов индуктивности ограничен частотой порядка 1 ГГц, что связано с наличием большого количества паразитных обратных связей. Методы и средства их реализации широко освещены в периодической печати и монографиях, в частности [1, 6—8]. Делаются попытки создания таких индуктивностей на более высоких частотах (порядка 3—5 ГГц) [9, 10]. Но, с нашей точки зрения, наличие в гираторных схемах нескольких транзисторов приводит к их низкой энергетической эффективности.

Большой практический интерес представляют схемотехнические аналоги тиристора и однопереходного транзистора (особенно если не ставится задача реализации их в виде полупроводниковой микросхемы, а также при реализации полупроводниковых индуктивностей, способных работать при больших токах [11]). В отличие от тиристоров, они обладают более высокой температурной стабильностью. Недостатком физических полупроводниковых индуктивностей, к которым относятся все R-неагтроны S-типа (рис. 1) [12], является сложность подстройки их параметров после изготовления и жесткие технологические ограничения.

В связи с вышеизложенным перспективным, по мнению авторов, является техническое решение реализации комбинированной полупроводниковой индуктивности. Основная часть фазовой задержки возникает в многоэлектронной полупроводниковой структуре, а дополнительная задержка создается низкодобротным компонентом, присоединенным к активной полупроводниковой структуре.

Классическим примером такого решения является предложенный Дилом «индуктивный транзистор» [13] (рис. 2, а).

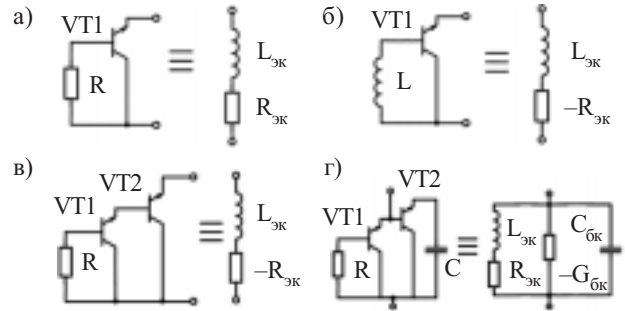


Рис. 2. Транзисторные полупроводниковые индуктивности (цепи питания не показаны)

Высокая добротность индуктивности цепи «эмиттер—коллектор» такой схемы достигается только когда коэффициент передачи по току в схеме с общей базой  $\alpha_0 > 1$ . Это условие выполняется для точечных транзисторов (но они в настоящее время промышленностью не выпускаются) или в режиме лавинного умножения (что ухудшает шумовые свойства, температурную стабильность и надежность). Преодоление этих недостатков было осуществлено путем использования схемы Ямагучи [14], который еще до появления «индуктивного транзистора» показал, что если ко входу биполярного транзистора, включенного по схеме с общим коллектором (рис. 2, б), подключить низкодобротную ( $Q_0 < 1$ ) индуктивность, то в определенном диапазоне частот его выходное сопротивление будет индуктивным с отрицательной вещественной составляющей (т. е. она является комбинированным транзисторным динамическим неагтроном).

С учетом этих двух технических решений был предложен составной индуктивный транзистор (рис. 2, в), обеспечивающий высокую добротность в широком диапазоне частот, и параллельный колебательный контур на его основе (рис. 2, г) [15]. Свойства биполярного транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, и полевого транзистора, включенного по схеме с общим стоком, как обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ) — одинаковы. Это позволило реализовать все вышерассмотренные решения на полевых (в том числе и GaAs) транзисторах на частотах в несколько десятков гигагерц [16, 17]. Несмотря на то, что большинство рассмотренных технических решений были предложены более 20 лет тому назад, в ряде стран продолжается их использование и совершенствование с целью увеличения рабочих частот. Это особенно важно при реализации различных информационных устройств в виде полупроводниковых микросхем [18—20].

### Полупроводниковые индуктивности на базе двухзатворных транзисторов Шоттки

Двухзатворный транзистор Шоттки (ПТШ2) является четырехэлектродным полупроводниковым прибором, что обеспечивает его широкие функциональные возможности. На его базе может быть реализовано 18 различных четырехполюсников, обладающих свойствами обобщенных конверторов и инверторов иммитанса [21]. Эти свойства лежат в основе построения полупроводниковых индуктивностей на их основе.

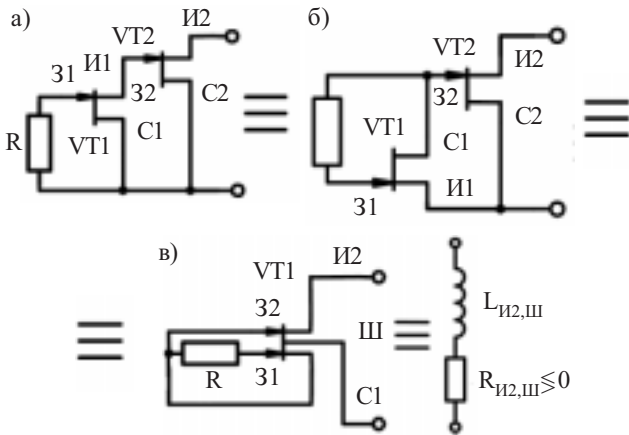


Рис. 3. Преобразование схемы полупроводниковой индуктивности на составном полевом транзисторе (а) в схему полупроводниковой индуктивности на двухзатворном транзисторе с шумоподавляющим электродом (б) (цепи питания не показаны)

Известно, что с высокой точностью ПТШ2 может быть представлен в виде двух однозатворных ПТШ, когда сток одного соединен с истоком второго [22]. Учитывая это, преобразуем двухкаскадную схему полупроводниковой индуктивности на базе полевых транзисторов (рис. 3, а) в схему рис. 3, б.

В этой схеме, как и в предыдущей, полное сопротивление цепи "исток—сток" VT1 эквивалентно низкодобротной индуктивности, которая затем конвертируется каскадом на базе транзистора VT2, включенным по схеме с общим стоком, в высокодобротное индуктивное сопротивление между истоком и стоком этого транзистора. Причем, в отличие от схемы рис. 3, а, в схеме рис. 3, б сток VT2 соединен с истоком VT1, что характерно для ПТШ2. Это позволяет реализовать высокодобротную индуктивность на базе ПТШ2.

Но у большинства ПТШ2 отсутствует омический контакт с точкой канала, расположенной между первым и вторым затвором, что не позволяет реализовать схему, представленную на рис. 3, б, на основе классического ПТШ2. Этим требованиям отвечает ПТШ2 с шумоподавляющим электродом Ш [22]. На базе такого ПТШ2 реализована полупроводниковая индуктивность, высокочастотная схема которой представлена на рис. 3, в.

Используя рис. 3, б, находим ее полное сопротивление:

$$Z_{И2,Ш} = Z_{И2,С2} = Z_{22}^{(C2)} - \frac{Z_{12}^{(C2)} Z_{21}^{(C2)}}{Z_{11}^{(C2)} + Z_{C1,И1}} = \text{Re} Z_{И2,Ш} + j \text{Im} Z_{И2,Ш}, \quad (1)$$

где  $Z_{22}^{(C2)}, Z_{12}^{(C2)}, Z_{21}^{(C2)}, Z_{11}^{(C2)}$  — элементы матрицы сопротивления четырехполюсника, образованного транзистором VT2;  $Z_{C1,И1}$  — полное сопротивление цепи C1, И1 четырехполюсника, образованного транзистором VT1, когда между затвором 31 и стоком C1 включено сопротивление R,

$$Z_{C1,И1} = Z_{22}^{(C1)} - \frac{Z_{12}^{(C1)} Z_{21}^{(C1)}}{Z_{11}^{(C1)} + R};$$

$Z_{22}^{(C1)}, Z_{12}^{(C1)}, Z_{21}^{(C1)}, Z_{11}^{(C1)}$  — элементы матрицы сопротивления четырехполюсника, образованного транзистором VT1.

Используя (1), находим эквивалентную индуктивность и добротность  $Q_L$  схемы рис. 3, в:

$$L_{И2,Ш} = \text{Im} Z_{И2,Ш} / 2\pi f; \quad Q_L = \text{Im} Z_{И2,Ш} / \text{Re} Z_{И2,Ш}.$$

Моделируя разработанную схему полупроводниковой индуктивности (рис. 3, в) в виде двух однозатворных ПТШ (рис. 3, б), представим на рис. 5 частотные зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{И2,Ш}$  и сопротивления активных потерь  $\text{Re} Z_{И2,Ш}$  от величины питающего напряжения  $U_{п}$ , температуры  $t$ , частоты  $f$  сигнала и сопротивления обратной связи R.

Для задания рабочей точки транзисторов использовалась стандартная схема автосмещения. Параметры рабочей точки транзисторов:  $I_c=16$  мА,  $U_{31}=-0,12$  В,  $U_{32}=-0,23$  В,  $U_{п}=10$  В.

Для использования ПТШ2 при создании полупроводниковой индуктивности без шумоподавляющего электрода предварительно была синтезирована двухтранзисторная схема (рис. 4, б). Она состоит из двух каскадно-включенных обобщенных преобразователей иммитанса — ОПИ<sup>С</sup> и ОПИ<sup>3</sup>. В соответствии с таблицами преобразования иммитанса, представленными в [16], каскад ОПИ<sup>С</sup> преобразует активное сопротивление R в низкодобротное индуктивное сопротивление цепи И2, C2 транзистора VT2. В свою очередь это сопротивление в результате конверсии ОПИ<sup>3</sup> преобразуется в индуктивное сопротивление И1, 31. В определенном диапазоне частот активные потери в такой полупроводниковой индуктивности будут отрицательными. Учитывая, что в синтезируемой схеме сток C1 одного из транзисторов соединен с истоком И2 другого транзистора, возможна замена VT1 и VT2 на ПТШ2 (рис. 4, а).

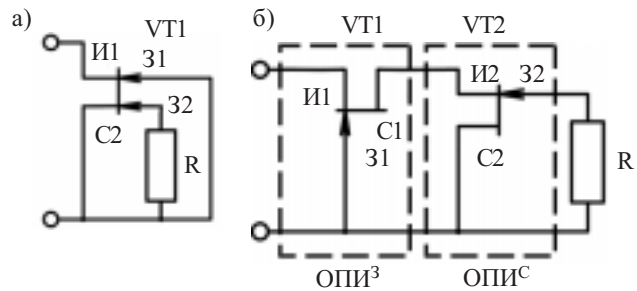


Рис. 4. Схема полупроводниковой индуктивности на базе ПТШ2 (а) и ее представление в виде двух однозатворных транзисторов (схемы питания не показаны)

Корректность проведенного синтеза полупроводниковой индуктивности проверена численным методом. На транзисторе VT2 реализован ОПИ<sup>С</sup>, обладающий свойствами обобщенного конвертора иммитанса и имеющий обратный коэффициент конверсии [16, с. 35]

$$T_K^{C(')} \approx (S_{02} R_{i2} + P_{S2}) / (\Omega_{S2} + P_{S2}), \quad (2)$$

где  $S_0$  — низкочастотное значение крутизны;

$R_i$  — дифференциальное сопротивление затвор-исток;

$P_S = P / \omega_S$ ;

$P = j\alpha$ ;

$\omega_S = 1 / R_i C_{зи}$ ;

$C_{зи}$  — емкость затвор-исток;

$\Omega_S = \omega / \omega_S$ .

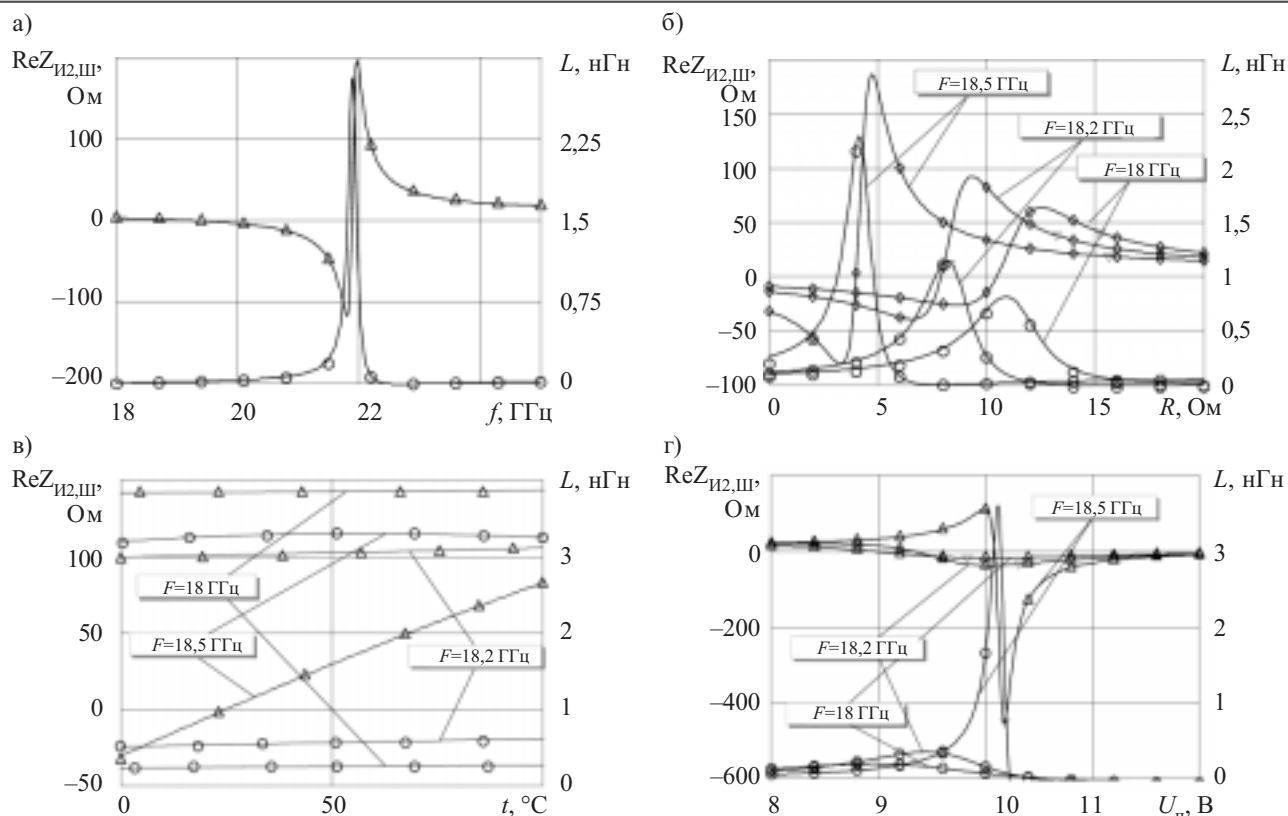


Рис. 5. Зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{II,III}$  (—○) и активных потерь  $ReZ_{II,III}$  (—△) от частоты  $f$  (а), преобразуемого сопротивления  $R$  (б), температуры  $t$  (в) и напряжения питания  $U_{II}$  (г)

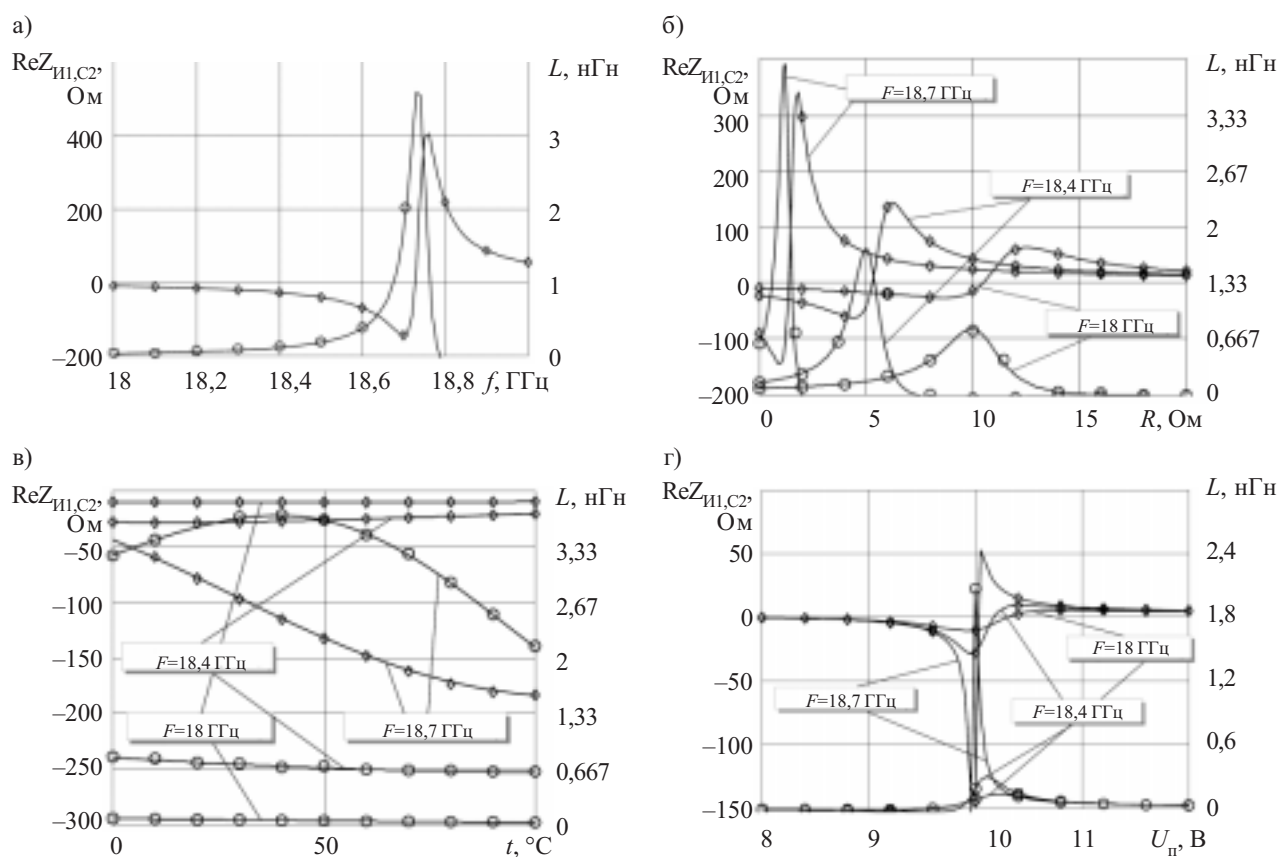


Рис. 6. Зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{I1,C2}$  (—○) и активных потерь  $ReZ_{I1,C2}$  (—◇) от частоты  $f$  (а), преобразуемого сопротивления  $R$  (б), температуры  $t$  (в) и напряжения питания  $U_{II}$  (г)

На транзисторе VT1 реализован ОПИ<sup>3</sup>, также обладающий свойствами обобщенного конвертора иммитанса и имеющий прямой коэффициент конверсии

$$T_K^3 \approx \frac{(S_{01}R_{r1} + P_{S1})[R_{r1}S_{01} + P_{S1}(1 - S_{01}R_{r1})]}{(\Omega_{S1} + P_{S1})[R_{r1}G_1 + P_{S1}(\xi_3 + \xi_n)]}, \quad (3)$$

где  $G$  — проводимость канала;

$\xi_3 = C_{cs}/C_{ms}$  — коэффициент разделения емкости затвора;

$\xi_n = C_{nc}/C_{ms}$ .

Учитывая, что оба преобразователя включены каскадно, их результирующий коэффициент конверсии будет равен [16, с. 51]

$$T_K = T_K^{(c)} \cdot T_K^3, \quad (4)$$

откуда находим выходное сопротивление схемы рис. 4, а:

$$Z_{и1,с2} = R/T_K = \text{Re } Z_{и1,с2} + j \text{Im } Z_{и1,с2}. \quad (5)$$

На основании (2)—(5) проведен расчет эквивалентной индуктивности  $L_{и1,с2} = \text{Im } Z_{и1,с2} / \omega$  и активных потерь  $\text{Re } Z_{и1,с2}$  транзисторной индуктивности на базе ПТШ2 в зависимости от частоты, преобразуемого сопротивления, температуры и напряжения питания (рис. 6). Для задания рабочей точки транзисторов использовалась стандартная схема автосмещения. Параметры рабочей точки транзисторов:  $I_c = 16$  мА,  $U_{31} = -0,12$  В,  $U_{32} = -0,23$  В,  $U_{п} = 10$  В.

Как видно из графиков, эквивалентная индуктивность на частоте 18,75 ГГц достигает величины 3—4 нГн при отрицательных активных потерях. Для каждой частоты существует оптимальное значение преобразуемого сопротивления  $R_{opt}$ , обеспечивающее получение максимального значения  $L_{и1,с2}$ . Температурный коэффициент индуктивности, например в диапазоне температур 0—40 °С, на частоте 18,4 ГГц не превышает 0,07 %·°С<sup>-1</sup>.

### Выводы

В настоящее время получили применение три основных вида полупроводниковой индуктивности:

- на базе физических негатронов S-типа;
- комбинированные полупроводниковые индуктивности;
- схемотехнические аналоги.

Реализация полупроводниковых индуктивностей на базе физических негатронов S-типа представляет серьезные технологические трудности, связанные с необходимостью выполнения специфических требований по физической структуре, что ограничивает их применение. На низких частотах успешно используются схемотехнические аналоги негатронов, но их частотный диапазон ограничен 1—3 ГГц.

Комбинированные полупроводниковые индуктивности на базе биполярных и полевых транзисторов пригодны для изготовления в виде как гибридных, так и полупроводниковых микросхем широкого диапазона частот до нескольких десятков гигагерц.

Использование двухзатворных транзисторов Шоттки позволяет реализовать полупроводниковые индуктивности величиной в несколько наногенри на частоте

18—20 ГГц при коэффициенте температурной нестабильности 0,07 %·°С<sup>-1</sup> в температурном диапазоне 0—40 °С. В отличие от пленочных индуктивностей они обладают большей индуктивностью и добротностью, которая не зависит от геометрических размеров.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Негоденко О. Н., Путилин В. П. Полупроводниковые аналоги реактивностей.— М.: Знание, 1990.
2. Nikolaev I., Filinyuk N. Microelectronic devices and fundamentals of their design.— М.: Mir, 1979.
3. Dickson T. Si-based inductors and transformers for 30—100 Ghz application // IEEE MTT-S Digest.— 2004, April.— P. 205—208.
4. Cao Yu., Groves R. A., Zamdmer N. D. Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors // IEEE J. Solid-State Circuits.— 2003.— Vol. 38, N 3.— P. 419—426.
5. Филинюк М. А. Теоретичні основи негatronіки.— Вінниця: ВДТУ, 2002.
6. Филяновский И. М., Персианов А. Ю., Рыбин В. К. Схемы с преобразователями сопротивлений.— М.: Энергия, 1973.
7. Касимов Ф. Д., Гусейнов Я. Ю., Негоденко О. Н., Румянцев К. Е. Микроэлектронные преобразователи на основе негatronных элементов и устройств.— Баку: Элм, 2001.
8. Арефьев А. А., Баскаков Е. Н., Степанова Л. Н. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах  $p-n-p-n$ -структуры.— М.: Радио и связь, 1982.
9. Пат. 20020047760 США. Active inductor / Kunikiyo, Tatsuga.— 2002.
10. Пат. 20010002060 США. Monolithic inductance-enhancing integrated circuits, complementary metal oxide semiconductor (CMOS) inductance-enhancing integrated circuits, inductor assemblies, and inductance-multiplying methods / Forbes, Leonard.— 2001.
11. Негоденко О. Н. Аналоги негatronов в электронных устройствах.— Таганрог: ТРТУ, 2004.
12. Стафеев В. И., Комаровских К. Ф., Фурсин Г. И. Нейристорные и другие функциональные схемы с объемной связью.— М.: Радио и связь, 1981.
13. Dill H. Inductive semiconductor elements and their application in band-pass amplifiers // IEEE Trans.— 1961.— Vol. MTE-5, N 53.— P. 235—250.
14. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance the transistor // Journal Physical Society of Japan.— 1956.— Vol. 11.— P. 717—718.
15. Филинюк Н. А. Активные УКВ фильтры.— М.: Радио и связь, 1984.
16. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах.— М.: Радио и связь, 1987.
17. Филинюк Н. А., Куземко А. М. Схемотехническое моделирование и синтез активных СВЧ-фильтров на полевых транзисторах Шоттки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 3.— С. 49—54.
18. Hara S., Tokumitsu T., Tanaka T., Aikawa M. Broad band monolithic microwave active inductor and its application to miniaturize wide band amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2001.— Vol. MTT-36, N 12.— P. 1920—1924.
19. Leifso C., Haslett J. W. A fully integrated active inductor with independent voltage tunable inductance and series-loss resistance // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 2001.— Vol. 49, N 4.— P. 671—675.
20. Yong-Ho C., Song-Cheol H., Young-Se K. A novel active inductor and its application to inductance-controlled oscillator // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1997.— Vol. 45.— P. 1208—1213.
21. Филинюк Н. А., Салех Журбан. Малосигнальные модели четырехполосников на базе двухзатворного транзистора Шоттки // Вісник Хмельницьк. нац. ун-ту.— 2005.— Ч. 1, т. 2, № 4.— С. 207—209.
22. Schoon M. A novel, bias-dependent, small-signal model of the dual-gate MESFET // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1994.— Vol. 42.— P. 212—216.