

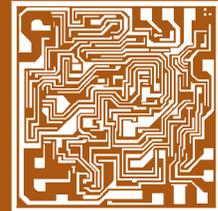
ISSN 0544-1269

Том 52, Номер 6

Ноябрь - Декабрь 2023



# МИКРОЭЛЕКТРОНИКА



[www.sciencejournals.ru](http://www.sciencejournals.ru)



# СОДЕРЖАНИЕ

---

---

Том 52, номер 6, 2023

---

---

## ДИАГНОСТИКА

Зондовая и спектральная диагностика плазмы газовой среды:  $\text{VCl}_3\text{--Cl}_2$

*Д. Б. Мурин, И. А. Чесноков, И. А. Гозулев, А. Э. Гришков*

443

---

## МЭМС-УСТРОЙСТВА

МЭМС-переключатель на основе кантилевера с увеличенным контактным усилием

*И. А. Белозеров, И. В. Уваров*

449

---

## МОДЕЛИРОВАНИЕ

Моделирование вертикального баллистического квантово-барьерного полевого транзистора на основе нелегированной  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  квантовой нанопроволоки

*Д. В. Поздняков, А. В. Борздов, В. М. Борздов*

459

Расчет рабочих характеристик МЭМС-переключателя с “плавающим” электродом

*М. О. Морозов, И. В. Уваров*

469

---

## ПРИБОРЫ

Электрофизические параметры  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов, облученных  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$

*Н. С. Ковальчук, С. Б. Ластовский, В. Б. Оджаев, А. Н. Петлицкий,  
В. С. Просолович, Д. В. Шестовский, В. Ю. Явид, Ю. Н. Янковский*

481

Биполярный транзистор с оптической накачкой

*Ю. К. Альтудов, Д. С. Гаев, А. В. Псху, С. Ш. Рехвиашвили*

489

Прототипы приборов гетерогенной гибридной полупроводниковой электроники с встроенным биомолекулярным доменом

*М. А. Баранов, Э. К. Карсеева, О. Ю. Цыбин*

497

Проектирование интегральных умножителей напряжения по типовым КМОП-технологиям

*А. С. Синюкин, Б. Г. Коноплев, А. В. Ковалев*

508

---

Вниманию авторов

518

---

---



УДК 537.525

## ЗОНДОВАЯ И СПЕКТРАЛЬНАЯ ДИАГНОСТИКА ПЛАЗМЫ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ: $\text{BCl}_3\text{--Cl}_2$

© 2023 г. Д. Б. Мурин<sup>1</sup>, \*, И. А. Чесноков<sup>1</sup>, И. А. Гоголев<sup>1</sup>, А. Э. Гришков<sup>1</sup><sup>1</sup>Ивановский государственный химико-технологический университет, Иваново, Россия

\*E-mail: dim86@mail.ru

Поступила в редакцию 25.04.2023 г.

После доработки 10.07.2023 г.

Принята к публикации 10.07.2023 г.

Проведены зондовые и спектральные измерения плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{--Cl}_2$ . Получены данные по влиянию начального состава газовой среды на напряженность электрического поля, температуру газа, концентрацию частиц, приведенную напряженности электрического поля в условиях тлеющего разряда постоянного тока. Проанализированы спектры излучения плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{--Cl}_2$ , идентифицированы основные излучающих компонентов и установлены взаимосвязи между интенсивностями излучения и концентрациями частиц.

*Ключевые слова:* трихлорид бора, хлор, газовая среда, приведенная напряженность электрического поля, температура газа, удельная мощность, интенсивность излучения, концентрации частиц

DOI: 10.31857/S0544126923600161, EDN: QSSBXT

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Характерной особенностью современной технологии плазмохимического травления является использование бинарных газовых сред, сочетающих химически активную среду, например – трихлорид бора ( $\text{BCl}_3$ ), с функциональной добавкой инертного или молекулярного компонента [1, 2]. Кроме очевидных технологических преимуществ (например, стабилизация плазмы), разбавление активного газа химически инертной добавкой защищает откачные средства и повышает экологическую чистоту производства за счет снижения токсичных компонентов в отходящих газах плазмохимических установок. Использование в качестве второго компонента среды молекулярных газов ( $\text{Cl}_2$ ,  $\text{H}_2$ ,  $\text{O}_2$ ) позволяет достигать специфических эффектов при травлении ряда материалов [3], которые не достижимы с помощью однокомпонентной плазмообразующей газовой среды. В подобных газовых средах, начальный состав газовой среды является дополнительным эффективным инструментом регулирования параметров плазмы и концентраций активных частиц. Также отметим, что наиболее простым и удобным методом контроля состава плазмы является эмиссионная спектроскопия. Целью данной работы являлся анализ влияния начального состава бинарной газовой среды  $\text{BCl}_3\text{--Cl}_2$  на электрофизические параметры плазмы и спектры излучения при одинаковых внешних параметрах разряда.

### 2. МЕТОДИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Эксперименты по исследованию свойств тлеющего разряда пониженного давления в газовой среде треххлористого бора с хлором проводились на плазмохимической установке с реактором проточного типа. Реактор представлял собой цилиндр из молибденового стекла (марка С-49) длиной  $l = 56$  см и внешним диаметром  $d_{\text{out}} = 2.8$  см. Внутренний диаметр реактора  $d_{\text{in}} = 2.5$  см. Электроды располагались в боковых отрезках и имели вид полых цилиндров из анодированного алюминия. Длина зоны плазмы составляла 36 см.

Откачка системы осуществлялась вращательно-масляным форвакуумным насосом (предельное остаточное давление  $\sim 2 \times 10^{-2}$  Па). Контроль давления остаточных газов осуществлялся с помощью манометрического термпарного датчика ПМТ-2, соединенного с вакуумметром ВТ-2А. Давление рабочего газа в разрядной трубке измерялось U-образным манометром, рабочей жидкостью которого служило силиконовое масло. Расход газа измеряли масляным капиллярным реометром, предварительно откалиброванным по индивидуальным газам –  $\text{BCl}_3$ ,  $\text{Cl}_2$  и их смесям с помощью мерной бюретки. Газовые смеси готовились непосредственно в самой вакуумной системе методом объемного смешения компонентов. Трихлорид бора набирали в газо-отборный стеклянный баллон (объем 1.7 литра), предварительно откаченный до предельного остаточного

**Таблица 1.** Влияние состава газовой среды и тока разряда на осевую напряженность электрического поля и на общую концентрацию частиц в плазме  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$

Доля $\text{Cl}_2$ в газовой среде $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ , %	$E$ , В/см		$N$ , $10^{16}$ см $^{-3}$	
	(15 мА)	(25 мА)	(15 мА)	(25 мА)
0	27.01	24.68	1.76	1.51
20	32.00	30.00	1.66	1.40
50	35.01	36.10	1.66	1.36
80	39.19	41.79	1.65	1.38
100	43.51	47.53	1.66	1.40

давления порядка 1 Па, из металлического баллона с маркой “чистый”, содержание основного газа не менее 99.5%. Для получения хлора был использован метод термического разложения хлорной меди ( $\text{CuCl}_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ ) в вакууме:  $2\text{CuCl}_2 \leftrightarrow \text{Cl}_2 \uparrow + 2\text{CuCl}$ . Первые порции хлора откачивали, а последующие также набирались в газо-отборный стеклянный баллон и использовались для проведения экспериментов. Начальный состав плазмообразующей смеси задавался изменением парциальных давлений компонентов в рамках постоянного общего давления.

Измерения осевой напряженности электрического поля ( $E$ ) в зоне положительного столба разряда проводились методом зондов Лангмюра [4]. Температуру газа ( $T$ ) определяли при решении уравнения теплового баланса разрядной трубки [5] в условиях естественного охлаждения с использованием экспериментальных данных по температуре наружной стенки. При расчетах параметра  $E/N$ , где  $N = p/(kT)$  – общая концентрация частиц, использовалась величина  $T$ , усредненная на  $0.5r$ . Допустимость такого подхода была показана в работе [6].

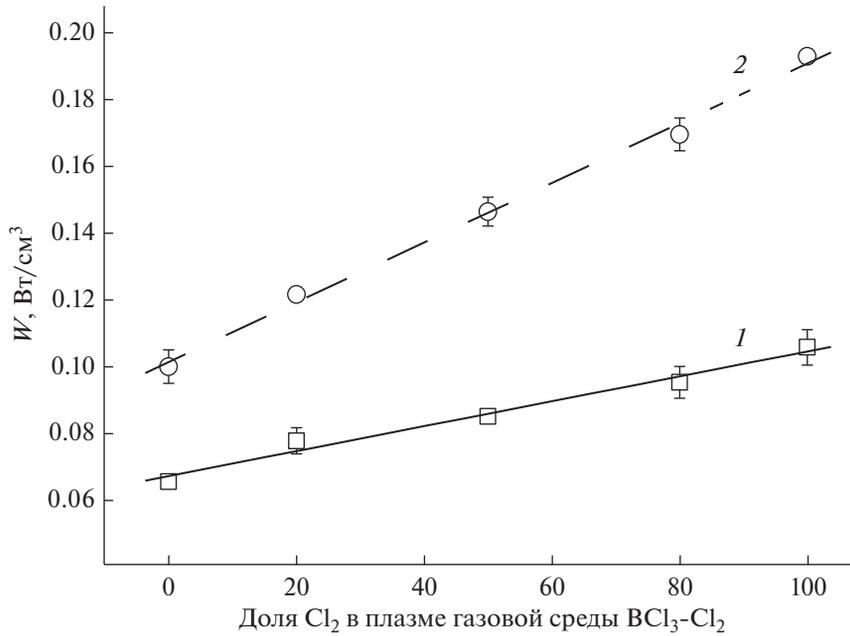
Спектральная диагностика плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$  была реализована непосредственно с использованием плазмохимического реактора, через встроенное в торцевой части окно (пропускная способность до 200 нм). К данному окну подводился детектор-приемник с CCD матрицей (2048 элементов) с высокой чувствительностью в УФ-диапазоне длин волн, закрепленный на платформе с двумя микровинтами. Данная конфигурация позволяла точно наводиться на радиальную ось разряда. Зафиксированный сигнал с детектора через оптоволоконный кабель поступал на спектрометры фирмы Avantes AvaSpec–2048–2 и AvaSpec–3648. Данные спектрометры снабжены фотоэлектрической системой регистрации сигнала и накоплением данных на ПК оператора. Рабочий диапазон длин волн данного спектрометра составлял 200–1000 нм. При расшифровке эмиссионных спектров излучения использовались справочная литература [7, 8].

В качестве внешних (задаваемых) параметров плазмы выступали: начальный состав плазмообразующей смеси, давление и расход плазмообразующего газа, ток разряда.

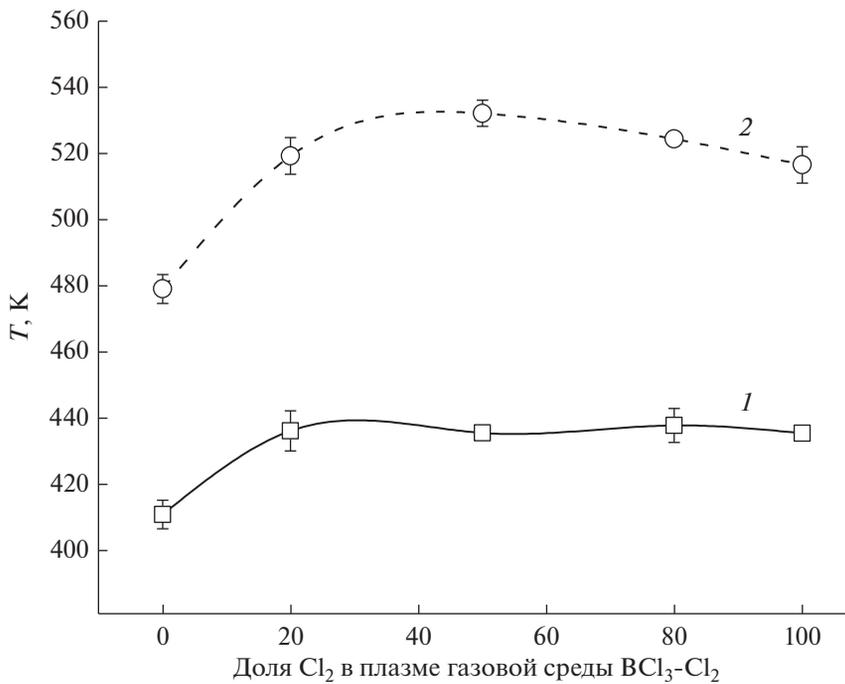
### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

При исследовании параметров плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ , было обнаружено, что увеличение доли  $\text{Cl}_2$  при постоянстве силы тока разряда приводит к увеличению напряженности электрического поля (табл. 1, в 1.6 раза для  $i = 15$  мА и в 1.9 раза для  $i = 25$  мА при увеличении доли хлора от 0 до 100%) и, как следствие сопровождается линейным ростом удельной мощности (рис. 1), вкладываемой в плазму  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ . Аналогичное изменение величины удельной мощности имеет место и при увеличении тока разряда в условиях постоянства давления газа, которое обеспечивает постоянством напряженности электрического поля. Поэтому в обоих случаях температура газа увеличивается, следуя поведению удельной мощности (рис. 2, при  $i = 15$  мА  $T$  увеличивалась от 411 до 436 К, при  $i = 25$  мА с 479 по 515 К,  $\approx 1.1$  раза при увеличении доли  $\text{Cl}_2$  от 0 до 100% в газовой среде  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ ). Данный факт хорошо согласуется с имеющимися в литературе данными для других газов [9, 10]. Увеличение температуры газа в газовой среде  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$  предположительно связано с изменением коэффициента теплопроводности газа. Эксперименты также показали, что приведенная напряженность электрического поля линейно увеличиваются при росте доли хлора в исследуемой газовой среде, от значений характерных для чистого трихлорида бора до значений чистого хлора (рис. 3,  $E/N = 1.53 \times 10^{-15} - 2.62 \times 10^{-15}$  В см $^2$  при  $i = 15$  мА и  $E/N = 1.63 \times 10^{-15} - 3.39 \times 10^{-15}$  В см $^2$  при  $i = 25$  мА при увеличении доли  $\text{Cl}_2$  от 0 до 100% в газовой среде  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ ). Полученные значения приведенной напряженности электрического поля также хорошо согласуются с данными работ [6, 11, 12]. Приведенная напряженность электрического поля в плазме хлора выше, чем в плазме трихлорида бора, то есть хлор, являясь более электроотрицательным газом по сравнению с  $\text{BCl}_3$ , обеспечивает большую эффективность гибели электронов за счет их диссоциативного прилипания к молекулам  $\text{Cl}_2$ , это, по нашему мнению, и вызывает монотонный рост параметра  $E/N$  в плазме газовой среды  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$ .

Излучение плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{—Cl}_2$  представлено как атомарными, так и молекулярными компонентами (рис. 4). Так в красной области спектра (700–900 нм) была обнаружена группа линий атомарного хлора [6]. Излучение атомарного бора ( $\text{B}$  249.77 нм) зафиксировано не было. Излучение молекулярных компонентов представлено: интенсивными полосами молеку-



**Рис. 1.** Зависимость удельной мощности, вкладываемой в разряд, от состава газовой среды VCl<sub>3</sub>-Cl<sub>2</sub> (I – 15 мА, 2 – 25 мА).



**Рис. 2.** Зависимости температуры газа от состава газовой среды VCl<sub>3</sub>-Cl<sub>2</sub> (I – 15 мА, 2 – 25 мА).

лярного хлора (200, 256, 306, 450–460 нм) и полосами радикала VCl (265.98, 271, 272.0 нм).

Наиболее интенсивными, стабильно проявляющимися и свободными от перекрывания с соседними максимумами являются линии Cl 725.67

и 837.56 нм, полосы Cl<sub>2</sub> 256.4 нм, VCl 272 нм. Высокие значения энергий возбуждения (излучения) [6] указанных выше излучающих состояний позволяют рассматривать возбуждение атомов и молекул электронным ударом как основной ме-

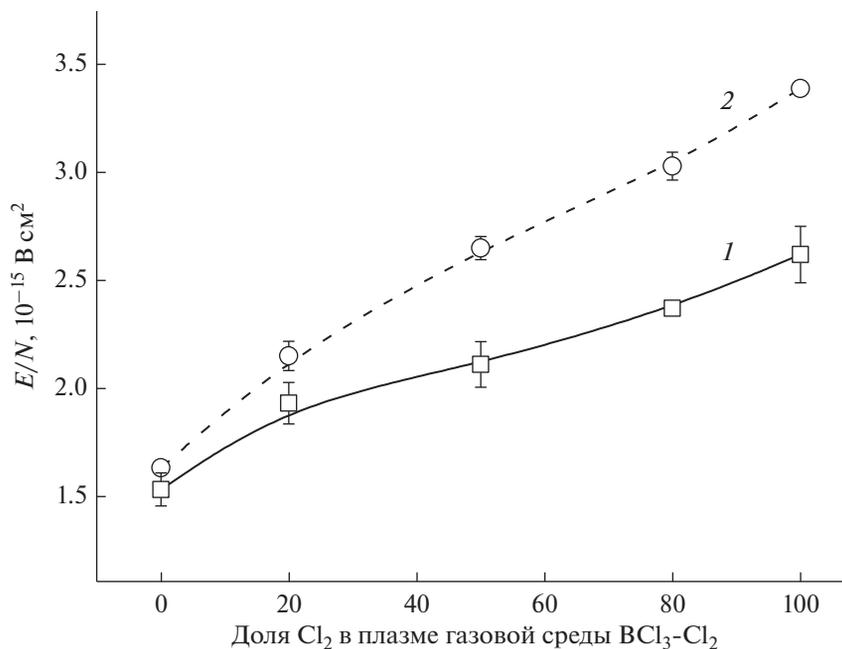


Рис. 3. Зависимость приведенной напряженности электрического поля от состава газовой среды  $VCl_3-Cl_2$  ( $I = 15$  мА,  $2 = 25$  мА).

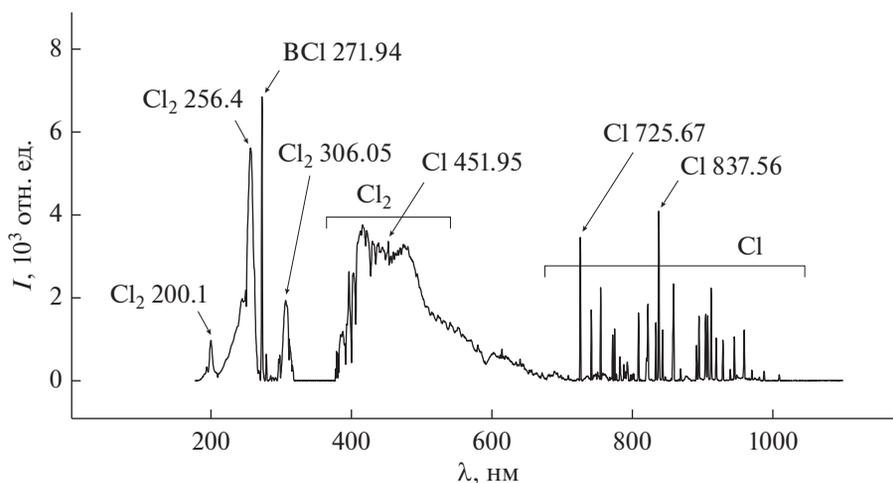


Рис. 4. Обзорный спектр излучения плазмы газовой среды  $VCl_3-Cl_2$  (50 : 50%) в диапазоне 200–1000 нм при  $p_{общ} = 100$  Па,  $i = 25$  мА.

ханизм заселения верхних состояний [11]. Кроме этого, низкие времена жизни соответствующих возбужденных состояний позволяют рассматривать излучательную дезактивацию как основной механизм данного процесса. Поэтому можно полагать, что для всех указанных линий и полос заселенность возбужденного состояния и интенсивность излучения ( $I$ ) пропорциональны скорости возбуждения  $R = kn_e N$ , где  $k$  – константа скорости возбуждения,  $n_e$  – концентрация электронов,  $N$  – концентрация частиц в основном со-

стоянии. Исходя из выше сказанного, выбранные излучающие состояния могут быть использованы для контроля состава плазмы и кинетики плазмохимических процессов.

На рис. 5 представлены зависимости интенсивностей излучения анализируемых линий и полос от доли хлора в плазме газовой среды  $VCl_3-Cl_2$ . Увеличение доли хлора в газовой смеси приводит к линейному росту интенсивностей излучения атомарных линий и молекулярной полосы хлора, в то время как интенсивность полосы  $VCl$

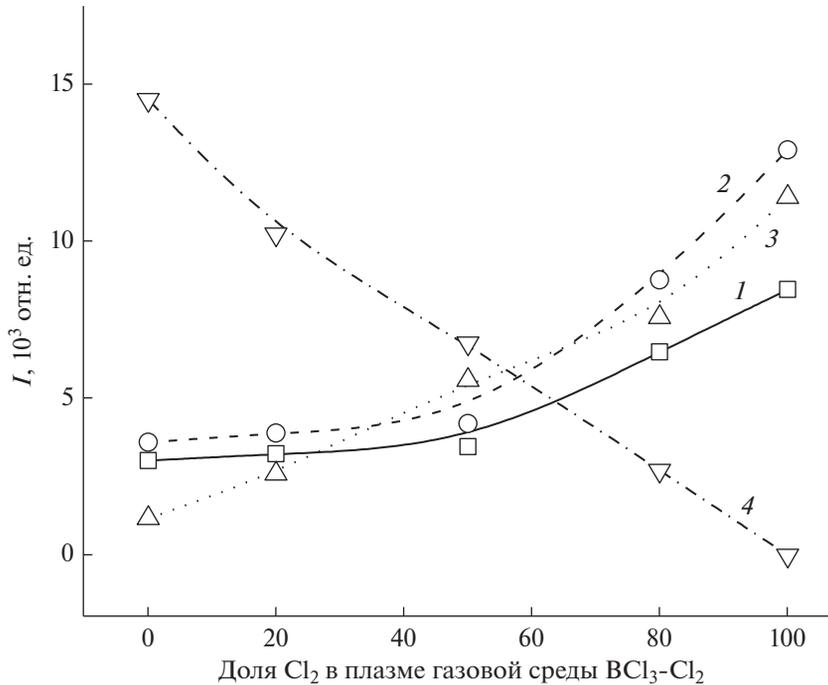


Рис. 5. Зависимость интенсивностей излучения линий и полос от доли хлора в плазме газовой среды  $\text{BCl}_3\text{-Cl}_2$  ( $i = 25$  мА: 1 –  $\text{Cl}$  725.67 нм, 2 –  $\text{Cl}$  837.56 нм, 3 –  $\text{Cl}_2$  256.40 нм, 4 –  $\text{BCl}$  271.94 нм).

монотонно уменьшается. Поведение полученных экспериментальных зависимостей может быть связано со следующими причинами: 1) увеличение доли  $\text{Cl}_2$  в газовой среде способствует росту интенсивности атомарного хлора, которые эффективно образуется в следствии реакций диссоциации  $\text{BCl}$ -радикалов при прямом электронном ударе и вследствие других атомно-молекулярных реакций; 2) уменьшение интенсивности полосы  $\text{BCl}$  связано как с уменьшением концентрации  $\text{BCl}_3$  в газовой среде при увеличении  $\text{Cl}_2$  в смеси, так и расходе данной частицы в атомно-молекулярных, объемные и гетерогенные процессах.

2. Излучение плазмы газовой среды  $\text{BCl}_3\text{-Cl}_2$  представлено как атомарными, так и молекулярными компонентами. Наиболее интенсивными, стабильно проявляющимися и свободными от перекрытия с соседними максимумами являются  $\text{Cl}$  725.67 и 837.56 нм, полосы  $\text{Cl}_2$  256.4 нм,  $\text{BCl}$  272 нм. Указанные максимумы могут быть использованы для контроля состава плазмы и кинетики плазмохимических процессов. Показано, что зависимости интенсивностей линий и полос от внешних условий разряда определяются возбуждением излучающих состояний прямым электронным ударом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, согласно приведенным выше данным можно заключить следующее:

1. Рост температуры газа с увеличением доли  $\text{Cl}_2$  обусловлен ростом удельной мощности, вкладываемой в разряд. Приведенная напряженность электрического поля  $E/N$  в плазме газовой среды  $\text{BCl}_3\text{-Cl}_2$  линейно увеличиваются при росте доли хлора, от значений характерных для чистого трихлорида бора до значений чистого хлора. В качестве основного механизма, обуславливающего увеличение  $E/N$ , следует рассматривать увеличение электроотрицательности плазмы с увеличением хлора в газовой среде.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Roosmalen A.J., Baggerman J.A.G., Brader S.J.H.* Dry etching for VLSI. N. Y.: Plenum Press. 1991. 457 p.
2. *Rooth J.R.* Industrial plasma engineering. Philadelphia: IOP Publishing LTD. 1995. V. 1. 545 p.
3. *Ефремов А.М., Мурин Д.Б.* Параметры плазмы и механизмы травления металлов и полупроводников в смесях  $\text{HCl} + \text{Ar}$ ,  $\text{H}_2$ ,  $\text{O}_2$  и  $\text{Cl}_2$  // Микроэлектроника. 2015. Т. 44. № 5. С. 338–345.
4. *Иванов Ю.А., Лебедев Ю.А., Полак Л.С.* Методы контактной диагностики в неравновесной плазмохимии. М.: Наука, 1981. 142 с.
5. *Рохлин Г.Н.* Разрядные источники света. Изд. 2-е; перераб. и доп. М.: Энергатоиздат, 1991. С. 720.
6. *Мурин Д.Б., Дунаев А.В.* Электрофизические параметры и спектры излучения плазмы трихлорида

- бора // Микроэлектроника. 2018. Т. 47. № 2. С. 106–114.
7. *Pearse R.W.B., Gaydon A.G.* The identification of molecular spectra. Fourth edition. New York: John Wiley & Sons, inc. 1976. P. 407.
  8. *Стриганов А.Р., Свентицкий Н.С.* Таблицы спектральных линий нейтральных и ионизированных атомов. М.: Атомиздат., 1966. С. 899.
  9. *Дунаев А.В., Мурин Д.Б.* Электрофизические параметры и концентрации активных частиц в плазме смесей HCl с инертными и молекулярными газами // Микроэлектроника. 2014. Т. 43. № 5. С. 363.
  10. *Ефремов А.М., Мурин Д.Б.* Электрофизические параметры плазмы бинарных смесей HCl + Ar, He, H<sub>2</sub>, O<sub>2</sub> и Cl<sub>2</sub> // Известия высших учебных заведений. Серия: Химия и химическая технология. 2015. Т. 58. № 4. С. 14–18.
  11. *Ефремов А.М., Пивоваренок С.А., Светцов В.И.* Параметры плазмы и механизмы травления металлов и полупроводников в хлороводороде // Микроэлектроника. 2009. Т. 38. № 3. С. 163–175.
  12. *Ситанов Д.В., Ефремов А.М., Светцов В.И.* Параметры плазмы и кинетика образования и гибели а-тивных частиц в разряде в хлоре // ТВТ. 2008. Т. 46. № 1. С. 15–22.

УДК 621.3

## МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ КАНТИЛЕВЕРА С УВЕЛИЧЕННЫМ КОНТАКТНЫМ УСИЛИЕМ

© 2023 г. И. А. Белозеров<sup>1</sup>, \*, И. В. Уваров<sup>1</sup>, \*\*<sup>1</sup>Ярославский филиал Физико-технологического института имени К.А. Валиева Российской академии наук,  
ул. Университетская, 21, Ярославль, 150007 Россия

\*E-mail: igas2580@yandex.ru

\*\*E-mail: i.v.uvarov@bk.ru

Поступила в редакцию 09.09.2023 г.

После доработки 22.09.2023 г.

Принята к публикации 22.09.2023 г.

МЭМС-переключатели представляют значительный интерес для перспективных радиоэлектронных систем, но до сих пор не нашли широкого применения вследствие невысокой надежности микроконтактов. Переключатель развивает малое контактное усилие, что приводит к высокому и нестабильному контактному сопротивлению. Усилие обычно увеличивается за счет использования электродов сложной формы и большой площади, однако простая и компактная конфигурация более предпочтительна. В настоящей работе представлен ключ на основе кантилевера длиной 50 мкм. Впервые описана методика подбора вертикальных размеров изделия, увеличивающая силу прижима до значений свыше 100 мкН, необходимых для надежной работы контактов. Изготовлены и испытаны тестовые образцы, выполнено сравнение рабочих характеристик с результатами расчетов.

*Ключевые слова:* МЭМС-переключатель, кантилевер, контактное усилие, контактное сопротивление, напряжение срабатывания

DOI: 10.31857/S0544126923600288, EDN: JUGWJB

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Переключатели, изготовленные по технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), рассматриваются в качестве перспективных электронных компонентов для радиоэлектронных устройств ВЧ и СВЧ диапазонов [1]. Малые размеры, минимальные вносимые потери, высокая изоляция и низкое энергопотребление делают их привлекательными для использования в сетях связи 5G [2], адаптивных антеннах [3], авиационной и космической технике [4]. В МЭМС-переключателях используются различные принципы работы подвижной части, включая электромагнитный, пьезоэлектрический, термоэлектрический и инерционный, но наиболее широко используемым является электростатический принцип [5]. Классический МЭМС-переключатель представляет собой кантилевер, закрепленный над управляющим и сигнальным электродами [6]. Подача напряжения на управляющий электрод создает электростатическую силу, которая изгибает кантилевер и приводит его в контакт с сигнальным электродом. При отключении напряжения кантилевер возвращается в исходное положение под действием силы упругости. Электростатические МЭМС-переключатели изготавливаются с ис-

пользованием технологий микроэлектроники и могут быть легко интегрированы в кремниевые интегральные схемы. Объединение нескольких ключей на одном чипе позволяет создавать перестраиваемые устройства, такие как фазовращатели [7], фильтры [8], аттенюаторы [9] и усилители [10].

Помимо принципа действия, МЭМС-переключатели классифицируются по типу контакта. Резистивные ключи обеспечивают контакт металл-металл, в то время как емкостные устройства реализуют контакт металл-изолятор-металл. Резистивные переключатели более предпочтительны для многих приложений благодаря широкой полосе пропускания от постоянного тока до СВЧ. Однако, несмотря на три десятилетия исследований, они все еще недостаточно надежны [11, 12]. Проблема заключается в малом контактном усилии, развиваемом подвижной частью микронного размера. Сила прижима обычно находится в диапазоне миллионьютонов, что на несколько порядков ниже по сравнению с миллионьютонами, развиваемыми стандартными электромеханическими реле [1]. Малое усилие делает контактирующие поверхности чувствительными к загрязнениям и повреждениям, что приводит к

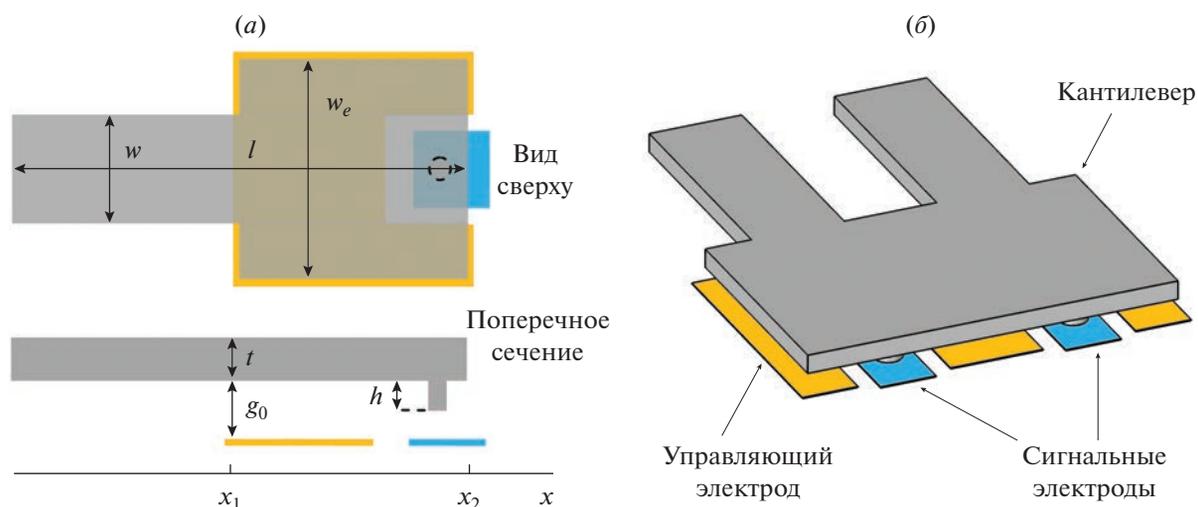


Рис. 1. МЭМС-переключатель на основе кантилевера: (а) вид сверху и поперечное сечение; (б) трехмерный вид сдвоенной конструкции.

нестабильности и быстрому росту контактного сопротивления [13].

Микроконтакты исследовались с помощью инденторов [14], сканирующих зондовых микроскопов [15] и самодельных установок [16]. Контактное сопротивление снижается с увеличением силы, но затем достигает насыщения. Низкое и стабильное значение реализуется, когда контактное усилие превышает 100 мкН. Эта величина считается необходимым порогом для обеспечения надежности переключателя [1]. Однако такая сила труднодостижима в МЭМС-переключателе классической конфигурации. Для решения проблемы кантилевер заменяется круглыми рамками [17], крабовидными конструкциями [18] и удлиненными мембранами [19]. Они развивают большое усилие благодаря увеличенным латеральным размерам в несколько сотен микрон. Но большой размер делает переключатель чувствительным к внутренним механическим напряжениям, поскольку даже малый их градиент значительно изменяет зазор между электродами. Кроме того, снижается скорость переключения, увеличивается паразитная емкость, и ухудшаются радиочастотные характеристики. Сложная форма электродов затрудняет интеграцию в копланарную линию передач.

Переключатель на основе кантилевера имеет ряд преимуществ. Простая конструкция позволяет реализовать как последовательную, так и шунтирующую конфигурацию. Небольшие размеры обеспечивают устойчивость к механическим напряжениям и короткое время переключения [20]. Однако устройства на основе кантилевера обычно развивают малое контактное усилие в несколько десятков микроныютонов [20, 21]. В настоящей работе впервые представлена методика оптими-

зации вертикальных размеров МЭМС-переключателя для увеличения силы прижима контактов. Были выбраны размеры, при которых ключ развивает необходимое контактное усилие. Изготовлены тестовые образцы с промежуточными размерами с целью отладки технологических процессов. Проведены их испытания в холодном режиме, выполнено сравнение рабочих характеристик с расчетными величинами. Выявлены проблемы, характерные для представленного ключа, и предложены методы их преодоления.

## 2. РАСЧЕТ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Переключатель схематично изображен на рис. 1а. Подвижным электродом служил алюминиевый кантилевер длиной  $l = 50$  мкм, шириной  $w = 10$  мкм в месте закрепления и  $w_e = 20$  мкм в области перекрытия с электродом управления. Управляющий электрод огибал коммутируемый с целью увеличения зоны действия электрического поля. Форма электродов была подобрана ранее и обеспечивала наибольшую силу прижима при заданной длине [22]. Кантилевер имел толщину  $t = 2$  мкм и оснащался контактным выступом высотой  $h = 0.5$  мкм. Воздушный зазор  $g_0$  между кантилевером и электродом управления составлял 1.5 мкм. Наряду с одиночным кантилевером, рассматривалась сдвоенная конструкция, показанная на рис. 1б. Сдвоенный кантилевер имел две закрепленные области и два контактных выступа, что делало его положение в замкнутом состоянии более стабильным.

Сила прижима рассчитывалась аналитически с помощью модели, в которой профиль кантилевера в нижнем положении аппроксимировался прямой линией. Справедливость такой аппроксима-

ции объяснялась малой величиной изгиба, поскольку  $g_0 - h \ll l$ . Электростатическая сила, действующая на кантилевер, рассчитывалась согласно выражению [23]:

$$F_{ES} = \frac{\epsilon_0 A V_G^2}{2g^2}, \quad (1)$$

где  $\epsilon_0$  – диэлектрическая постоянная,  $A = 430 \text{ мкм}^2$  – площадь перекрытия управляющего электрода и кантилевера,  $V_G$  – управляющее напряжение (gate voltage),  $g$  – средняя величина зазора между кантилевером и управляющим электродом в замкнутом состоянии.

Возвращающая сила представляла собой силу упругости и определялась выражением:

$$F_R = k(g_0 - h), \quad (2)$$

где  $k$  – коэффициент упругости кантилевера. С учетом положения управляющего электрода относительно закрепленного конца, выражение для коэффициента упругости имело вид [23]:

$$k = 2Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \frac{1 - x_1/l}{3 - 4(x_1/l)^3 + (x_1/l)^4}, \quad (3)$$

где  $E = 70 \text{ ГПа}$  – модуль Юнга алюминия,  $x_1 = 25 \text{ мкм}$  и  $x_2 = 50 \text{ мкм}$  – координаты левого и правого края электрода, соответственно. Контактное усилие  $F_C$  определялось разницей электростатической и упругой сил:

$$F_C = F_{ES} - F_R. \quad (4)$$

Расчеты, полученные аналитическим методом, сопоставлялись с результатами моделирования методом конечных элементов (МКЭ). Рассматривалось замкнутое состояние переключателя. На свободном конце кантилевера задавалось смещение  $g_0 - h$ . Контактный выступ представлял собой цилиндр высотой  $h$  и радиусом  $1.5 \text{ мкм}$ , расположенный на продольной оси кантилевера. Центр выступа имел координату  $x = 47 \text{ мкм}$ . Нижнее основание цилиндра лежало в плоскости сигнального электрода.

Согласно расчетам, переключатель развивал силу прижима  $F_C = 10 \text{ мкН}$ , что являлось весьма малой величиной. При такой силе контактное сопротивление было велико и изменялось от цикла к циклу [24, 25]. Увеличение  $F_C$  за счет снижения  $F_R$  имело ограниченные возможности и повышало склонность к залипанию. Силу прижима можно было нарастить путем увеличения  $V_G$ , но с ростом напряжения возрастало энергопотребление и увеличивалась вероятность короткого замыкания. Увеличение  $A$  также было неприемлемо, поскольку терялись преимущества миниатюрного изделия. Таким образом, было решено увеличивать силу путем изменения вертикальных размеров  $h$ ,  $g_0$  и  $t$ .

Изменение размеров влияло на напряжение срабатывания  $V_{\text{pull-in}}$  и напряжение коллапса  $V_{\text{collapse}}$ . Напряжение срабатывания, при котором выступ кантилевера приходил в контакт с сигнальным электродом, задавалось выражением [23]:

$$V_{\text{pull-in}} = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 A}} g_0^3. \quad (5)$$

Напряжение коллапса представляло собой напряжение, при котором кантилевер прогибался и касался управляющего электрода. При этом ключ выходил из строя вследствие короткого замыкания. Это напряжение рассчитывалось с помощью МКЭ.

Первым этапом подбирались высота контактного выступа. Расчеты выполнялись для  $V_G = 90 \text{ В}$ . Сила прижима увеличивалась с уменьшением  $h$ , как показано на рис. 2а. Рост происходил вследствие увеличения электростатической силы, обусловленного сокращением зазора между управляющим электродом и кантилевером в замкнутом положении. Согласно аналитическим расчетам, уменьшение  $h$  с  $0.5$  до  $0.1 \text{ мкм}$  увеличивало  $F_C$  с  $10$  до  $50 \text{ мкН}$ . Моделирование предсказывало более сильный рост с  $10$  до  $89 \text{ мкН}$ , поскольку учитывался прогиб кантилевера. При  $h = 0.1 \text{ мкм}$  напряжение коллапса составляло около  $120 \text{ В}$  и приближалось к рабочей величине. Однако  $V_{\text{collapse}}$  увеличивалось с ростом высоты выступа. При  $h = 0.2 \text{ мкм}$  оно равнялось  $220 \text{ В}$  и значительно превышало  $V_G$ , тем самым обеспечивая безопасную работу переключателя. Таким образом, высота  $0.2 \text{ мкм}$  являлась оптимальной. Ей соответствовала сила прижима  $32 \text{ мкН}$  и возвращающая сила  $25 \text{ мкН}$ .

Высота контактного выступа зафиксирована и равна  $h = 0.2 \text{ мкм}$ . Следующим этапом строилась зависимость контактной и размыкающей силы от толщины кантилевера для разных значений зазора, показанная на рис. 2б. Для надежной работы переключателя должны выполняться соотношения  $F_C > 100 \text{ мкН}$  и  $F_C/F_R < 3$ . Первое условие необходимо для достижения малого контактного сопротивления, второе – для преодоления залипания. Они реализовывались при  $t = 3.6 \text{ мкм}$  и  $g_0 = 0.6 \text{ мкм}$ , отмеченных квадратным маркером на графике. Эти размеры значительно отличались от используемых авторами в изделиях других типов [24, 25], поэтому изготовление переключателя требовало отладки технологических процессов. В качестве пробных значений были выбраны  $t = 3 \text{ мкм}$  и  $g_0 = 1 \text{ мкм}$  (треугольный маркер на графике). При таких размерах контактная и возвращающая сила составляли  $50 \text{ мкН}$ , а напряжение срабатывания равнялось  $64 \text{ В}$ . Эти значения были справедливы как для одиночного, так и для двойного переключателя. Последний развивал  $50 \text{ мкН}$  на один контактный выступ, тогда как об-

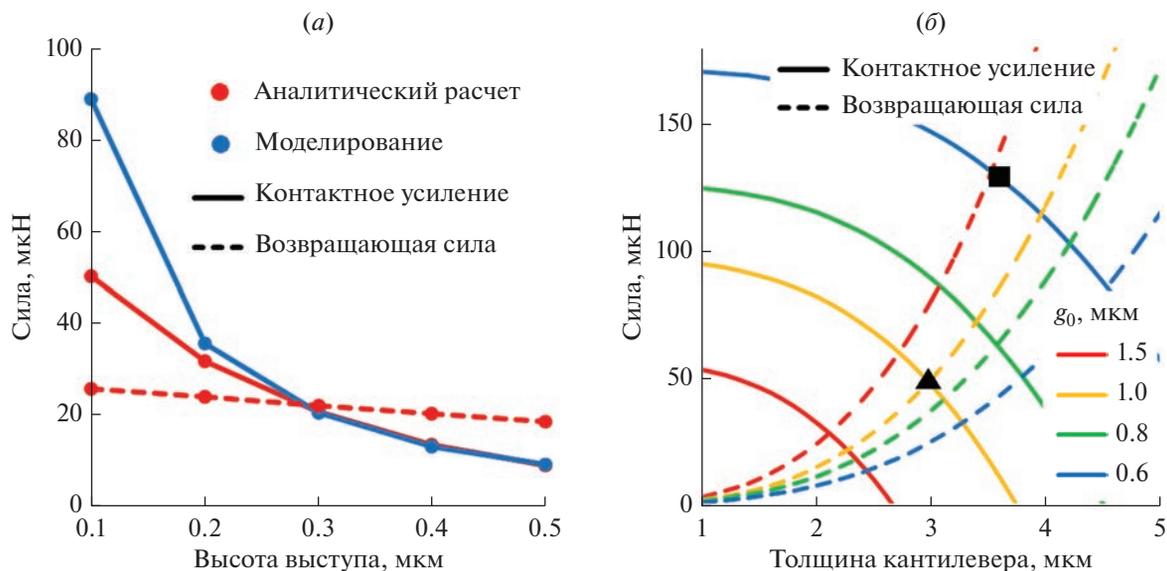


Рис. 2. Зависимость контактной и возвращающей силы от высоты контактного выступа (а) и толщины кантилевера при разных зазорах (б).

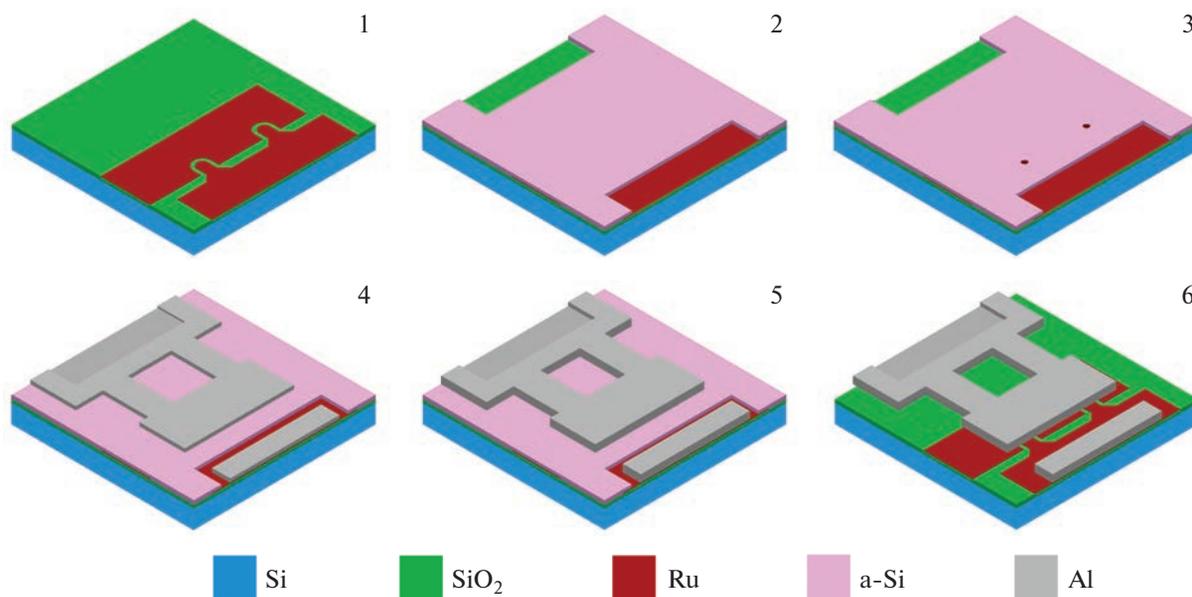


Рис. 3. Этапы изготовления переключателя.

щая сила составляла 100 мкН. Удвоение конструкции не изменяло  $V_{\text{pull-in}}$ , поскольку увеличение упругости кантилевера компенсировалось ростом площади перекрытия электродов.

### 3. МЕТОДИКА ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ИСПЫТАНИЯ

Переключатель изготавливался на термически окисленной кремниевой пластине диамет-

ром 100 мм. Технология формирования резистивных ключей была разработана ранее и представлена в работе [26], поэтому здесь приводится лишь краткое ее описание. Основные этапы процедуры изготовления показаны на рис. 3. Первым этапом формировались управляющие и сигнальные электроды из рутения методом магнетронного распыления и взрывной фотолитографии. Далее наносился жертвенный слой аморфного кремния (a-Si) толщиной 1 мкм, в

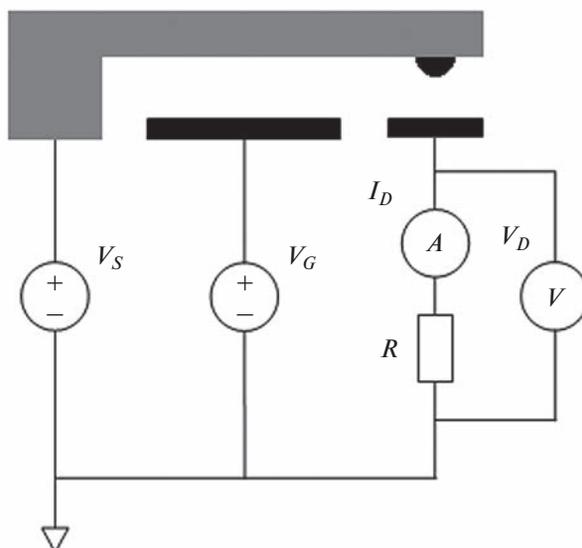


Рис. 4. Схема подключения приборов к образцу.

котором выполнялись отверстия для анкеров и сигнальных линий методом изотропного травления в плазме  $\text{SF}_6$  через маску фоторезиста (этап 2). После этого в жертвенном слое формировались ямки глубиной 0.2 мкм, которые заполнялись слоем Ru толщиной 0.1 мкм (этап 3). Затем наносился алюминий толщиной 1.5 мкм, из которого формировался первый слой кантилевера методом изотропного жидкостного травления (этап 4). Далее нанесение Al повторялось, и формировался второй слой. Двухстадийное изготовление кантилевера суммарной толщиной 3 мкм применялось с целью уменьшения бокового подтрав алюминия под маску фоторезиста. Расчетная величина подтрав составляла 1.5 мкм на сторону. Завершающим этапом являлось удаление  $\alpha\text{-Si}$  из-под кантилевера методом плазменного травления.

Переключатели тестировались в стандартных лабораторных условиях без корпусирования. Был подготовлен измерительный стенд, включающий в себя микроскоп Mitutoyo FS70 с увеличенным рабочим расстоянием и контрольно-измерительные приборы, управляемые персональным компьютером. Приборы подключались к образцу с помощью зондового устройства согласно схеме, изображенной на рис. 4. Управляющее напряжение  $V_G$  подавалось от многофункционального модуля ввода/вывода National Instruments (NI) PXI-6221 и усиливалось в 20 раз с помощью специально изготовленного усилителя мощности класса АВ. Напряжение имело форму прямоугольных импульсов длительностью 60 мс, следующих друг за другом с интервалом 20 мс. Входное напряжение  $V_S =$

1.5 В подавалось от источника питания постоянного тока Agilent E3647A. Тестирование проводилось в режиме “холодного” переключения, в котором сначала происходил механический контакт, а затем подавался тестовый сигнал. Осциллограмма  $V_G$  и  $V_S$  представлена на рис. 5. Входное напряжение подавалось через 20 мс после подачи управляющего сигнала и отключалось за 20 мс до его выключения.

Выходное напряжение  $V_D$  измерялось модулем NI PCI-6221. Управляющий и выходной сигналы регистрировались осциллографом Keysight DSOX2024A. Коммутируемый ток  $I_D$  определялся нагрузочным резистором  $R = 4.7$  кОм и контактным сопротивлением, которое варьировалось в ходе теста. Поэтому  $I_D$  также варьировался и составлял около 0.3 мА. На каждом цикле коммутации рассчитывалось контактное сопротивление с использованием резистивного делителя. Управление приборами и первичная обработка данных выполнялась в автоматическом режиме с помощью программного обеспечения LabView.

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Изготовленные переключатели показаны на рис. 6. Все элементы изделия были успешно сформированы, однако боковой подтрав алюминия в среднем составлял 2.5 мкм на сторону и превышал ожидаемую величину на 1 мкм. Причиной превышения являлась неравномерное распределение толщины алюминия по пластине, обусловленное конструкцией установки магнетронного распыления. Фотошаблоны были спрое-

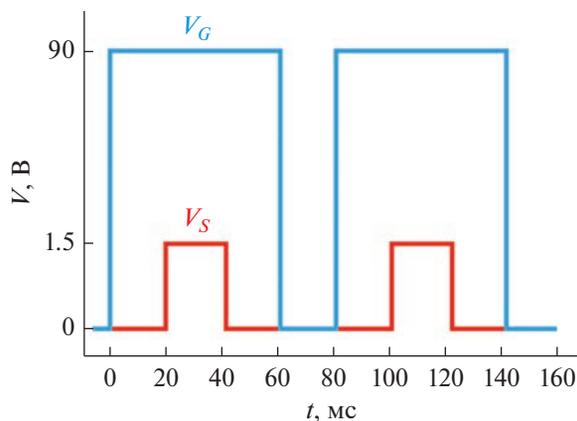


Рис. 5. Управляющее и входное напряжение.

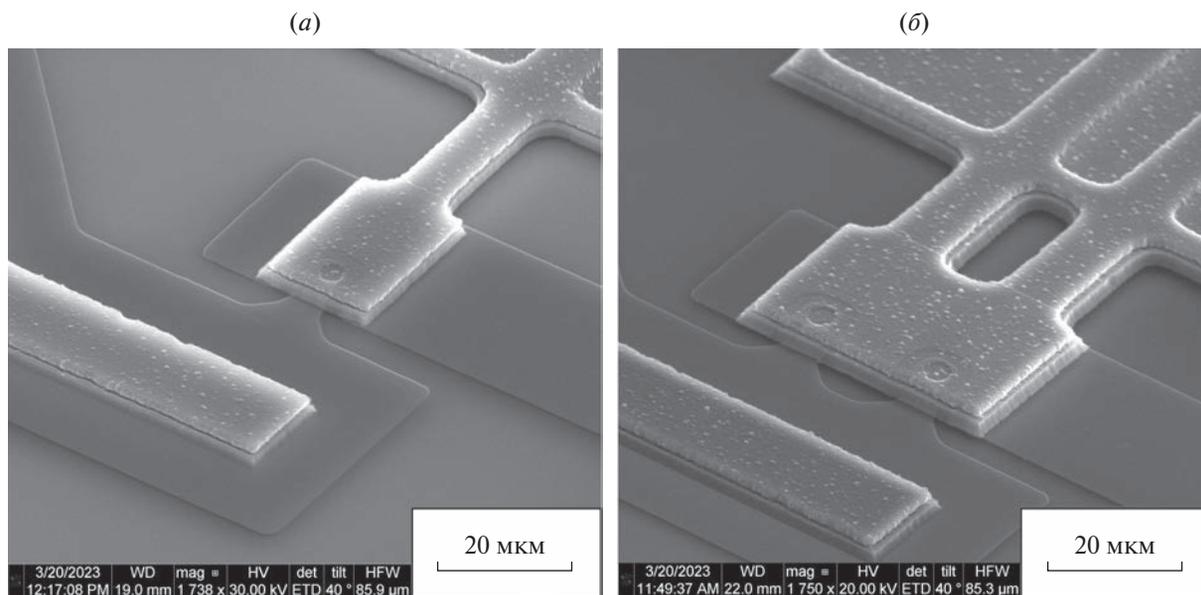


Рис. 6. СЭМ-изображения переключателей с одиночным (а) и двойным кантилевером (б).

ектированы с учетом возможного перетрава, поэтому латеральные размеры кантилевера были соблюдены с приемлемой точностью. Напряжение срабатывания составляло 29 В и было примерно вдвое ниже расчетного значения. Причиной расхождения являлось уменьшение  $g_0$  вследствие наклона кантилевера под действием внутренних механических напряжений. В месте крепления зазор составлял 1.0 мкм и уменьшался до 0.5 мкм по мере приближения к свободному концу. Расчетное значение  $V_{\text{pull-in}}$  при таком зазоре составляло 30 В. Наклон кантилевера приводил к уменьшению размыкающей силы, при этом повышалась вероятность залипания контактов.

С целью снятия напряжений часть образцов была подвергнута термическому отжигу перед

удалением жертвенного слоя. Отжиг проводился в вакууме при температуре 200°C в течение 1 ч. Зазор вблизи свободного конца у отожженных образцов составлял 0.7–0.9 мкм, а напряжение срабатывания в среднем равнялось 43 и 48 В для одиночного и двойного ключей, соответственно. Таким образом, отжиг частично снимал внутренние напряжения в слоях алюминия, приближая  $V_{\text{pull-in}}$  к целевой величине 64 В. Тем не менее, проблема изгиба кантилевера не была полностью решена. Расхождение экспериментальных значений с целевыми показателями было достаточно велико и составляло около 30%.

Напряжение срабатывания уменьшалось с ростом числа циклов коммутации, как показано на рис. 7. После 40 тыс. циклов  $V_{\text{pull-in}}$  неотожженных

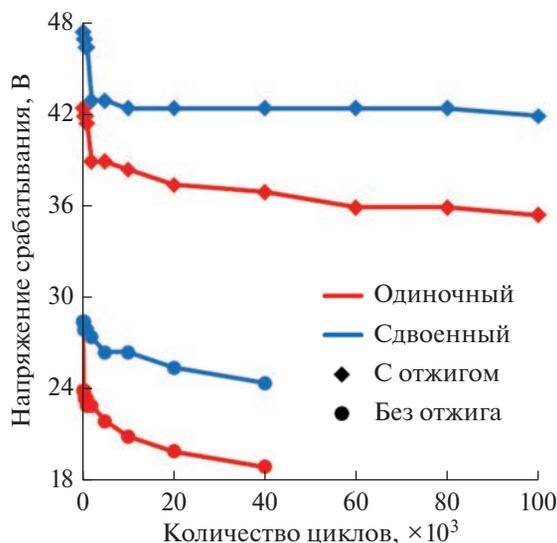


Рис. 7. Зависимость напряжения срабатывания от числа циклов коммутации.

образцов составляло 19 и 25 В для одиночного и сдвоенного кантилеверов, соответственно. Отожженные образцы также демонстрировали уменьшение  $V_{\text{pull-in}}$ . Напряжение снижалось до 36 и 42 В за 100 тысяч циклов, причем наиболее сильный спад происходил в первые 5000 циклов. Спад напряжения объяснялся пластической деформацией кантилевера, приводящей к сокращению воздушного зазора [27]. Согласно результатам моделирования, механические напряжения, возникающие при деформации кантилевера прямой формы, составляли 80 МПа. Эта величина превышала предел текучести алюминия, равный 22 МПа [28]. После определенного числа срабатываний кантилевер приобретал изогнутую форму. Вновь возникающие напряжения были не так велики, как в начале теста, поэтому спад  $V_{\text{pull-in}}$  замедлялся. Напряжения распределялись в кантилевере неравномерно, наибольшая величина была сосредоточена вблизи места закрепления. Изменение формы анкера позволит снизить механическое напряжение и предотвратить изменение рабочих характеристик [27]. Стоит отметить, что ключ с одиночным кантилевером, как правило, имел меньшее  $V_{\text{pull-in}}$  по сравнению со сдвоенным изделием. Это объяснялось скручиванием кантилевера вокруг продольной оси под действием внутренних напряжений.

Зависимость контактного сопротивления  $R_C$  от числа циклов коммутации представлена на рис. 8а. В начале теста  $R_C$  составляло 10–20 Ом и было в несколько раз ниже по сравнению с другими изделиями, изготовленными по схожей технологии [29]. Снижение сопротивления объяснялось увеличенной силой прижима. Тем не менее, за 100 тысяч циклов  $R_C$  возрастало до 700 и 300 Ом

для одиночного и сдвоенного переключателей, соответственно. Сдвоенный ключ обладал меньшим сопротивлением благодаря увеличенной площади контакта. Рост сопротивления объяснялся образованием фрикционных полимеров на поверхности рутения [30]. Другим следствием этого явления было нестабильное поведение  $R_C$  в ходе теста. Данные, представленные на рис. 8а, являлись усредненными по нескольким образцам каждого типа. Примеры зависимостей  $R_C$  от числа циклов для четырех переключателей показаны на рис. 8б. Поведение сопротивления варьировалось от образца к образцу. В целом, наблюдался рост  $R_C$ , однако некоторые ключи демонстрировали низкое сопротивление на протяжении всего теста. В частности, переключатель, отмеченный синим цветом, сохранял  $R_C$  на уровне 10–20 Ом на протяжении 100 тысяч циклов. Этот результат говорил о возможности достижения низкого сопротивления контакта Ru–Ru. Вероятной причиной различия в поведении образцов являлась contamination поверхностей в стандартных атмосферных условиях. В случае герметичного корпусирования ожидается снижение  $R_C$  до нескольких Ом и его стабилизация.

В ходе испытаний наблюдалось залипание переключателей обоих типов, несмотря на то, что расчетные значения контактной и размыкающей сил были равны, и условие  $F_C/F_R < 3$  должно было выполняться с запасом. Причиной залипания являлось уменьшение  $F_R$  по сравнению с расчетной величиной, о чем свидетельствовало пониженное напряжение срабатывания. Уменьшение возвращающей силы приводило к росту силы прижима, поэтому соотношение сил могло нарушиться. Сдвоенный переключатель был более устойчив к

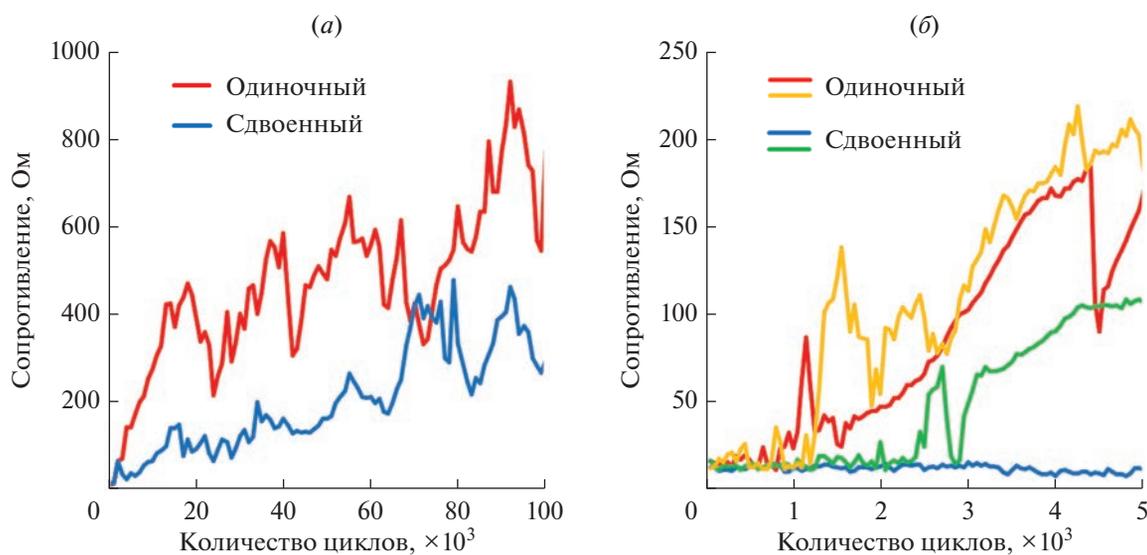


Рис. 8. Зависимость контактного сопротивления от числа циклов коммутации: (а) усредненные данные; (б) данные для четырех образцов.

залипанию по сравнению с одиночной версией. В совокупности с более низким сопротивлением, это обстоятельство делало сдвоенный вариант более предпочтительным.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлен МЭМС-переключатель электростатического типа на основе алюминиевого кантилевера длиной 50 мкм. Предложена методика оптимизации вертикальных размеров, позволяющая увеличить силу прижима контактов на порядок по сравнению с исходным изделием и достичь величины 100 мкН, необходимой для надежной работы контактов. Рост контактного усилия сопровождается увеличением возвращающей силы для противодействия залипанию. Оптимизация подразумевает сокращение высоты контактного выступа до 0.2 мкм и воздушного зазора до 0.6 мкм, а также увеличение толщины кантилевера до 3.6 мкм. С целью отладки техпроцессов изготовлены образцы с промежуточными размерами, рассчитанные на силу прижима 50 мкН. Кантилеверы подвержены изгибу под действием внутренних механических напряжений, который вдвое уменьшает напряжение срабатывания по сравнению с расчетным значением. Вакуумный термический отжиг образцов частично решает эту проблему. Кроме того,  $V_{\text{pull-in}}$  снижается в ходе работы изделия. За 40 тысяч переключений напряжение уменьшается с 29 В до 19 и 25 В для одиночного и сдвоенного кантилеверов соответственно. Отожженные образцы также демонстрируют снижение  $V_{\text{pull-in}}$ . Вероятной причиной этого эффекта являются относительно высокие механические

напряжения при деформации кантилевера, превышающие предел текучести алюминия. Сдвоенный ключ имеет преимущество перед одиночным изделием. Его рабочее напряжение находится ближе к расчетному значению, он менее подвержен залипанию и имеет меньшее контактное сопротивление. В дальнейшем планируется изготовление и испытание переключателей с силой прижима более 100 мкН.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена в рамках Государственного задания ФТИАН им. К.А. Валиева РАН Минобрнауки РФ по теме № FFNN-2022-0017 с использованием оборудования Центра коллективного пользования “Диагностика микро- и наноструктур”.

## КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rebeiz G.M., Patel C.D., Han S.K., Ko C.-H., Ho K.M.J. The search for a reliable MEMS switch // IEEE Microw. Mag. 2013. V. 14. № 1. P. 57–67. <https://doi.org/10.1109/MMM.2012.2226540>
2. Shekhar S., Vinoy K.J., Ananthasuresh G.K. Low-voltage high reliability MEMS switch for millimeter wave 5G applications // J. Micromech Microeng. 2018. V. 28. № 7. P. 075012. <https://doi.org/10.1088/1361-6439/aaba3e>

3. Haider N., Caratelli D., Yarovoy A.G. Recent developments in reconfigurable and multiband antenna technology // *Int. J. Antennas Propag.* 2013. V. 2013. P. 869170.  
<https://doi.org/10.1155/2013/869170>
4. Daneshmand M., Mansour R.R. RF MEMS satellite switch matrices // *IEEE Microw. Mag.* 2011. V. 12. № 5. P. 92–109.  
<https://doi.org/10.1109/MMM.2011.941417>
5. Kurmendra, Kumar R. A review on RF micro-electro-mechanical-systems (MEMS) switch for radio frequency applications // *Microsyst. Technol.* 2021. V. 27. P. 2525–2542.  
<https://doi.org/10.1007/s00542-020-05025-y>
6. Petersen K.E. Dynamic micromechanics on silicon: Techniques and devices // *IEEE Transactions on electron devices.* 1978. V. 25. № 10. P. 1241–1250.  
<https://doi.org/10.1109/T-ED.1978.19259>
7. Dey S., Koul S.K., Poddar A.K., Rohde U.L. Ku to V-band 4-bit MEMS phase shifter bank using high isolation SP4T switches and DMTL structures // *J. Micro-mech. Microeng.* 2017. V. 27. P. 105010.  
<https://doi.org/10.1088/1361-6439/aa8071>
8. Park J.-H., Lee S., Kim J.-M., Kim H.-T., Kwon Y., Kim Y.-K. Reconfigurable millimeter-wave filters using CPW-based periodic structures with novel multiple-contact MEMS switches // *J. Microelectromech. Syst.* 2005. V. 14. P. 456–463.  
<https://doi.org/10.1109/JMEMS.2005.844849>
9. Li M., Zhang Y., Zhao Y., Xue P., Wu Q. Design and fabrication of a 4-bit RF MEMS attenuator with a high attenuation accuracy // *Analog Integr. Circ. Sig. Process.* 2020. V. 102. P. 617–624.  
<https://doi.org/10.1007/s10470-020-01608-x>
10. Heredia J., Ribó M., Pradell L., Wipf S.T., Göritz A., Wietstruck M., Wipf C., Kaynak M. A 125–143-GHz frequency-reconfigurable BiCMOS compact LNA using a single RF-MEMS switch // *IEEE Microw. Compon. Lett.* 2019. V. 29. P. 339–341.  
<https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2906595>
11. Saleem M.M., Nawaz H. A systematic review of reliability issues in RF-MEMS switches // *Micro Nanosyst.* 2019. V. 11. P. 11–33.  
<https://doi.org/10.2174/1876402911666190204113856>
12. Huang Y., Vasan A.S.S., Doraiswami R., Osterman M., Pecht M. MEMS reliability review // *IEEE Trans. Device Mater. Rel.* 2012. V. 12. P. 482–493.  
<https://doi.org/10.1109/TDMR.2012.2191291>
13. Basu A., Adams G.G., McGruer N.E. A review of micro-contact physics, materials, and failure mechanisms in direct-contact RF MEMS switches // *J. Micromech. Microeng.* 2016. V. 26. P. 104004.  
<https://doi.org/10.1088/0960-1317/26/10/104004>
14. Ma Q., Tran Q., Chou T.-K.A., Heck J., Bar H., Kant R., Rao V. RF Metal contact reliability of RF MEMS switches // *Proc. SPIE.* 2007. V. 6463. P. 646305.  
<https://doi.org/10.1117/12.702177>
15. Chen L., Guo Z.J., Joshi N., Eid H., Adams G.G., McGruer N.E. An improved SPM-based contact tester for the study of microcontacts // *J. Micromech. Microeng.* 2012. V. 22. P. 045017.  
<https://doi.org/10.1088/0960-1317/22/4/045017>
16. Coutu R.A., Tomer D. Micro-contacts testing using a micro-force sensor compatible with biological systems // *Int. J. Biosens. Bioelectron.* 2017. V. 3. P. 00052.  
<https://doi.org/10.15406/ijbsbe.2017.03.00052>
17. Blondy P., Pothier A., Stefanini R., Gauvin J., Passerieux D., Vendier O., Courtade F. Development of an all-metal large contact force reliable RF-MEMS relay for space applications // In *Proceedings of the 42nd European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, 29 October–1 November. 2012.*  
<https://doi.org/10.23919/EuMC.2012.6459332>
18. Patel C.D., Rebeiz G.M. A high-reliability high-linearity high-power RF MEMS metal-contact switch for DC-40-GHz applications // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2012. V. 60. P. 3096–3112.  
<https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2211888>
19. Sedaghat-Pisheh H., Rebeiz G.M. Variable spring constant, high contact force RF MEMS switch // In *Proceedings of the 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, USA, 23–28 May 2010.*  
<https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5517083>
20. Stefanini R., Chatras M., Blondy P., Rebeiz G.M. Miniature MEMS switches for RF applications // *J. Microelectromech. Syst.* 2011. V. 20. P. 1324–1335.  
<https://doi.org/10.1109/JMEMS.2011.2170822>
21. Liu B., Lv Z., He X., Liu M., Hao Y., Li Z. Improving performance of the metal-to-metal contact RF MEMS switch with a Pt-Au microspring contact design // *J. Micromech. Microeng.* 2011. V. 21. P. 065038.  
<https://doi.org/10.1088/0960-1317/21/6/065038>
22. Belozherov I.A., Uvarov I.V. Performance optimization of the cantilever-based MEMS switch // *St. Petersburg State Polytechnical University J. Physics and Mathematics.* 2022. V. 15. № 3.2. P. 140–144.  
<https://doi.org/10.18721/JPM.153.226>
23. Rebeiz G.M. RF MEMS: theory, design, and technology. John Wiley & Sons, 2004.
24. Uvarov I.V., Kupriyanov A.N. Investigation of Characteristics of Electrostatically Actuated MEMS Switch with an Active Contact Breaking Mechanism // *Russ. Microelectron.* 2018. V. 47. № 5. P. 307–316.  
<https://doi.org/10.1134/S1063739718050086>
25. Uvarov I.V., Kupriyanov A.N. Stiction-protected MEMS switch with low actuation voltage // *Microsystem Technologies.* 2019. V. 25. № 8. P. 3243–3251.  
<https://doi.org/10.1007/s00542-018-4188-4>
26. Uvarov I.V., Marukhin N.V., Naumov V.V. Contact resistance and lifecycle of a single- and multiple-contact MEMS switch // *Microsyst. Technol.* 2019. V. 25. P. 4135–4141.  
<https://doi.org/10.1007/s00542-018-4279-2>

27. *Do C., Lishchynska M., Delane K., Fitzgerald P., Goggin R., Hill M.* Model-based analysis of switch degradation effects during lifetime testing // 2012 IEEE 25th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS). 2012. P. 460–463.  
<https://doi.org/10.1109/MEMSYS.2012.6170169>
28. *Бабичев А.П.* Физические величины: справочник // А.П. Бабичев, Н.А. Бабушкина, А.М. Братковский и др., Под ред. Григорьева И.С., Мейлихова Е.З. // М.: Энергоатомиздат. 1991.
29. *Uvarov I.V., Naumov V.V., Kupriyanov A.N., Izumov M.O., Amirov I.I.* A seesaw-type MEMS switch with Pt and Ru contacts // St. Petersburg State Polytechnical University J. Physics and Mathematics. 2022. V. 15. № 3.3. P. 335–339.  
<https://doi.org/10.18721/JPM.153.366>
30. *Czaplewski D.A., Nordquist C.D., Dyck C.W., Patrizi G.A., Kraus G.M., Cowan W.D.* Lifetime limitations of ohmic, contacting RF MEMS switches with Au, Pt and Ir contact materials due to accumulation of ‘friction polymer’ on the contacts // J. Micromech. and Microengin. 2012. V. 22. № 10. P. 105005.  
<https://doi.org/10.1088/0960-1317/22/10/105005>

УДК 621.382.323

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНОГО БАЛЛИСТИЧЕСКОГО КВАНТОВО-БАРЬЕРНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА НА ОСНОВЕ НЕЛЕГИРОВАННОЙ $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ КВАНТОВОЙ НАНОПРОВОЛОКИ

© 2023 г. Д. В. Поздняков<sup>1</sup>, \*, А. В. Борздов<sup>1</sup>, \*\*, В. М. Борздов<sup>1</sup>, \*\*\*<sup>1</sup>Белорусский государственный университет, пр. Независимости, 4, Минск, 220030 Беларусь

\*E-mail: pozdnyakov@tut.by

\*\*E-mail: BorzdovAV@bsu.by

\*\*\*E-mail: Borzdov@bsu.by

Поступила в редакцию 29.06.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Предложено конструктивно-топологическое решение и проведено моделирование туннельного полевого транзистора нового типа. Прибор представляет собой вертикальный баллистический полевой транзистор на основе находящейся в матрице  $\text{Al}_2\text{O}_3$  цилиндрической нелегированной  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  квантовой нанопроволоки с цилиндрическим металлическим затвором. Для заданной геометрии приборной структуры найдено оптимальное значение меняющейся вдоль канала транзистора доли алюминия в составе полупроводника, при котором в отличие от обычного туннельного полевого транзистора обеспечивается не только полное снятие квантового барьера для электронов положительным затворным напряжением, но и минимально возможное электрическое сопротивление канала транзистора. Рассчитаны вольт-амперные характеристики транзистора в рамках строгого квантово-механического описания электронного транспорта в его канале с учетом непараболичности зонной структуры полупроводника.

**Ключевые слова:** вертикальный полевой транзистор, полупроводниковая квантовая нанопроволока, баллистический перенос электронов

DOI: 10.31857/S0544126923600227, EDN: XSTEVS

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время базовым элементом цифровой интегральной электроники, выполняющим роль нормально-разомкнутого ключа, является кремниевый полевой МДП-транзистор с индуцированным каналом [1]. Выполнение предъявляемых к такого рода ключевым элементам трех основных требований для дальнейшего увеличения степени интеграции элементной базы микро- и нанoeлектроники, в частности, уменьшения геометрических размеров, увеличения скорости переключения и снижения рассеиваемой мощности, вынуждает разработчиков такого рода приборных структур уменьшать значения рабочих напряжений на затворе и стоке транзистора [2, 3], выбирать альтернативные материалы для его проводящего канала [4–6], использовать иные принципы управления его переключением [7, 8], а также искать новые конструктивно-топологические решения [3–16]. По крайней мере, большую часть вышеперечисленных требований может удовлетворить вертикальный баллистический нанотранзистор с цилиндрическим затвором [3, 12–16], у

которого: 1) в цилиндрическом проводящем канале находится одномерный электронный газ в условиях электрического квантового предела [17]; 2) проводящий канал сформирован из весьма высокотехнологичного материала с очень высокой подвижностью электронов [18]; 3) материал изоляционной матрицы транзистора технологически совместим с материалами его проводящего канала и электродов; 4) как и в туннельном полевом транзисторе [7, 8, 16] высота и ширина потенциального барьера для электронов непосредственно управляется затворным напряжением [16]; 5) в открытом состоянии электрическая проводимость канала транзистора стремится к максимально возможному квантово-механическому значению  $e^2/(\pi\hbar)$  [19], где  $e$  – элементарный заряд,  $\hbar$  – редуцированная постоянная Планка.

Таким образом, с учетом вышесказанного, целью настоящей работы стало моделирование и оптимизация ряда конструктивно-топологических параметров вертикального баллистического полевого транзистора с цилиндрическим метал-

лическим затвором и одномерным электронным газом в проводящем канале, а также расчет его вольт-амперных характеристик (ВАХ).

## 2. КОНСТРУКТИВНО-ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРУЕМОГО ТРАНЗИСТОРА

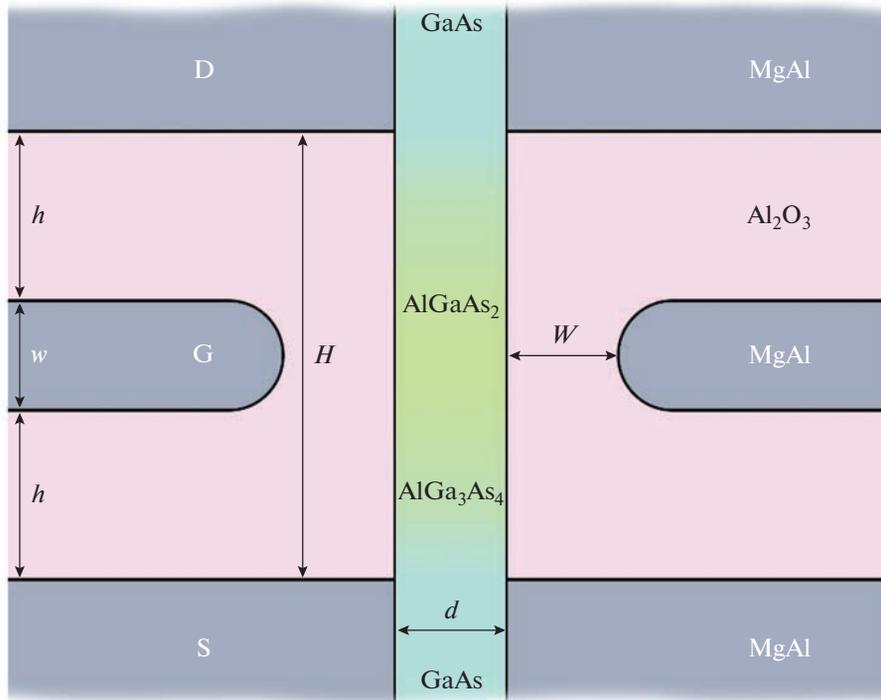
Рассмотрим вначале критерии выбора полупроводникового материала для проводящего канала транзистора и материала для его изоляционной матрицы. Поскольку ожидается, что в подобранном полупроводниковом материале каким-либо физико-химическим способом может быть сформирован постоянный квантовый барьер для электронов с заданным потенциальным профилем вдоль проводящего канала транзистора с осью симметрии  $Oz$ , то наиболее естественным и простым с технологической точки зрения является применение в качестве такого материала тернарного полупроводника  $M1_xM2_{1-x}M3$ , у которого с увеличением доли  $x$  химического элемента  $M1$  в его составе по отношению к химическому элементу  $M2$  увеличивается ширина запрещенной зоны. Выбор же входящих в тернарный полупроводник химических элементов ограничивается одновременным выполнением следующих требований. Для минимизации эффектов, связанных с неосновными носителями заряда (дырками), у полупроводника  $M2M3$  при нормальных условиях должна быть достаточно широкая запрещенная зона, по крайней мере, не меньше, чем у германия. Режим переноса электронов через открытый канал транзистора должен быть максимально баллистическим, или, что эквивалентно, набор химических элементов  $M2$  и  $M3$  должен обеспечивать достижение максимальных значений подвижности электронов в полупроводнике  $M2M3$ . Для минимизации эффектов, возникающих в напряженных структурах, и минимизации вероятности образования дефектов на поверхности проводящего канала транзистора значения постоянных решеток у  $M1M3$  и  $M2M3$  должны быть практически одинаковыми. Также для минимизации вероятности образования дефектов на поверхности проводящего канала транзистора и обеспечения высокой степени технологической совместимости материала канала транзистора с окружающим его изоляционным материалом последний должен представлять собой оксид одного из элементов  $M1$  или  $M2$ , при этом для минимизации туннельных токов утечки и минимизации вероятности электрического пробоя изолятора у последнего должна быть максимально широкая запрещенная зона.

Далее остановимся на критериях выбора материала электродов транзистора. Требования, предъявляемые к этому материалу, должны быть следующие: металл или его сплав с элементами  $M1$

и/или  $M2$  должен образовывать с материалом  $M2M3$  надежный омический контакт с очень малым электрическим сопротивлением; значение работы выхода электрона из металла или его сплава должно так соотноситься со значением сродства к электрону полупроводника  $M2M3$ , что, с одной стороны, в приконтактной области  $M2M3$  образуется область пространственного заряда с очень высокой концентрацией электронов, позволяющей получать очень высокие плотности тока в транзисторе, а с другой стороны, уровень вырождения электронного газа остается все еще недостаточным для квазибаллистического или даже небаллистического (диффузионного) переноса частиц через вышележащие долины в полупроводниковом материале проводящего канала транзистора.

Анализ физико-химических параметров технологичных полупроводников  $A^{IV}B^VI$  [18] и  $A^{III}B^V$  [18, 20], широко используемых в настоящее время в электронной промышленности, наряду с анализом ряда физико-химических параметров соответствующих оксидных изоляторов [21–24] приводит к выводу о том, что одним из возможных вариантов, удовлетворяющим сразу всем требованиям, является  $Al_xGa_{1-x}As$  в окружении  $Al_2O_3$ . Наиболее приемлемым с технологической точки зрения материалом электродов транзистора видится сплав  $MgAl$ , который с учетом среднего значения работы выхода из него электронов (3.87 эВ) [25] и значения сродства к электрону  $GaAs$  (4.07 эВ) [26] будет насыщать приконтактную область полупроводника электронами вплоть до образования сильно вырожденного электронного газа с уровнем Ферми  $E_F$  равным 0.2 эВ.

В отношении конструкции вертикального баллистического полевого транзистора на основе находящейся в матрице  $Al_2O_3$  цилиндрической нелегированной  $Al_xGa_{1-x}As$  квантовой проволоки с цилиндрическим металлическим затвором существует всего три основных требования: 1) должны быть минимизированы туннельные токи между электродами транзистора, а также между его проводящим каналом и затвором; 2) расстояния между парами электродов исток–затвор и затвор–сток, а также расстояние между проводящим каналом и затвором должны быть такими, что подача, как минимум, удвоенных значений от номинальных напряжений на электроды транзистора не приводит к электрическому пробую  $Al_2O_3$  с наихудшими свойствами этого изолятора; 3) режим переноса электронов в проводящем канале транзистора должен быть максимально баллистическим. Из всего этого следует, что данным требованиям отвечает максимально симметричная транзисторная структура. Что же касается ее размеров, то указанные требования находятся в некотором противоречии друг с другом: для уменьшения



**Рис. 1.** Сечение транзистора плоскостью, проходящей через его вертикальную ось симметрии: S – исток, D – сток, G – затвор,  $W = w = d = 10$  нм,  $h = 15$  нм,  $H = 40$  нм.

туннельных токов необходимо увеличивать размеры транзистора; увеличение же его размеров при заданных значениях номинальных напряжений ведет к уменьшению значений напряженности электрического поля в изоляторе, но, в то же время, с увеличением размеров рассматриваемого изолятора существует тенденция к снижению его диэлектрической прочности [23]; для достижения предельно баллистического режима переноса электронов в транзисторе необходимо уменьшать его размеры. С учетом вышесказанного в качестве оптимального решения необходимо выбрать такие минимально возможные размеры транзисторной структуры, при которых туннельные токи между ее электродами пренебрежимо малы, а сама транзисторная структура находится в близком к пробойному состоянию (80% от пробойного значения напряженности поля  $F_{br}$ ) для Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> с наихудшими изоляционными характеристиками ( $F_{br} = 1$  МВ/см [24]) при подаче на ее электроды напряжений, которые, как минимум, в два раза превышают их номинальные значения.

На основании вышесказанного может быть предложено достаточно простое конструктивно-топологическое решение. В частности, на рис. 1 схематически представлено поперечное сечение транзисторной структуры с оптимальной геометрией.

Как видно из рис. 1, в отличие от типовой конструкции нанотранзисторов, для которых характерно то, что проводник с одномерным электронным газом контактирует с поверхностями истока и стока [3, 4, 6, 10–14, 16], здесь, как и в ряде других работ (см., например, [5, 13, 14]), предлагается использовать проводник, у которого длина больше длины канала транзистора. Благодаря предлагаемому погружению полупроводника в металлическое сопротивление контакта металл–полупроводник, а также полностью экранировано металлом электрическое поле в находящемся в металле полупроводнике, возникающее из-за насыщения полупроводника вышедшими из металла электронами вплоть до выравнивания уровней Ферми в обоих материалах.

### 3. ОПТИМИЗАЦИЯ СОСТАВА МАТЕРИАЛА ПРОВОДЯЩЕГО КАНАЛА ТРАНЗИСТОРА

Для определения оптимальной зависимости доли алюминия в соединении Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As от координаты  $z$  ( $z = 0$  соответствует началу проводящего канала транзистора на границе истока, а  $z = H$  – его концу на границе стока) вначале необходимо найти распределение электрического потенциала  $\phi(r, z)$  в транзисторной структуре при

заданных напряжениях на стоке  $V_D = 0$  и затворе  $V_G$  (напряжение на истоке полагается всегда равным нулю). Это обуславливается тем, что, во-первых, при нулевом потенциале на истоке и стоке поданное на затвор минимально возможное напряжение должно полностью снимать потенциальный барьер в проводящем канале транзистора с образованием плоских подзон и единичной вероятностью прохождения электронами области исток–сток во всем интервале их энергии. А во-вторых, при нулевом потенциале на затворе и номинальном напряжении на стоке электрический ток в проводящем канале транзистора за счет как надбарьерного переноса частиц, так и их туннелирования через барьер должен быть исчезающе малым. Эти два противоречащие друг другу требования могут быть разрешены для некоторого значения опорного затворного напряжения  $V_{G0}$ . Выберем, для определенности, типичное значение для  $V_{G0}$  равное 0.5 В [3, 15, 16]. Следует отметить, что указанное значение было подобрано уже после разработки и программной реализации модели переноса электронов в рассматриваемом транзисторе по условию отношения тока в открытом транзисторе  $I_{on}$  ( $V_G = V_{G0}$ ) к току в закрытом транзисторе  $I_{off}$  ( $V_G = 0$ ) приблизительно равного  $10^4$  при  $V_D = 0.3$  В и температуре  $T = 300$  К [16] ( $I_{on}/I_{off} \approx 10^3$  для  $V_{G0} = 0.4$  В,  $I_{on}/I_{off} \approx 10^5$  для  $V_{G0} = 0.6$  В и  $I_{on}/I_{off} \approx 10^{12}$  для  $V_{G0} = 1.2$  В при практически одном и том же неизменном значении  $I_{on}$ ).

В рассматриваемом случае пространственное распределение электрического потенциала в проводящем канале изображенной на рис. 1 транзисторной структуры может быть получено путем численного решения уравнения Пуассона в цилиндрических координатах. При этом чтобы значительно уменьшить вычислительную сложность расчета  $\phi(r, z)$  можно прибегнуть к ряду стандартных приближений. Во-первых, учитывая весьма небольшую разницу между значениями относительной диэлектрической проницаемости  $Al_2O_3$  [24] и  $Al_xGa_{1-x}As$  [27], можно пренебречь небольшим скачком значения нормальной составляющей напряженности электрического поля на границе  $Al_2O_3/Al_xGa_{1-x}As$ , которая лишь незначительно влияет на потенциальную энергию электронов в электрическом поле через локальное смещение их энергетических уровней в полупроводниковой квантовой проволоке. Во-вторых, можно не учитывать заряд электронов в проводящем канале транзистора. В его закрытом состоянии пренебрежение подвижным зарядом, очевидно, вполне оправдано. В открытом состоянии транзистора максимально возможный протекающий в его проводящем канале электрический ток, согласно полученным оценкам при  $E_F = 0.2$  эВ и рассматриваемой геометрии структуры, создает

дополнительный подъем потенциального барьера между истоком и затвором в максимуме на  $\sim 30$  мВ. Что, в итоге, приводит к сдвигу не более, чем на  $\sim 60$  мВ ВАХ транзистора по величине  $V_G$  ( $V_G \rightarrow V_G + 0.06$  В). В то же время, указанное приближение освобождает от необходимости многократного итеративного самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона для каждой из расчетных точек ВАХ транзистора. Итогом принятых приближений является возможность редукции уравнения Пуассона к уравнению Лапласа в виде

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} = 0 \quad (1)$$

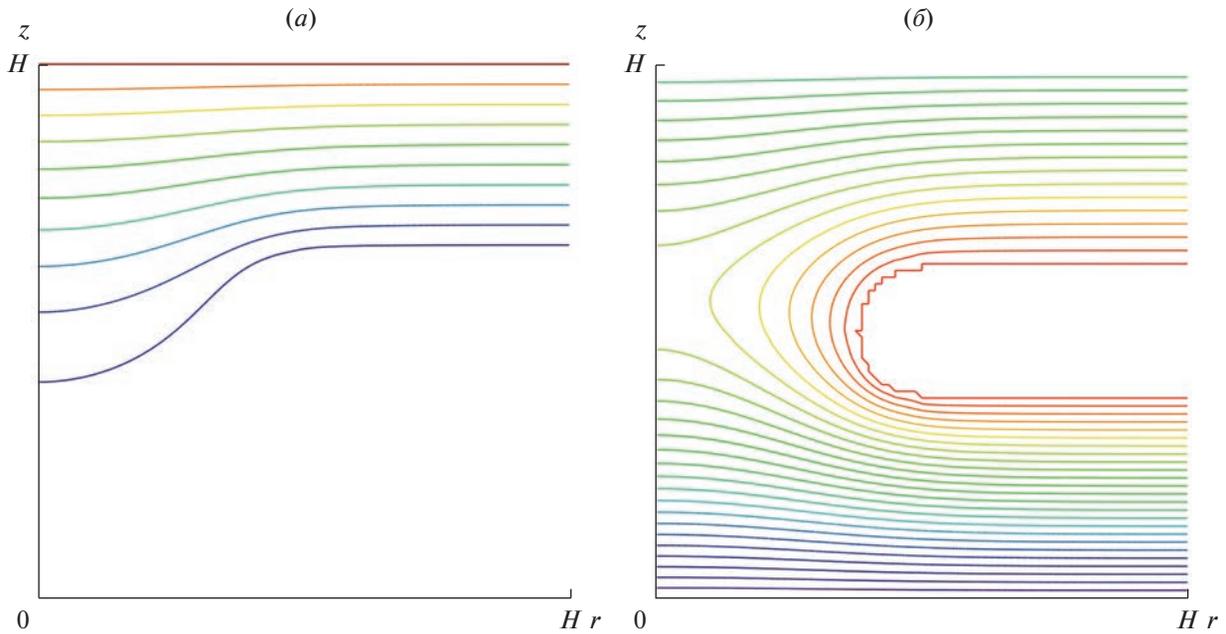
с соответствующими граничными условиями Дирихле на границах  $Al_2O_3/MgAl$ , граничными условиями Неймана на границе области моделирования в  $Al_2O_3$  и на оси симметрии проводящего канала транзистора с учетом того, что  $\phi \sim r^2$  при  $r \rightarrow 0$  для любых значений  $z$ .

Пример рассчитанного пространственного распределения электрического потенциала в транзисторной структуре, полученный с помощью численного решения уравнения Лапласа, приведен на рис. 2.

После решения уравнения Лапласа можно найти эффективную потенциальную энергию электронов  $u_\phi(z)$  в электрическом поле с помощью стандартных методов квантовой механики. А именно [15, 28, 29]:

$$u_\phi(z) = -\frac{2e}{R^2 J_1^2(\beta_{10})} \int_0^R \phi(r, z) J_0^2\left(\beta_{10} \frac{r}{R}\right) r dr. \quad (2)$$

В равенстве (2)  $\beta_{10} = 2.404825558$  [28],  $R = d/2$ ,  $J_n$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -того порядка. При этом, как и в ряде других работ, здесь рассматривается приближение непроницаемой для электронов границы  $Al_2O_3/Al_xGa_{1-x}As$  (бесконечно высокого потенциального барьера [15, 28–31]) и приближение электрического квантового предела [30, 31], при котором возбужденные квантовые состояния в  $\Gamma$ -долине и квантовые состояния в L- и X-долинах полупроводниковой квантовой проволоки не учитываются, что легко обосновать. В нашем случае практически все электроны, инжектируемые в проводящий канал транзистора, имеют энергию менее  $E_F + 3k_B T = 278$  мэВ при 300 К, где  $k_B$  – постоянная Больцмана. В то же время, при такой же температуре энергетические зазоры между долинами в GaAs  $\Delta E_{\Gamma L} = 283$  мэВ и  $\Delta E_{\Gamma X} = 475$  мэВ [20] больше указанной энергии. И поэтому L- и X-долины полупроводника остаются незаселенными. В  $\Gamma$ -долине GaAs практически все электроны находятся в основном кванто-



**Рис. 2.** Эквипотенциальные кривые, полученные путем численного решения уравнения Лапласа для области  $H \times H$ : (а) –  $V_G = 0$  В,  $V_D = 0.2$  В; (б) –  $V_G = 0.5$  В,  $V_D = 0.2$  В. Расстояние между ближайшими эквипотенциальными кривыми равно 20 мВ.

вом состоянии  $E_{10}$ . Его энергию можно найти по формуле [15, 31, 32]

$$E_{nl}(x) = \frac{E_{\Gamma}(x)}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{2\beta_{nl}^2 \hbar^2}{m_{\Gamma}(x)E_{\Gamma}(x)R^2}} - 1 \right), \quad (3)$$

в которой  $E_{\Gamma}(x) = 1.424 + 1.697x - 1.445x^2 + 1.327x^3$  эВ [20],  $m_{\Gamma}(x) = (0.067 + 0.083x)m_0$  [20, 27], где  $m_0$  – масса свободного электрона;  $\beta_{11} = 3.831705970$ ,  $\beta_{20} = 5.520078110$ , ..., [28]. Подставляя в равенство (3) значения всех расчетных параметров имеем  $E_{10}(0) = 121$  мэВ,  $E_{11}(0) = 279$  мэВ и  $E_{20}(0) = 510$  мэВ, то есть  $E_{10}(0) < E_F + 3k_B T < E_{11}(0)$ , что и требовалось доказать.

Далее рассчитаем оптимальную зависимость  $x = x(z)$  по условию плоской подзоны для основного квантового состояния в  $\Gamma$ -долине  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  при  $\phi_D = \phi_S = 0$ ,  $\phi_G = V_G = V_{G0}$ :

$$U(z) = u_{\phi}(z) + \Delta E_{\Gamma\Gamma}(x(z)) + \Delta E_{10}(x(z)) = 0, \quad (4)$$

где  $\Delta E_{10}(x) = E_{10}(x) - E_{10}(0)$ ,  $\Delta E_{\Gamma\Gamma}(x) = E_{\Gamma}(x) - E_{\Gamma}(0) - \Delta E_V(x)$ ,  $\Delta E_V(x) = 0.587x$  эВ [33].

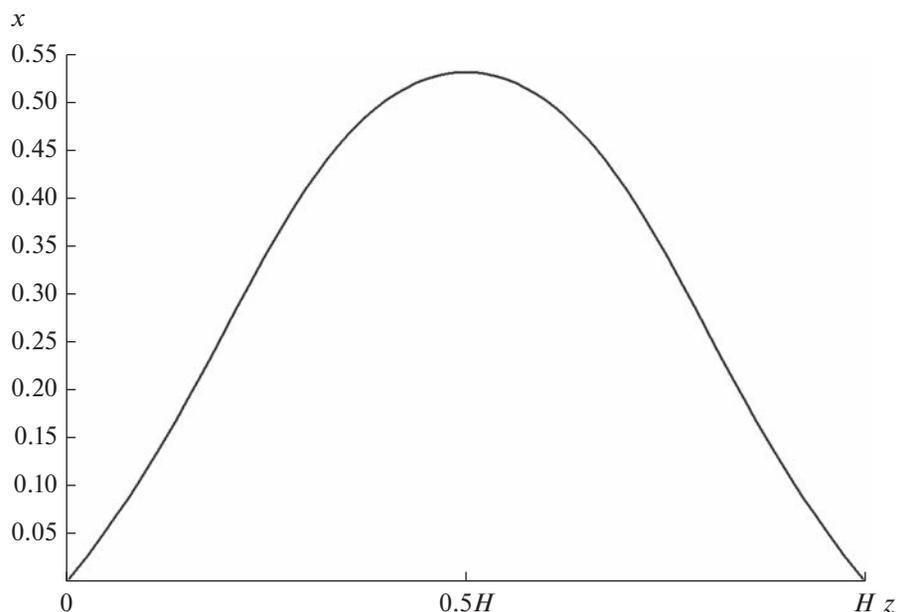
Численное решение уравнения (4) позволяет восстановить профиль  $x(z)$ , при котором для за-

данной зависимости  $u_{\phi}(z)$  обеспечивается режим плоской подзоны для основного квантового состояния в  $\Gamma$ -долине  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  по всей длине проводящего канала транзистора ( $\forall z \in [0, H]$ :  $U(z) = 0$ ). На рис. 3 представлены результаты такого численного расчета для  $V_{G0} = 0.5$  В.

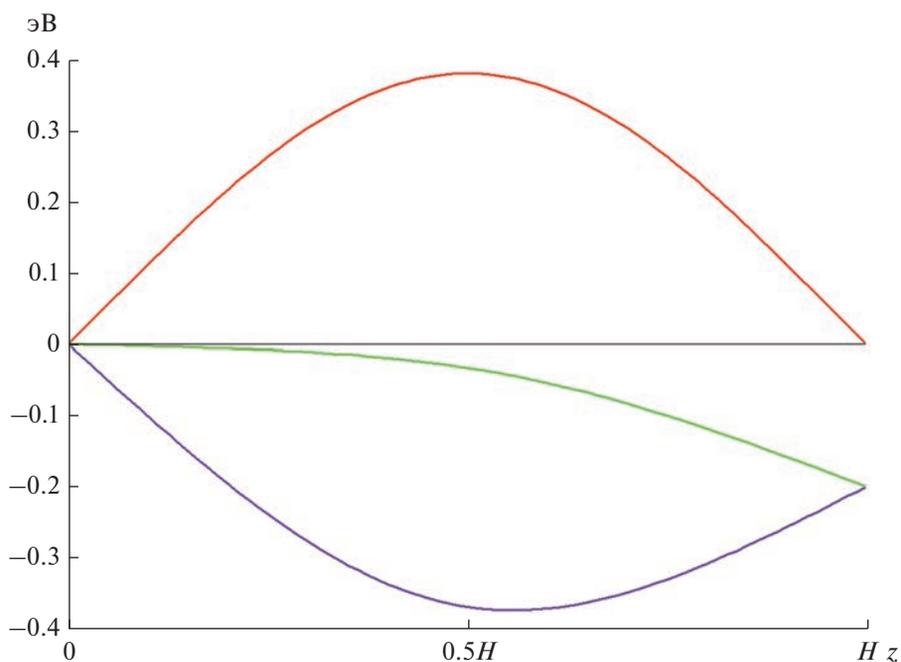
На рис. 4 приведен ряд зависимостей, характеризующих профили потенциальной энергии электронов в проводящем канале транзистора. Из него, в частности, следует то, что, несмотря на приложение к стоку значительного напряжения, область проводящего канала транзистора вблизи истока все равно находится в режиме плоских зон благодаря экранировке поля стока затвором. И именно при таком положении дна первой подзоны в  $\Gamma$ -долине полупроводника в транзисторе может быть обеспечен перенос электронов от его истока до стока практически с единичной вероятностью вплоть до самых низких значений кинетической энергии носителей заряда.

Для рассматриваемой топологии транзисторной структуры строгий расчет абсолютного значения протекающего в ее проводящем канале электрического тока  $I$  может быть осуществлен в рамках формализма Ландауэра–Буттикера [11, 19, 34] с помощью следующего соотношения

$$I = \frac{e}{\pi\hbar} \int_0^{\infty} (f_{FD}(E_k, E_F - E_{10}(0)) - f_{FD}(E_k, E_F - E_{10}(0) - eV_D))(1 - R(E_k)) dE_k, \quad (5)$$



**Рис. 3.** Оптимальная зависимость доли Al в соединении  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  вдоль проводящего канала транзистора от истока до стока.



**Рис. 4.** Изменение профилей потенциальной энергии электронов вдоль проводящего канала транзистора от истока до стока: красная кривая – потенциальный барьер  $\Delta E_{\Gamma\Gamma}$ , характеризующий положение дна зоны проводимости в  $\Gamma$ -долине  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  в отсутствие электрических полей ( $V_G = 0$  В,  $V_D = 0$  В); фиолетовая кривая – потенциальная энергия электронов  $u_\phi$  в электрическом поле при  $V_G = V_{G0} = 0.5$  В и  $V_D = 0.2$  В; зеленая кривая – суммарный профиль потенциальной энергии электронов  $U$ , характеризующий положение дна первой подзоны в  $\Gamma$ -долине  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  в электрическом поле при  $V_G = V_{G0} = 0.5$  В и  $V_D = 0.2$  В.

в котором  $f_{\text{FD}}$  – функция распределения Ферми–Дирака,  $E_k$  – кинетическая энергия электрона в истоке,  $R$  – вероятность его отражения от заключенной между электродами области проводящего канала транзистора.

Для нахождения величины  $R$  при заданном значении  $E_k$ , вообще говоря, должно быть численно решено уравнение Шредингера с соответствующими граничными условиями. Однако его решение при учете эффектов непараболичности

зонной структуры полупроводника – это исключительно сложная задача с вычислительной точки зрения (см. [32]). В то же время, с учетом ряда полученных в [32] строгих обобщений для граничных условий, накладываемых на волновую функцию при учете эффектов непараболичности, можно рассчитать зависимость  $R(E_k)$  альтернативным способом, в частности, методом передаточных матриц (матриц переноса) [35]. Для этого вся область от истока ( $z = 0$ ) до стока ( $z = H$ ) разбивается на большое количество  $Q + 1$  интервалов  $(z_q - \Delta z/2, z_q + \Delta z/2)$  одинаковой ширины

$\Delta z = H/Q$ , в каждом из которых ( $q = 0, 1, \dots, Q$ ) зависимость  $U(z)$  заменяется постоянными значениями  $U_q = U(z_q)$  ( $\forall f: f_q = f(z_q)$ ). То есть, зависимость эффективной потенциальной энергии электронов  $U$  [32] в канале транзистора от координаты  $z$  заменяется ее кусочно-ступенчатой аппроксимацией  $U_q$ . В таком случае зависимость  $R(E_k)$  может быть строго рассчитана для  $U_q$  [32] с помощью метода передаточных матриц [35]:

$$R(E_k) = \left| \frac{B(E_k)}{A(E_k)} \right|^2, \tag{6}$$

$$\begin{pmatrix} A(E_k) \\ B(E_k) \end{pmatrix} = \left( \prod_{q=0}^{Q-1} \mathbf{M}_q(E_k) \right) \begin{pmatrix} \sqrt{t(E_k)} \\ 0 \end{pmatrix}, \tag{7}$$

$$\mathbf{M}_q(E_k) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \left( 1 + \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(-ik_q \Delta z) & \left( 1 - \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(-ik_q \Delta z) \\ \left( 1 - \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(ik_q \Delta z) & \left( 1 + \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(ik_q \Delta z) \end{pmatrix}, \tag{8}$$

$$m_q^* = m_\Gamma(x_q) \left( 1 + 2 \frac{E_{10}(x_q)}{E_\Gamma(x_q)} + 2 \frac{E_k - U_q}{E_\Gamma(x_q)} \right), \tag{9}$$

$$k_q = \sqrt{\frac{2m_\Gamma(x_q)(E_k - U_q)}{\hbar^2} \left( 1 + 2 \frac{E_{10}(x_q)}{E_\Gamma(x_q)} + \frac{E_k - U_q}{E_\Gamma(x_q)} \right)}. \tag{10}$$

В равенстве (7)  $t = 1 - R$  – вероятность прохождения электронами заключенной между электродами области проводящего канала транзистора.

Поскольку в рамках рассматриваемых приближений нет необходимости расчета самих волновых функций электронов, то вместо равенств (7) и (8) лучше использовать эквивалентные им аналоги

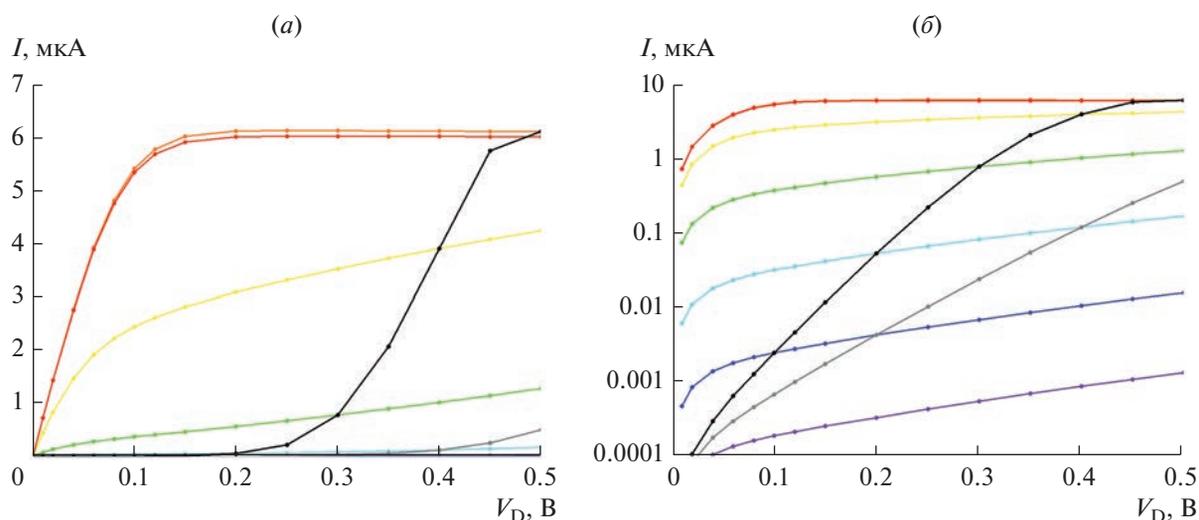
$$\begin{pmatrix} A(E_k) \\ B(E_k) \end{pmatrix} = \left( \prod_{q=0}^{Q-1} \mathbf{M}_q^*(E_k) \right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \tag{11}$$

$$\mathbf{M}_q^*(E_k) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \left( 1 + \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) & \left( 1 - \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \\ \left( 1 - \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(2ik_q \Delta z) & \left( 1 + \frac{m_q^* k_{q+1}}{m_{q+1}^* k_q} \right) \exp(2ik_q \Delta z) \end{pmatrix}, \tag{12}$$

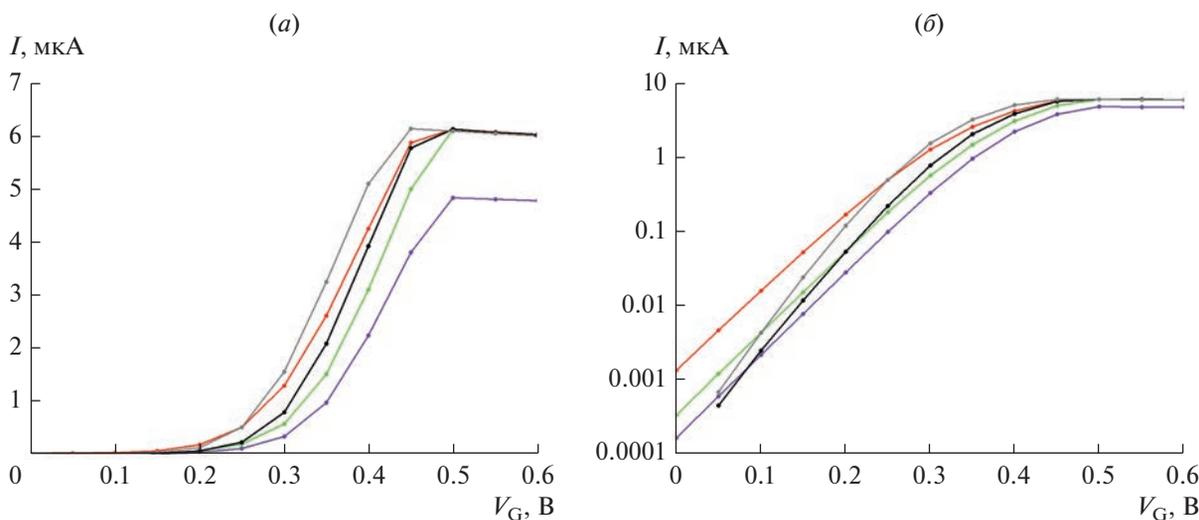
полученные путем локальной перенормировки волновой функции на каждом из интервалов. Такая перенормировка в дальнейшем избавляет от проблем, связанных с ограничениями на представление очень больших и очень малых чисел на компьютере и на операции с ними.

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ВАХ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Ниже на рис. 5 и 6 представлены результаты расчета величины электрического тока в транзисторе при различных значениях напряжений на затворе и стоке.



**Рис. 5.** Зависимость электрического тока в проводящем канале транзистора от напряжения на стоке в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах по току: фиолетовая кривая –  $V_G = 0$  В (затвор шунтирован на исток); синяя кривая –  $V_G = 0.1$  В; голубая кривая –  $V_G = 0.2$  В; зеленая кривая –  $V_G = 0.3$  В; желтая кривая –  $V_G = 0.4$  В; оранжевая кривая –  $V_G = 0.5$  В; красная кривая –  $V_G = 0.6$  В; серая кривая –  $V_G = V_D/2$  (затвор не подключен); черная кривая –  $V_G = V_D$  (затвор шунтирован на сток).



**Рис. 6.** Зависимость электрического тока в проводящем канале транзистора от напряжения на затворе в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах по току: фиолетовая кривая –  $V_D = 0.08$  В; зеленая кривая –  $V_D = 0.2$  В; красная кривая –  $V_D = 0.5$  В; серая кривая –  $V_D = 2V_G$ ; черная кривая –  $V_D = V_G$ .

Следует отметить, что максимум тока насыщения 6.152  $\mu\text{A}$  при  $T = 300$  К,  $V_G = V_{G0} = 0.5$  В и  $V_D = 0.25$  В составляет 99.6% от предельно возможного тока в рассматриваемом транзисторе, который рассчитывается по формуле (5) при  $V_D \rightarrow +\infty$  с условием, что  $R(E_k) \equiv 0$ . Максимальная проводимость канала транзистора при  $T = 300$  К,  $V_G = V_{G0} = 0.5$  В и  $V_D = 0$  достигает 95.4% от максимально возможного квантово-механического значения, и стремится к 100% при устремлении

температуры к абсолютному нулю. В то же время, при  $T = 300$  К отношение токов  $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}$  лишь немногим более  $1.1 \times 10^4$  для  $V_D = 0.30$  В, немногим более  $1.4 \times 10^4$  для  $V_D = 0.25$  В и немногим более  $1.8 \times 10^4$  для  $V_D = 0.20$  В, а обратная подпороговая крутизна составляет всего лишь около 91 мВ/дек для  $V_G = 0$  и  $V_D = 0.2-0.3$  В. Достаточно небольшое значение отношения токов  $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}$  и весьма большое значение обратной подпороговой крутизны в сравнении с аналогичными значениями

этих параметров, характерными для других транзисторных структур [5, 14–16], обусловлены слабым влиянием поля затвора на потенциальную энергию носителей заряда в проводящем канале рассматриваемого транзистора.

Если бы нижний технологический порог электрической прочности изолятора был значительно выше ( $F_{br} = 3$  МВ/см), то можно было бы уменьшить значения  $h$  и  $W$  до 5 нм, соответственно увеличив при этом значение  $w$  до 30 нм (см. рис. 1). В таком случае, как показывают результаты дополнительных проведенных численных расчетов согласно предложенной модели, можно снизить  $V_{G0}$  до 0.4 В и, тем не менее, достигнуть величины отношения токов  $I_{on}/I_{off}$  равной  $3.8 \times 10^5$ , а также увеличить эффективность переключения транзистора вплоть до 62.0 мВ/дек при  $V_G = 0$  и  $V_D = 0.2$  В. Ну а если бы технология изготовления  $Al_2O_3$  гарантированно позволяла получать изолятор с электрической прочностью не менее  $F_{br} = 5$  МВ/см [23, 24], то можно было бы уменьшить значения  $h$  и  $W$  вплоть до 3 нм, соответственно увеличив при этом значение  $w$  до 34 нм. При таких геометрических параметрах транзисторной структуры обеспечивается отношение токов  $I_{on}/I_{off}$  не хуже, чем  $6.4 \times 10^5$ , а обратная подпороговая крутизна снижается вплоть до 60.2 мВ/дек, что уже совсем близко к теоретическому пределу в  $\ln(10)k_B T/e = 59.6$  мВ/дек при  $T = 300$  К [5].

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в рамках проведенных исследований найдено конструктивно-топологическое решение для туннельного полевого транзистора нового типа в виде вертикального баллистического полевого транзистора на основе находящейся в матрице  $Al_2O_3$  цилиндрической нелегированной  $Al_xGa_{1-x}As$  квантовой проволоки, окруженной цилиндрическим металлическим затвором. Разработан метод определения оптимального изменения доли алюминия в составе полупроводника вдоль канала транзистора, при котором в отличие от обычного туннельного полевого транзистора обеспечивается не только полное снятие квантового барьера для электронов положительным затворным напряжением, но и достигается минимально возможное электрическое сопротивление канала транзистора. Рассчитаны ВАХ транзистора в рамках строгого квантово-механического описания переноса электронов в его канале с учетом непараболичности зонной структуры полупроводника.

### КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дьяконов В.П., Максимчук А.А., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. М.: СОЛОН-ПРЕСС. 2009. 512 с.
2. Kim N., Park S., Kim Y., Kim H., Im H. Characteristics of ballistic transport in short-channel MOSFETs // J. Korean Physical Society. 2004. V. 45. P. S928–S932.
3. Rahman A., Guo J., Datta S., Lundstrom M.S. Theory of ballistic nanotransistors // IEEE Transactions on Electron Devices. 2003. V. 50. № 9. P. 1853–1864.
4. Burke A.M., Carrad D.J., Glusckhe J.G., Storm K., Fahlvik Svensson S., Linke H., Samuelson L., Micolich A.P. InAs nanowire transistors with multiple, independent wrap-gate segments // Nano Letters. 2015. V. 15. № 5. P. 2836–2843.
5. Ullah A.R., Meyer F., Glusckhe J.G., Naureen S., Caroff P., Krogstrup P., Nygard J., Micolich A.P. p-GaAs nanowire metal–semiconductor field-effect transistors with near-thermal limit gating // Nano Letters. 2018. V. 18. № 9. P. 5673–5680.
6. Chen Z., Farmer D., Xu S., Gordon R., Avouris P., Appenzeller J. Externally assembled gate-all-around carbon nanotube field-effect transistor // IEEE Electron Device Letters. 2008. V. 29. № 2. P. 183–185.
7. Seabaugh A.C., Zhang Q. Low-voltage tunnel transistors for beyond CMOS logic // Proceedings of the IEEE. 2010. V. 98. № 12. P. 2095–2110.
8. Nazir G., Rehman A., Park S.-J. Energy-efficient tunneling field-effect transistors for low-power device applications: challenges and opportunities // ACS Applied Materials and Interfaces. 2020. V. 12. № 42. P. 47127–47163.
9. Mah S.K., Ker P.J., Ahmad I., Zainul Abidin N.F., Ali Gamel M.M. A feasible alternative to FDSOI and FinFET: optimization of W/La<sub>2</sub>O<sub>3</sub>/Si planar PMOS with 14 nm gate-length // Materials. 2021. V. 14. № 19. P. 5721.
10. Shin M. Non-equilibrium green's function approach to three-dimensional carbon nanotube field effect transistor simulations // J. Korean Physical Society. 2008. V. 52. № 4. P. 1287–1291.
11. Zhu G., Zhou X., Lee T.S., Ang L.K., See G.H., Lin S., Chin Y.-K., Pey K.L. A compact model for undoped silicon-nanowire MOSFETs with Schottky-barrier source/drain // IEEE Transactions on Electron Devices. 2009. V. 56. № 5. P. 1100–1109.
12. Gupta S., Nandi A. Effect of air spacer in underlap GAA nanowire: an analogue/RF perspective // IET Circuits, Devices and Systems. 2019. V. 13. № 8. P. 1196–1202.
13. Leonard F., Alec Talin A. Electrical contacts to one- and two-dimensional nanomaterials // Nature Nanotechnology. 2011. V. 6. P. 773–783.
14. Appenzeller J., Knoch J., Bjork M.T., Riel H., Schmid H., Riess W. Toward nanowire electronics // IEEE Transactions on Electron Devices. 2008. V. 55. № 11. P. 2827–2845.
15. Carrillo Nunez H. Combining the modified local density approach with variational calculus: a flexible tandem for studying electron transport in nano-devices // PhD-thesis. Universiteit Antwerpen: Antwerpen, 2012. 127 p.

16. *Memisevic E., Svensson J., Hellenbrand M., Lind E., Wernersson L.-E.* Vertical InAs/GaAsSb/GaSb tunneling field-effect transistor on Si with  $S = 48$  mV/decade and  $I_{on} = 10$   $\mu$ A/ $\mu$ m for  $I_{off} = 1$  nA/ $\mu$ m at  $V_{DS} = 0.3$  V // 2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), San Francisco, CA, USA. 2016. P. 19.1.1–19.1.4.
17. *Борздов А.В., Поздняков Д.В., Борздов В.М., Орликовский А.А., Вьюрков В.В.* Моделирование влияния поперечного электрического поля на дрейфовую скорость электронов в GaAs квантовой проволоке // Микроэлектроника. 2010. Т. 39. № 6. С. 436–442.
18. *Мейлихов Е.З., Лазарев С.Д.* Электрофизические свойства полупроводников (справочник физических величин). М.: ЦНИИАтоминформ, 1987. 87 с.
19. *Datta S.* Electronic transport in mesoscopic systems. Cambridge, Cambridge University Press, 1995. 377 p.
20. *Vurgaftman I., Meyer J.R., Ram-Mohan L.R.* Band parameters for III–V compound semiconductors and their alloys // J. Applied Physics. 2001. V. 89. № 11. P. 5815–5875.
21. *Kaya A., Mao H., Gao J., Chopdekar R.V., Takamura Y., Chowdhury S., Saif Islam M.* An investigation of electrical and dielectric parameters of sol–gel process enabled  $\beta$ -Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub> as a gate dielectric material // IEEE Transactions on Electron Devices. 2017. V. 64. № 5. P. 2047–2053.
22. *Nguyen N.V., Kirillov O.A., Jiang W., Wang W., Suehle J.S., Ye P.D., Xuan Y., Goel N., Choi K.-W., Tsai W., Sayan S.* Band offsets of atomic-layer-deposited Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> on GaAs and the effects of surface treatment // Applied Physics Letters. 2008. V. 93. P. 082105-1–082105-3.
23. *Wu Y.Q., Lin H.C., Ye P.D., Wilk G.D.* Current transport and maximum dielectric strength of atomic-layer-deposited ultrathin Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> on GaAs // Applied Physics Letters. 2007. P. 072105-1–072105-3.
24. *Shamala K.S., Murthy L.C.S., Narasimha Rao K.* Studies on optical and dielectric properties of Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> thin films prepared by electron beam evaporation and spray pyrolysis method // Materials Science and Engineering B. 2004. V. 106. P. 269–274.
25. *Zuo E., Dou X., Chen Y., Zhu W., Jiang G., Mao A., Du J.* Electronic work function, surface energy and electronic properties of binary Mg–Y and Mg–Al alloys: a DFT study // Surface Science. 2021. V. 712. P. 121880.
26. *Levinshtein M., Rumyantsev S., Shur M.* Handbook series on semiconductor parameters. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 1996. V. 1. 218 p.
27. *Levinshtein M., Rumyantsev S., Shur M.* Handbook series on semiconductor parameters. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 1999. V. 2. 205 p.
28. *Baltenkov A., Msezane A.* Electronic quantum confinement in cylindrical potential well // The European Physical J. D. 2016. V. 70. P. 81.
29. *Gulyamov G., Gulyamov A.G., Davlatov A.B., Shahobiddinov B.B.* Electron energy in rectangular and cylindrical quantum wires // J. Nano- and Electronic Physics. 2020. V. 12. № 4. P. 04023-1–04023-5.
30. *Pozdnyakov D., Borzdov A., Borzdov V., Labunov V.* Calculation of electrophysical parameters of thin undoped GaAs-in-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> quantum nanowires and single-wall armchair carbon nanotubes // Proceedings of SPIE. 2010. V. 7521. P. 75210S-1–75210S-9.
31. *Pozdnyakov D.* Influence of surface roughness scattering on electron low-field mobility in thin undoped GaAs-in-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> nanowires with rectangular cross-section // Physica Status Solidi B. 2010. V. 247. № 1. P. 134–139.
32. *Lopez-Villanueva J.A., Melchor I., Cartujo P., Carceller J.E.* Modified Schrodinger equation including nonparabolicity for the study of a two-dimensional electron gas // Physical Review B. 1993. V. 48. № 3. P. 1626–1631.
33. *Wang Y., Zahid F., Zhu Y., Liu L., Wang J., Guo H.* Band offset of GaAs/Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As heterojunctions from atomistic first principles // Applied Physics Letters. 2013. V. 102. P. 132109-1–132109-4.
34. *Поздняков Д.В., Борздов В.М., Комаров Ф.Ф.* Расчет вольт-амперных характеристик симметричных двухбарьерных резонансно-туннельных структур на основе арсенида галлия с учетом процессов разрушения когерентности электронных волн в квантовой яме // Физика и техника полупроводников. 2004. Т. 38. Вып. 9. С. 1097–1100.
35. *Yamamoto H.* Resonant tunneling condition and transmission coefficient in a symmetrical one-dimensional rectangular double-barrier system // Applied Physics A. 1987. V. 42. P. 245–248.

УДК 621.3

## РАСЧЕТ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ С “ПЛАВАЮЩИМ” ЭЛЕКТРОДОМ

© 2023 г. М. О. Морозов<sup>1, 2, \*</sup>, И. В. Уваров<sup>1, \*\*</sup><sup>1</sup>Ярославский филиал Физико-технологического института имени К.А. Валиева РАН,  
ул. Университетская, 21, Ярославль, 150007 Россия<sup>2</sup>Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,  
ул. Советская, 14, Ярославль, 150003 Россия

\*E-mail: matvey19991@mail.ru

\*\*E-mail: i.v.uvarov@bk.ru

Поступила в редакцию 28.07.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Переключатели, изготовленные по технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), рассматриваются в качестве перспективной элементной базы радиоэлектроники. Основной характеристикой МЭМС-переключателя является отношение емкостей в замкнутом и разомкнутом состоянии. В изделиях стандартной конфигурации оно составляет несколько единиц, но может быть существенно увеличено за счет оригинальных конструкторских решений. Работа посвящена переключателю, представляющему собой комбинацию устройств емкостного и резистивного типа. Рассматриваются его рабочие характеристики в зависимости от свойств подложки и контактного сопротивления. Ключ обеспечивает отношение емкостей 27.7 и 46.1 при использовании подложек из сапфира и боросиликатного стекла, в то время как высокоомный кремний не позволяет достичь значений выше 7.4 вследствие большой паразитной емкости. Изоляция и вносимые потери составляют 14.7–19.4 и 0.8–1.1 дБ в диапазоне частот 4–10 ГГц на сапфировой подложке. Приемлемые S-параметры достигаются при сопротивлении контакта балки с электродом не более 1 Ом.

*Ключевые слова:* МЭМС-переключатель, плавающий потенциал, отношение емкостей, паразитная емкость, изоляция, вносимые потери, контактное сопротивление

DOI: 10.31857/S0544126923600239, EDN: RBDGZW

### 1. ВВЕДЕНИЕ

МЭМС-переключатель представляет собой электромеханическое реле, уменьшенное до микронных размеров за счет применения технологий микроэлектроники [1]. Он способен обеспечить низкие вносимые потери и высокую изоляцию в сочетании с малыми габаритами, высокой скоростью переключения и низким энергопотреблением [2]. Выдающиеся рабочие характеристики позволяют рассматривать МЭМС-ключи в качестве альтернативы традиционно применяемым электромагнитным и полупроводниковым реле и создают широкую перспективу использования в передовых системах связи [3–5], радиолокации [6–8] и других областях радиоэлектроники. МЭМС-переключатели делятся на два класса, отличающиеся типом контакта. Резистивные устройства формируют контакт металл–металл, в то время как в емкостных ключах образуется контакт металл–диэлектрик–металл. Второй класс более предпочи-

телен для многих приложений, поскольку имеет лучшие характеристики на высоких частотах коммутируемого сигнала [9].

Емкостной МЭМС-переключатель представляет собой подвижную балку микронного размера, расположенную над линией передач. В исходном состоянии между ними имеется воздушный зазор. Емкость  $C_{up}$  такой системы мала, поэтому сигнал проходит по линии с минимальными потерями. Подача напряжения на управляющие электроды создает электростатическую силу, под действием которой балка изгибается и приходит в контакт с диэлектрическим покрытием линии. Образуется конденсатор относительно большой емкости  $C_{down}$ , шунтирующий линию и препятствующий прохождению сигнала. Основной характеристикой ключа является отношение емкостей в нижнем и верхнем положениях  $C_{down}/C_{up}$ , которое должно иметь максимально возможную

величину. В изделиях стандартной конфигурации оно составляет несколько единиц [10–12] и не обеспечивает требуемый эффект переключения. Множество работ направлено на увеличение отношения емкостей путем увеличения  $C_{\text{down}}$  и уменьшения  $C_{\text{up}}$ . Как правило, для поднятия  $C_{\text{down}}$  применяются диэлектрики с высокой проницаемостью, такие как  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  ( $\epsilon = 32$ ) [13, 14] или  $\text{HfO}_2$  ( $\epsilon = 20$ ) [15, 16]. Дополнительный эффект дает уменьшение шероховатости диэлектрического слоя, позволяющее балке плотнее прилегать к линии передач [17]. Недостатком этих методов является усложнение технологии изготовления ключа и увеличение адгезионных сил, приводящее к залипанию. Снижение  $C_{\text{down}}$  достигается за счет увеличения зазора между балкой и линией [18, 19], но негативным последствием такого подхода является рост напряжения срабатывания.

Указанные методы увеличивают отношение емкостей до нескольких десятков, существенно улучшая характеристики ключа. Тем не менее, существует более эффективный способ, заключающийся в использовании электрода с плавающим потенциалом. Этот подход рассматривается в нескольких работах и обещает рост  $C_{\text{down}}/C_{\text{up}}$  до нескольких сотен [20–26]. Однако в большинстве случаев приводимые оценки получены при весьма низком значении  $C_{\text{up}}$  порядка 10 фФ и не учитывают паразитную емкость линии передач, контактных площадок и других элементов изделия. В настоящей работе рассматривается МЭМС-переключатель, оснащенный “плавающим” электродом. Целью является оценка эффективности указанного метода с учетом реальной конструкции чипа. Анализируются емкостные характеристики, изоляция и вносимые потери в зависимости от свойств материала подложки. Выявляется оптимальный материал и исследуется влияние контактного сопротивления на работу изделия.

## 2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

МЭМС-переключатель схематично изображен на рис. 1. Он был спроектирован на основе резистивного ключа, оснащенного механизмом активного размыкания контактов [27]. Подвижным электродом служила алюминиевая балка длиной 100 мкм, закрепленная на торсионных подвесах. На нижней стороне балки располагались контактные выступы. Под каждым ее плечом находились управляющие и коммутируемые электроды. Балка и один из коммутируемых электродов были заземлены. Другой электрод представлял собой линию передач, на которой поверх диэлектрического слоя была сформирована тон-

кая металлическая пластина. В исходном состоянии балка располагалась горизонтально, как показано на рис. 1а. Потенциал пластины являлся плавающим. Емкость системы балка-линия была мала, поэтому сигнал проходил с входа на выход переключателя с минимальными потерями (ключ открыт). Подача напряжения  $V_{\text{pull-in}}$  на электрод управления приводила балку в контакт с пластиной, как показано на рис. 1б, и их потенциалы выравнивались. Емкость между балкой и линией существенно возрастала и шунтировала линию передач, препятствуя прохождению сигнала (ключ закрыт). При отключении напряжения балка возвращалась в исходное положение под действием силы упругости подвесов. В случае залипания напряжение подавалось на противоположный электрод управления, создавая дополнительную замыкающую силу.

Линия передач схематично показана на рис. 2. Она представляла собой симметричную копланарную структуру с центральным проводником шириной  $w_l = 150$  мкм и двумя заземленными проводниками шириной  $w_g = 100$  мкм, расположенными на расстоянии  $w_d = 90$  мкм от центрального проводника. Материалом линии служил рутений толщиной 100 нм, покрытый слоем алюминия толщиной 1 мкм. Алюминий отсутствовал лишь в месте расположения плавающего электрода, который также изготавливался из рутения и имел толщину  $t_e = 100$  нм. Ширина электрода совпадала с шириной проводника, а длина составляла  $l_e = 400$  мкм. Диэлектрический слой был выполнен из оксида кремния с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 3.9$  и имел толщину  $t_d = 50$  нм. Характеристический импеданс линии составлял 50 Ом. Балка встраивалась в один из заземленных проводников и замыкала его на центральный проводник при срабатывании. Однако сигнал мог частично проходить через линию, образованную центральным и противоположным заземленным проводником. С целью улучшения изоляции в конструкцию были добавлены две рутениевые перемычки, соединяющие боковые проводники вблизи переключателя. Алюминиевая металлизация проходила над перемычками на расстоянии 1.5 мкм. В такой конфигурации сигнальный проводник симметрично замыкался на оба заземленных проводника.

Рабочие характеристики переключателя рассчитывались методом конечных элементов. Модель изображена на рис. 3а. Она представляла собой подложку латеральным размером  $9.6 \times 4.3$  мм и толщиной 460 мкм, покрытую изолирующим слоем  $\text{SiO}_2$  толщиной 1 мкм. Материалом подложки служил кремний, сапфир или боросили-

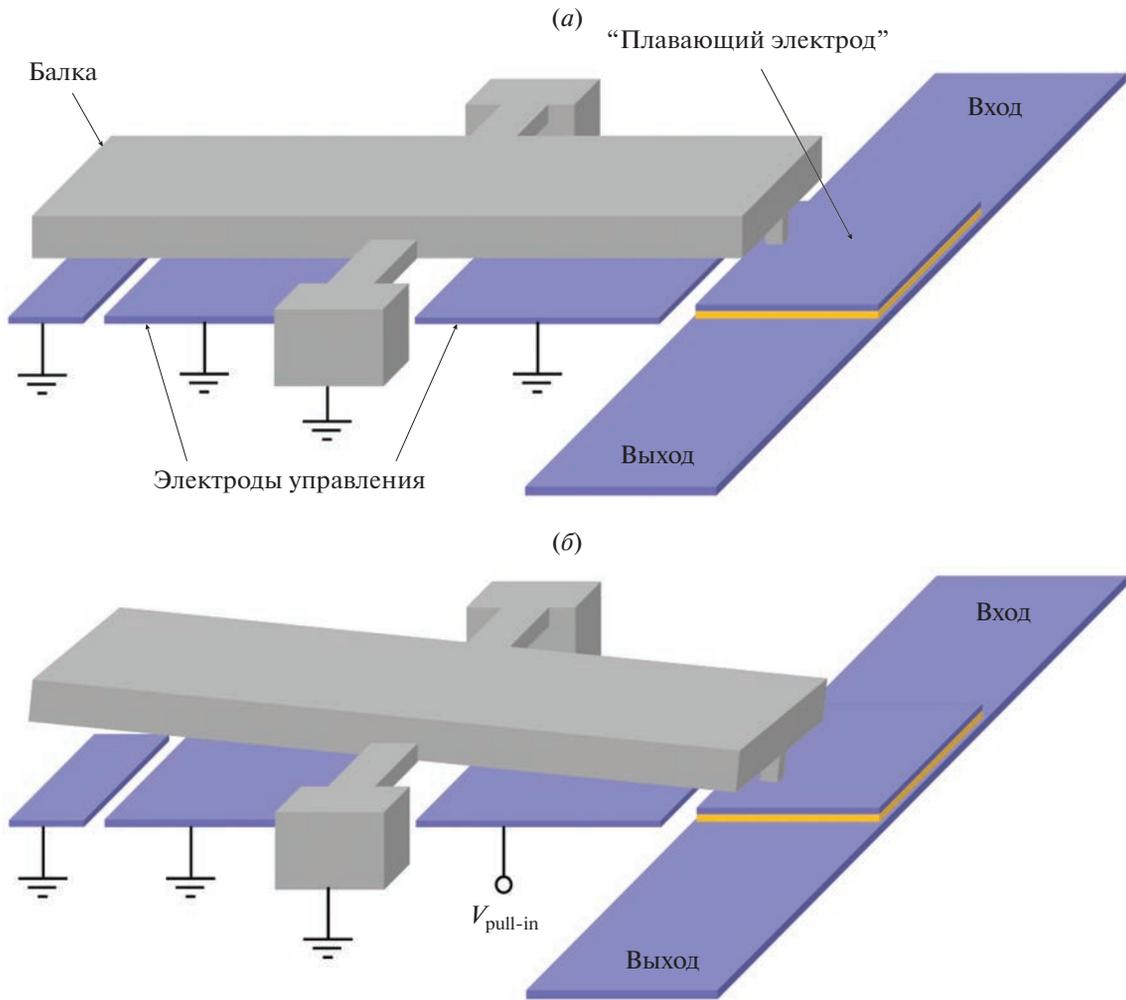


Рис. 1. Переключателя в открытом (а) и закрытом (б) состоянии.

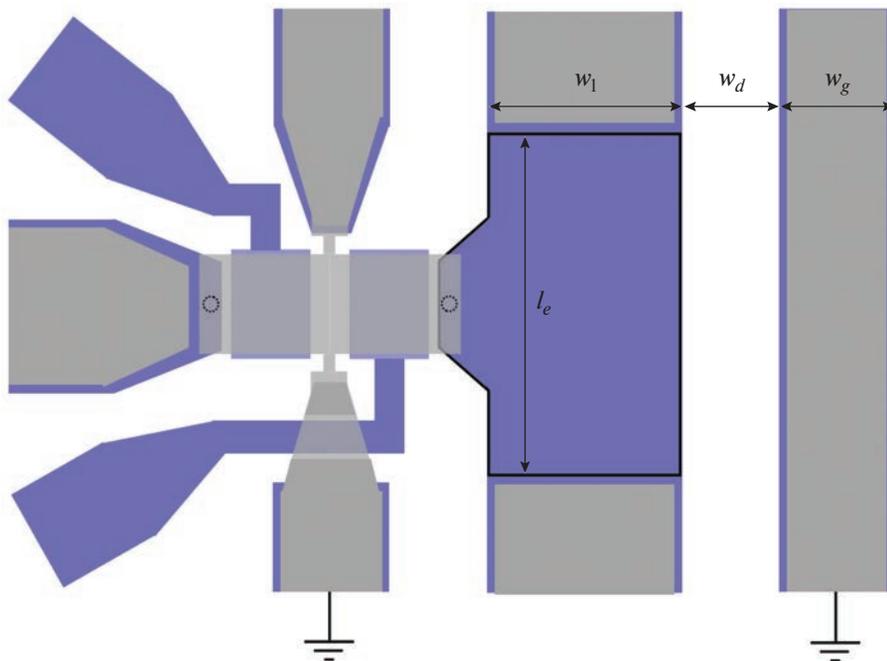
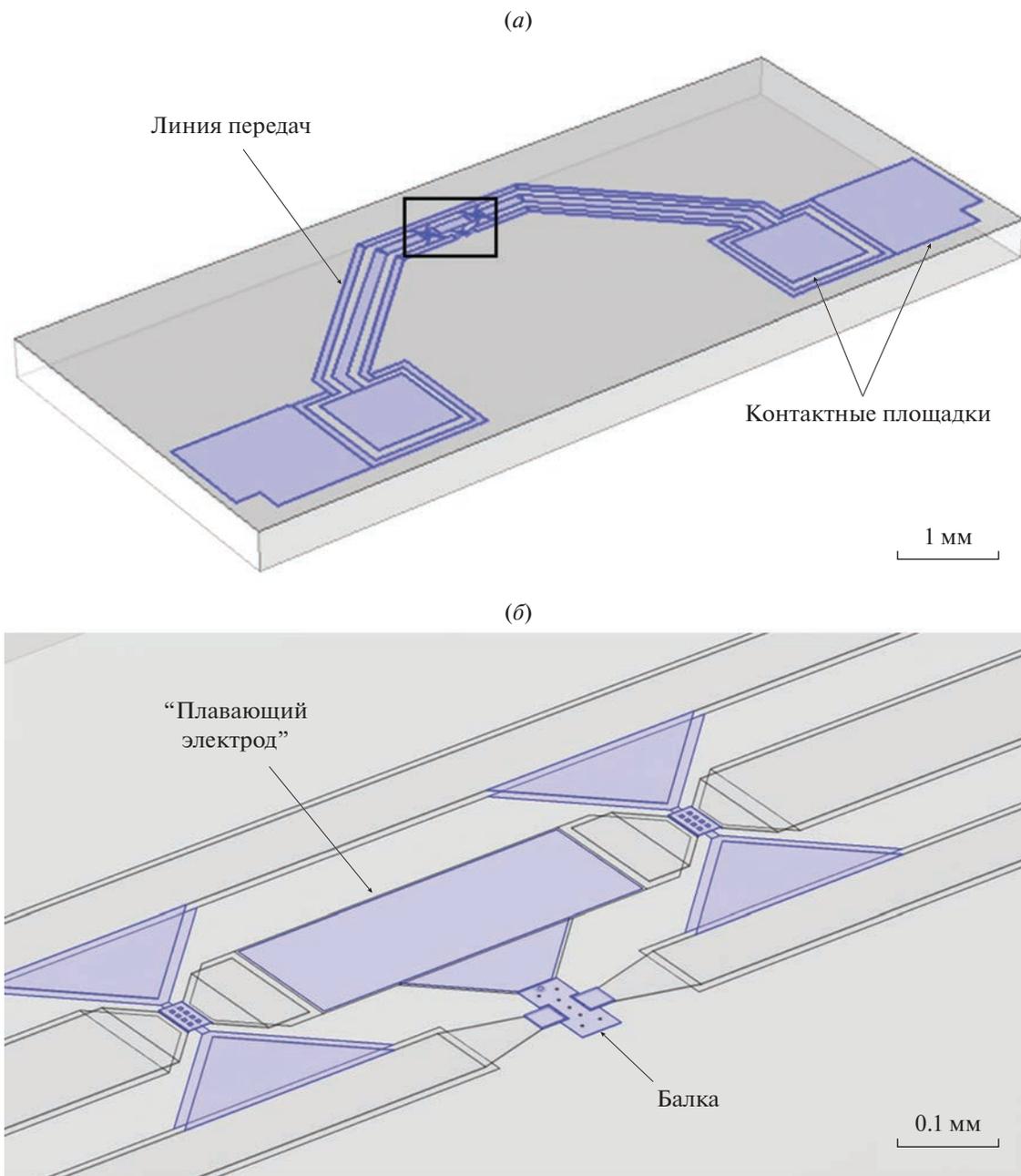


Рис. 2. Переключатель, встроенный в линию передач, вид сверху.



**Рис. 3.** Модель чипа: (а) общий вид; (б) крупный план участка с балкой и электродом.

катное стекло. На изолирующем слое была сформирована линия передач длиной 7.2 мм с контактными площадками размером  $1 \times 1$  мм для центрального проводника и  $1.4 \times 1.4$  мм для заземленных проводников. Относительно большой размер площадок был обусловлен необходимостью приварки электрических выводов. “Плавающий” электрод, балка и перемычки показаны на рис. 3б. Контакт балки с электродом создавался путем увеличения высоты контактного выступа.

Важно отметить, что управляющие электроды и заземленный коммутируемый электрод не были включены в модель с целью сокращения времени расчетов.

Модель была разбита на  $7 \times 10^5$  конечных элементов тетраэдрической формы. Расчет емкости между сигнальным проводником и землей осуществлялся путем подачи переменного напряжения амплитудой 1 В и частотой 300 кГц на сигнальный проводник. Емкость вычислялась из

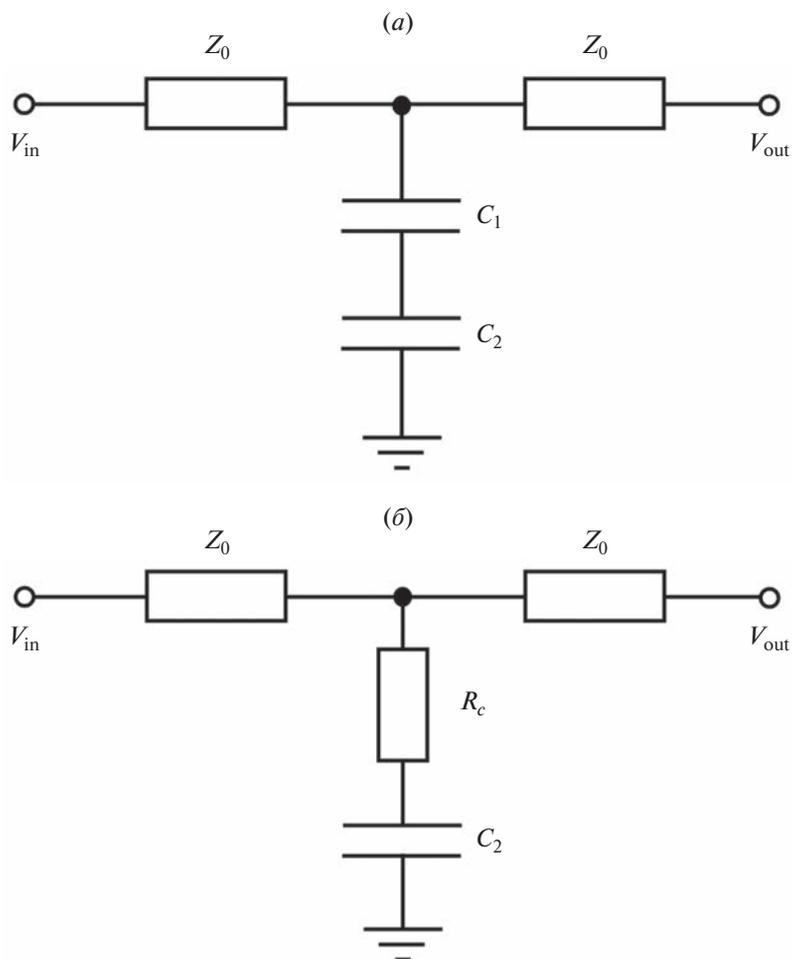


Рис. 4. Эквивалентная схема переключателя в открытом (а) и закрытом (б) состоянии.

комплексной проводимости двухполюсника для гармонического сигнала. Расчет изоляции и вносимых потерь осуществлялся с помощью упрощенной модели, в которой отсутствовали контактные площадки, а поперечная электромагнитная волна подавалась на торцы проводников.

### 3. ОТНОШЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ

Эквивалентная схема переключателя в открытом состоянии представлена на рис. 4а. Ключ был эквивалентен двум последовательно соединенным конденсаторам. Первый был образован балкой и “плавающим” электродом и имел емкость:

$$C_1 = \epsilon_0 \frac{S}{g - t_d - t_e} = 0.3 \text{ фФ}, \quad (1)$$

где  $S = 40 \text{ мкм}^2$  – площадь перекрытия балки с электродом,  $g = 1.5 \text{ мкм}$  – расстояние между балкой и нижним слоем рутения. Электрод и линия

передач служили обкладками второго конденсатора:

$$C_2 = \epsilon_0 \epsilon \frac{l_e w_l}{t_d} = 40.4 \text{ пФ}. \quad (2)$$

Поскольку  $C_1 \ll C_2$ , результирующую емкость можно было оценить следующим образом:

$$C_{\text{уп}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx C_1. \quad (3)$$

В закрытом состоянии балка соприкасалась с электродом, формируя контакт металл–металл. Электрод заземлялся, а емкость  $C_1$  менялась на контактное сопротивление  $R_c$ , как показано на эквивалентной схеме (рис. 4б). Следовательно, емкость  $C_{\text{down}}$  равнялась  $C_2$ . Отношение емкостей можно было записать в виде:

$$\frac{C_{\text{down}}}{C_{\text{уп}}} = \frac{C_2}{C_1} = \epsilon \frac{l_e w_l}{S} \frac{g - t_d - t_e}{t_d} = 1.5 \times 10^5. \quad (4)$$

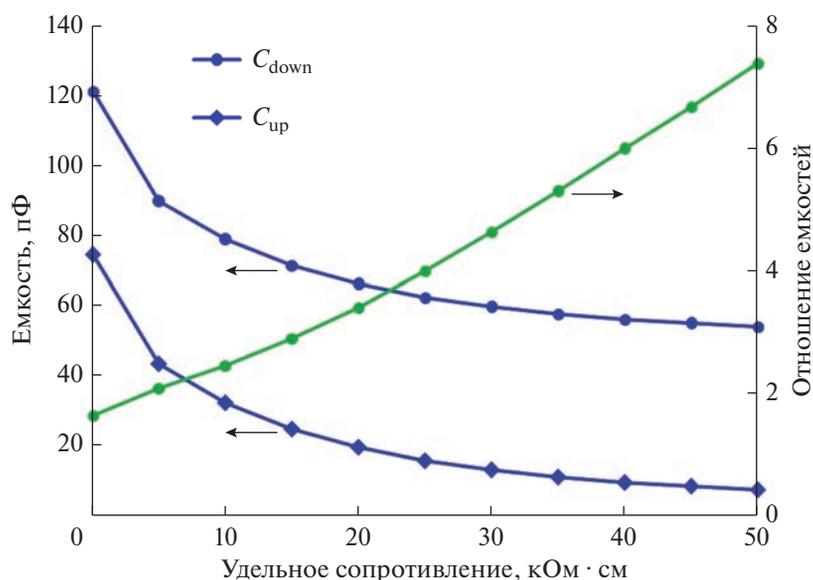


Рис. 5. Зависимость емкостных характеристик переключателя от удельного сопротивления кремниевой подложки.

Таким образом, величина  $C_{down}/C_{up}$  определялась не только свойствами диэлектрика и толщинами слоев, но также латеральными размерами ключа. По сравнению с классическим изделем, устройство с “плавающим” электродом имело дополнительные возможности для увеличения отношения емкостей. Так, протяженность электрода  $l_e$  вдоль линии передач могла быть увеличена в широких пределах. Однако стоит отметить, что исследуемый ключ не являлся емкостным в чистом виде, а представлял собой комбинацию емкостного и резистивного устройств. Для корректного функционирования контактное сопротивление должно быть мало и не препятствовать прохождению сигнала на землю.

Согласно выражению (4), отношение емкостей было весьма велико и на несколько порядков превышало  $C_{down}/C_{up}$  для переключателей стандартной конфигурации. Однако формулы (1) и (2) не учитывали паразитную емкость, обусловленную реальной конструкцией чипа и способную существенно повлиять на функционирование изделия. Зависимость емкостных характеристик от удельного сопротивления  $\rho$  кремниевой подложки, рассчитанная методом конечных элементов, представлена на рис. 5. Легированный Si с относительно низким  $\rho = 12 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  обеспечивал  $C_{down} = 120.9 \text{ пФ}$  и  $C_{up} = 74.2 \text{ пФ}$ . Эти значения существенно превышали результат аналитических расчетов благодаря значительному вкладу паразитной составляющей. Следствием большой величины  $C_{up}$  было весьма низкое отношение емко-

стей 1.6. С ростом  $\rho$  паразитная емкость снижалась. Для высокоомного Si сопротивлением  $50 \text{ кОм} \cdot \text{см}$   $C_{down}$  и  $C_{up}$  составляли  $53.9$  и  $7.3 \text{ пФ}$ . При этом отношение емкостей увеличилось до  $7.4$ . Важно отметить, пластины со столь высоким сопротивлением являются достаточно редкими и имеют высокую стоимость. Более доступная высокоомная подложка с  $\rho = 5 \text{ кОм} \cdot \text{см}$  обеспечивала  $C_{down} = 89.4 \text{ пФ}$ ,  $C_{up} = 43.2 \text{ пФ}$  и  $C_{down}/C_{up} = 2.1$ . Таким образом, кремниевые пластины не позволяли добиться сверхвысокого отношения емкостей.

Альтернативой кремнию являлись диэлектрические подложки, среди которых для рассмотрения были выбраны сапфир и боросиликатное стекло Borofloat 33. Свойства материалов и емкостные характеристики переключателя представлены в табл. 1. Сапфир увеличивал  $C_{down}/C_{up}$  до  $27.7$  за счет уменьшения  $C_{up}$  до  $1.8 \text{ пФ}$ . Паразитная емкость снижалась на несколько пикофарад по сравнению с кремнием благодаря увеличению  $\rho$  на несколько порядков и некоторому снижению  $\epsilon$ . Стекло Borofloat 33 давало лучший результат, несмотря на существенно меньшее удельное сопротивление. Емкость в открытом состоянии составляла  $1.0 \text{ пФ}$ , а отношение емкостей достигало  $46.1$ . Причиной улучшения характеристик являлась вдвое меньшая диэлектрическая проницаемость стекла по сравнению с сапфиром. Разность емкостей в закрытом и открытом состоянии составляла  $46.7 \text{ пФ}$ . Эта величина не зависела от типа подложки и определялась размерами “плавающего” электрода. Она

**Таблица 1.** Свойства подложек и емкостные характеристики переключателя

Материал	$\epsilon$	$\rho$ , Ом · см	$C_{down}$ , пФ	$C_{up}$ , пФ	$C_{down}/C_{up}$
Низкоомный Si	11.7	12	120.9	74.2	1.6
Высокоомный Si	11.7	$5 \times 10^3$	89.4	43.2	2.1
Высокоомный Si	11.7	$50 \times 10^3$	53.9	7.3	7.4
Сапфир	9.3	$10^{16}$	48.4	1.8	27.7
Borofloat 33	4.6	$10^8$	47.7	1.0	46.1

превышала аналитическое значение на несколько пикофард вследствие наличия дополнительного геометрического элемента трапециевидной формы, подводящего электрод под балку.

Диэлектрические подложки увеличивали  $C_{down}/C_{up}$  до нескольких десятков, что заметно превышало этот показатель для стандартных ключей [10–12]. Однако сверхвысокое значение в несколько сотен не достигалось, поскольку паразитная емкость чипа не позволяла снизить  $C_{up}$ . Дальнейший рост отношения емкостей требовал изменения размеров изделия, в частности, уменьшения длины линии передач, сокращения площади контактных площадок и корректировки расстояния между проводниками. Можно также было увеличить размер “плавающего” электрода с целью наращивания  $C_{down}$ . Однако изменение размеров чипа находилось за рамками настоящей работы.

#### 4. ИЗОЛЯЦИЯ И ВНОСИМЫЕ ПОТЕРИ

Следующим этапом выполнялось моделирование параметра  $S_{21}$  в открытом и закрытом состоянии переключателя. Исследуемый диапазон частот коммутируемого сигнала  $f$  составлял от 1 до 20 ГГц. Расчет проводился для всех материалов подложки, представленных в табл. 1, за исключением кремния с удельным сопротивлением 50 кОм · см. Этот материал был исключен из рассмотрения в виду труднодоступности. Вносимые потери описывают ослабление сигнала при прохождении через открытый ключ. Выраженная в децибелах, эта величина должна быть максимально близка к нулю. Низкоомный кремний обеспечивал наибольшие вносимые потери среди исследуемых подложек, см. рис. 6а. Затухание превышало 7.5 дБ и возрастало с частотой сигнала, достигая 24.3 дБ при  $f = 20$  ГГц. Высокоомный Si обеспечивал существенно меньшее затухание. На нижней границе диапазона оно составляло 0.7 дБ и монотонно увеличивалось с частотой, достигая 2.2 дБ при  $f = 20$  ГГц. Для подложки из сапфира наблюдалась схожая зависимость  $S_{21}$  от  $f$ . Вносимые по-

тери не превышали 2.2 дБ во всем диапазоне. Стекло обеспечивало несколько лучший результат, максимальное затухание составляло 2.0 дБ на частотах 14–15 ГГц. В диапазоне 4–10 ГГц, используемом радиолокационными системами, вносимые потери составляли 0.7–1.2 дБ.

Изоляция описывает затухание сигнала в закрытом переключателе и должна иметь максимально большую величину. Низкоомный Si обеспечивал наилучшую изоляцию среди исследуемых подложек на всем частотном диапазоне, за исключением начального участка, см. рис. 6б. Однако большие вносимые потери делали этот материал непригодным для переключателя. Как и в случае вносимых потерь, высокоомный Si и сапфир имели схожую зависимость  $S_{21}$  от  $f$ . Для этих подложек было характерно ухудшение изоляции с частотой, но сапфир имел небольшое преимущество. В диапазоне 4–10 ГГц затухание убывало с 19.4 до 14.7 дБ для сапфира и с 18.5 до 14.6 дБ для кремния. Боросиликатное стекло обеспечивало заметно лучшую изоляцию, уменьшающуюся с 21.4 до 18.9 дБ. Однако на высоких частотах затухание приближалось к таковому для сапфира и составляло 10–11 дБ. Таким образом, в целевом диапазоне 4–10 ГГц все исследуемые подложки, за исключением низкоомного Si, обеспечивали изоляцию выше минимально допустимого значения, равного 14 дБ.

Высокоомный кремний и сапфир обеспечивали близкие значения изоляции и вносимых потерь, несмотря на существенное различие в отношении емкостей. Стекло Borofloat 33 давало несколько лучшие значения S-параметров в целевом диапазоне 4–10 ГГц, но, в целом, все три материала обеспечивали приемлемый результат и подходили для МЭМС-переключателя. Следовательно, выбор подложки мог осуществляться из соображений технологии и доступности на рынке. Стекло Borofloat 33 производится за рубежом, поэтому кремний и сапфир более предпочтительны.

Выше было отмечено, что переключатель с “плавающим” электродом представлял собой со-

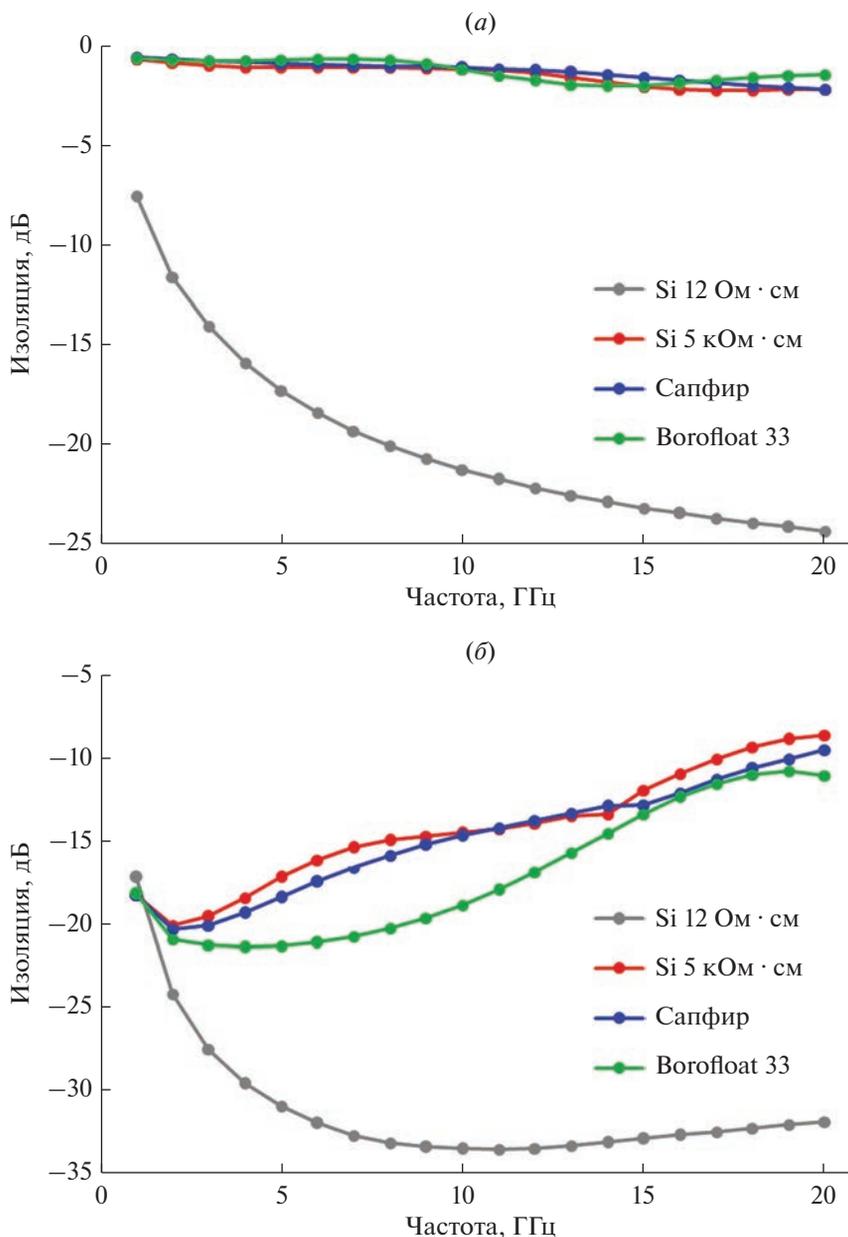


Рис. 6. Зависимость вносимых потерь (а) и изоляции (б) от частоты коммутируемого сигнала.

четание емкостного и резистивного устройств. В закрытом состоянии его шунтирующая способность определялась не только емкостью  $C_{\text{down}}$ , но и сопротивлением контакта балки с электродом  $R_c$ , что иллюстрируется эквивалентной схемой на рис. 4б. Представленные выше S-параметры были получены для случая, когда балка и электрод соединялись между собой цилиндрическим контактным выступом, изображенным на рис. 7. Он был выполнен из алюминия и имел радиус  $r_c = 1.35$  мкм и высоту  $h_c = g - t_d - t_e = 1.35$  мкм.

Электрическое сопротивление выступа играло роль сопротивления контакта балки с “плавающим” электродом  $R_c$ . При удельном сопротивлении алюминия  $\rho = 2.6 \times 10^{-6}$  Ом·см [28] оно составляло  $R_c = (\rho h_c)/(\pi r_c^2) = 6$  мОм. Столь малое сопротивление развивают МЭМС-переключатели относительно больших габаритов благодаря увеличенной силе прижима [29–31]. В устройствах, схожих с представленным ключом по размеру подвижного электрода, сопротивление обычно составляет порядка 1 Ом [32–36] и может

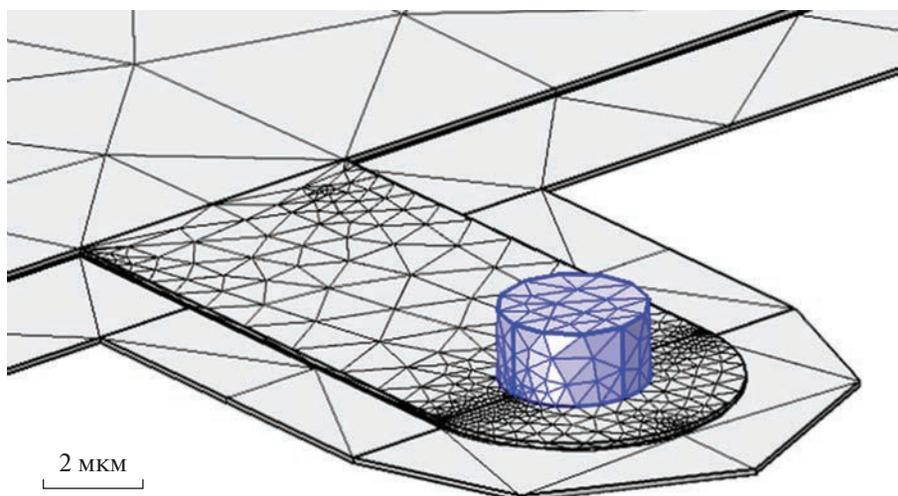


Рис. 7. Сетка конечных элементов в области контакта балки с электродом. Выступ обозначен синим цветом.

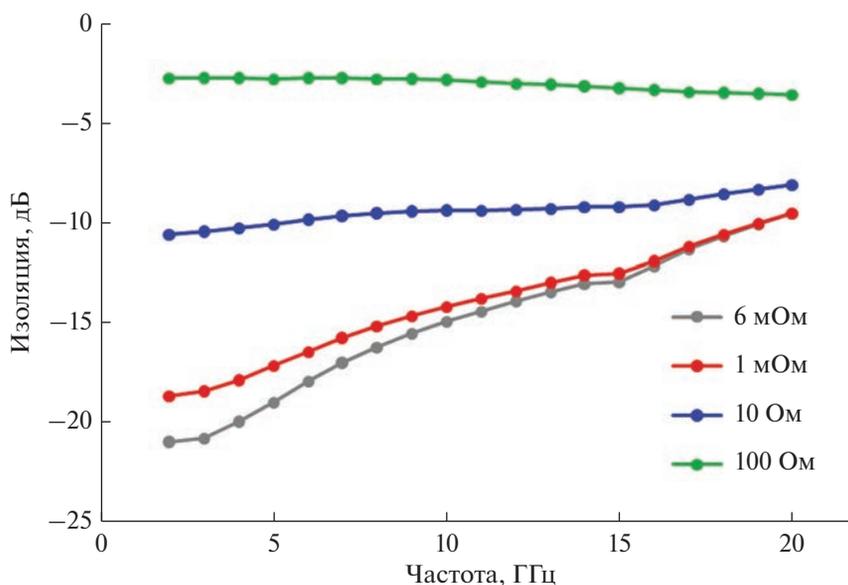


Рис. 8. Зависимость изоляции от частоты коммутируемого сигнала для разных значений контактного сопротивления.

достигать нескольких сотен Ом в случае загрязнения контактов [27]. Изоляция переключателя для разных значений  $R_c$  представлена на рис. 8. В качестве подложки использовался сапфир. Контактное сопротивление задавалось путем изменения удельного сопротивления материала выступа. Увеличение  $R_c$  до 1 Ом приводило к некоторому ухудшению изоляции. Эффект был наиболее заметен вблизи нижней границы исследуемого диапазона, где спад изоляции составлял около 2.5 дБ. На частотах 17–20 ГГц эффект был минимален. В диапазоне 4–10 ГГц затухание составляло от

17.9 до 14.2 дБ и имело допустимую величину. Однако с ростом сопротивления до 10 Ом ухудшения изоляции становилось существенным. Затухание составляло около 10 дБ во всем диапазоне частот. При  $R_c = 100$  Ом изоляция снижалась до 3 дБ.

Чтобы определить сопротивление, обеспечивающее допустимый уровень изоляции, была построена зависимость параметра  $S_{21}$  от  $R_c$ , показанная на рис. 9. Расчеты были выполнены для частот 4 и 10 ГГц. В диапазоне сопротивления от 0.001 до 0.1 Ом изоляция сохранялась на постоянном уровне около 20 и 15 дБ. С ростом сопротив-

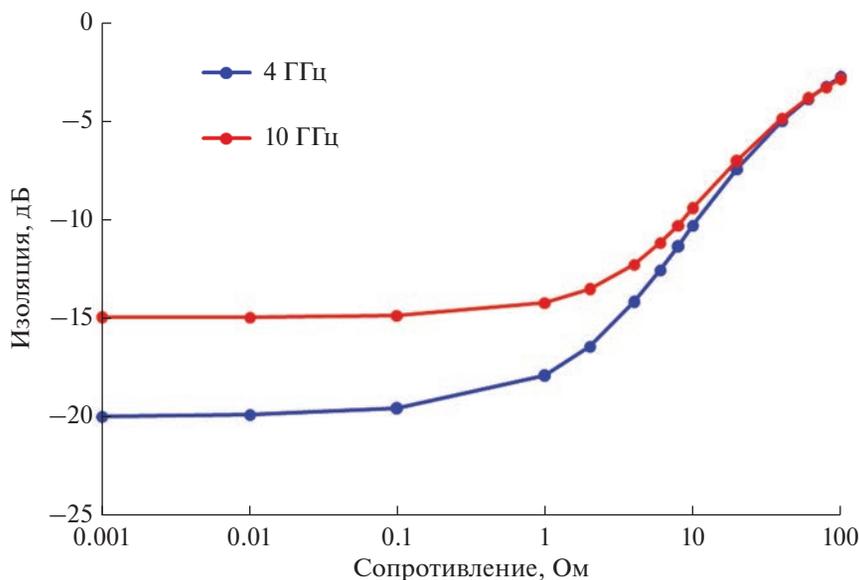


Рис. 9. Зависимость изоляции от контактного сопротивления для разных значений частоты коммутируемого сигнала.

ления выше 100 мОм затухание монотонно ослабевало. На низкой частоте оно принимало значение более 14 дБ при  $R_c \leq 4$  Ом. На высокой частоте затухание было слабее и находилось на допустимом уровне при  $R_c \leq 1$  Ом. Таким образом, сопротивление контакта балки с “плавающим” электродом не должно было превышать 1 Ом. Это значение является достижимым для МЭМС-переключателя с контактами из широко используемых материалов, включая золото и рутений [32–36].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрен МЭМС-переключатель, представляющий собой комбинацию устройств емкостного и резистивного типа. Он был спроектирован на основе переключателя, оснащенного механизмом активного размыкания. Подвижным электродом являлась алюминиевая балка длиной 100 мкм, закрепленная на торсионных подвесах. Она встраивалась в один из заземленных проводников копланарной линии передач и приходила в контакт с электродом, расположенным на диэлектрическом покрытии сигнального проводника. Согласно аналитическим расчетам, отношение емкостей в закрытом и открытом состоянии должно было иметь сверхвысокую величину порядка  $10^5$ . Моделирование методом конечных элементов прогнозировало значительно меньшее значение, составляющее 1.6 для подложки из низкоомного кремния и увеличивающееся до 7.4 с ростом удельного сопротивления до 50 кОм · см. Использование диэлектрических подложек из

сапфира и боросиликатного стекла увеличивало  $C_{down}/C_{up}$  до 27.7 и 46.1 соответственно, благодаря большому удельному сопротивлению и низкой диэлектрической проницаемости по сравнению с Si. Переключатель значительно превосходил стандартные изделия по отношению емкостей, но сверхвысокое значение не достигалось. Причиной являлась достаточно большая паразитная емкость чипа, превышающая 1 пФ. Тем не менее, в диапазоне частот 4–10 ГГц переключатель обеспечивал приемлемые вносимые потери 0.7–1.2 дБ и изоляцию более 14 дБ. Высокоомный Si, сапфир и боросиликатное стекло давали близкие значения S-параметров, но стекло имело некоторое преимущество. Сапфир занимал промежуточное положение и был наиболее подходящим материалом подложки ввиду наличия отечественного производства. Обязательным условием функционирования ключа являлось малое сопротивление контакта балки с электродом, не превышающее 1 Ом. Рост сопротивления выше этой величины приводил к существенному ухудшению изоляции. Результаты работы могут быть использованы для создания перспективных моделей реле на основе технологии МЭМС.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена в рамках Государственного задания ФТИАН им. К.А. Валиева РАН Минобрнауки РФ по теме FFNN-2022-0017.

## КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Rebeiz G.M.* RF MEMS: Theory, Design, and Technology. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003. 512 p.
2. *Rebeiz G.M., Patel C.D., Han S.K., Ko C.-H., Ho K.M.J.* The search for a reliable MEMS switch // *IEEE Microw. Mag.* 2013. V. 14. P. 57–67.
3. *Iannacci J.* RF-MEMS for high-performance and widely reconfigurable passive components – A review with focus on future telecommunications, Internet of Things (IoT) and 5G applications // *J. King Saud Univ. Science.* 2017. V. 29. P. 436–443.
4. *Shekhar S., Vinoy K.J., Ananthasuresh G.K.* Low-voltage high-reliability MEMS switch for millimeter wave 5G applications // *J. Micromech. Microeng.* 2018. V. 28. 075012.
5. *Ma L.-Y., Soin N., Daut M.H.M., Hatta S.F.W.M.* Comprehensive study on RF-MEMS switches used for 5G scenario // *IEEE Access.* 2019. V. 7. 107506.
6. *Xu Y., Tian Y., Zhang B., Duan J., Yan L.* A novel RF MEMS switch on frequency reconfigurable antenna application // *Microsyst. Technol.* 2018. V. 24. P. 3833–3841.
7. *Haupt R.L., Lanagan M.* Reconfigurable antennas // *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2013. V. 55. P. 49–61.
8. *Haider N., Caratelli D., Yarovoy A.G.* Recent developments in reconfigurable and multiband antenna technology // *Int. J. Antennas Propag.* 2013. V. 2013. 869170.
9. *Tian W., Li P., Yuan L.* Research and analysis of MEMS switches in different frequency bands // *Micromachines.* 2018. V. 9. 185.
10. *Grichener A., Rebeiz G.M.* High-reliability RF-MEMS switched capacitors with digital and analog tuning characteristics // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2010. V. 58. P. 2692–2701.
11. *Zareie H., Rebeiz G.M.* High-power RF MEMS switched capacitors using a thick metal process // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2013. V. 61. P. 455–463.
12. *Yang H.-H., Zareie H., Rebeiz G.M.* A high power stress-gradient resilient RF MEMS capacitive switch // *J. Microelectromech. Syst.* 2015. V. 24. P. 599–607.
13. *Persano A., Quaranta F., Martucci M.C., Cretì P., Siciliano P., Cola A.* Transport and charging mechanisms in Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> thin films for capacitive RF MEMS switches application // *J. Appl. Phys.* 2010. V. 107. 114502.
14. *Persano A., Quaranta F., Cola A., De Angelis G., Marcelli R., Siciliano P.* Development of capacitive RF MEMS switches with TaN and Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> thin films // *Proc. SPIE.* 2011. V. 8066. 80660V-1.
15. *He X.J., Lv Z.Q., Liu B., Li Z.H.* High-isolation lateral RF MEMS capacitive switch based on HfO<sub>2</sub> dielectric for high frequency applications // *Sens. Actuators A.* 2012. V. 188. P. 342–348.
16. *Tsaur J., Onodera K., Kobayashi T., Wang Z.-J., Heisig S., Maeda R., Suga T.* Broadband MEMS shunt switches using PZT/HfO<sub>2</sub> multi-layered high *k* dielectrics for high switching isolation // *Sens. Actuators A.* 2005. V. 121. P. 275–281.
17. *Chen Z., Tian W., Zhang X., Wang Y.* Effect of deposition parameters on surface roughness and consequent electromechanical performance of capacitive RF MEMS switches: a review // *J. Micromech. Microeng.* 2017. V. 27. 113003.
18. *Fouladi S., Mansour R.R.* Capacitive RF MEMS switches fabricated in standard 0.35- $\mu$ m CMOS technology // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2010. V. 58. P. 478–486.
19. *Maninder K., Bansal D., Soni S., Singh S., Rangra K.J.* On characterization of symmetric type capacitive RF MEMS switches // *Microsyst. Technol.* 2019. V. 25. P. 729–734.
20. *Park J.Y., Kim G.H., Chung K.W., Bu J.U.* Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches // *Sens. Actuators A.* 2001. V. 89. P. 88–94.
21. *Bansal D., Kumar A., Sharma A., Kumar P., Rangra K.J.* Design of novel compact anti-stiction and low insertion loss RF MEMS switch // *Microsyst. Technol.* 2014. V. 20. P. 337–340.
22. *Wei H., Deng Z., Guo X., Wang Y., Yang H.* High on/off capacitance ratio RF MEMS capacitive switches // *J. Micromech. Microeng.* 2017. V. 27. 055002.
23. *Han K., Guo X., Smith S., Deng Z., Li W.* Novel high-capacitance-ratio MEMS switch: design, analysis and performance verification // *Micromachines.* 2018. V. 9. 390.
24. *Swarnkar A., DasGupta A., Nair D.R.* Design, fabrication and characterization of RF MEMS shunt switch for wideband operation of 3 to 30 GHz // *J. Micromech. Microeng.* 2019. V. 29. 115009.
25. *Uvarov I.V., Marukhin N.V., Shlepakov P.S., Lukichev V.F.* Calculation of performance of MEMS-switch with increased capacitance ratio // *Russ. Microelectron.* 2020. V. 49. P. 253–262.
26. *Deng K., Yang F., Wang Y., Lai C., Han K.* Design and fabrication of a Ka band RF MEMS switch with high capacitance ratio and low actuation voltage // *Micromachines.* 2022. V. 13. 37.
27. *Uvarov I.V., Kupriyanov A.N.* Stiction-protected MEMS switch with low actuation voltage // *Microsyst. Technol.* 2019. V. 25. P. 3243–3251.
28. *Lide D.R.* CRC handbook of chemistry and physics, 90th edn. Boca Raton: CRC Press/Taylor and Francis, 2009. 2760 p.
29. *Kim S.-B., Yoon Y.-H., Lee Y.-B., Choi K.-W., Jo M.-S., Min H.-W., Yoon J.-B.* 4 W power MEMS relay with extremely low contact resistance: theoretical analysis, design and demonstration // *J. Microelectromech. Syst.* 2020. V. 29. P. 1304–1313.

30. *Kim S.-B., Min H.-W., Lee Y.-B., Kim S.-H., Choi P.-K., Yoon J.-B.* Utilizing mechanical adhesion force as a high contact force in a MEMS relay // *Sens. Actuators A.* 2021. V. 331. 112894.
31. *Seki T., Uno Y., Narise K., Masuda T., Inoue K., Sato S., Sato F., Imanaka K., Sugiyama S.* Development of a large-force low-loss metal-contact RF MEMS switch // *Sens. Actuators A.* 2006. V. 132. P. 683–688.
32. *Zareie H., Rebeiz G.M.* Compact high-power SPST and SP4T RF MEMS metal-contact switches // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2014. V. 62. P. 297–305.
33. *Yang H.-H., Yahiaoui A., Zareie H., Blondy P., Rebeiz G.M.* Symmetric and compact single-pole multiple-throw (SP7T, SP11T) RF MEMS switches // *J. Microelectromech. Syst.* 2014. V. 24. P. 685–695.
34. *Patel C.D., Rebeiz G.M.* A high-reliability high-linearity high-power RF MEMS metal-contact switch for DC–40-GHz applications // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2012. V. 60. P. 3096–3112.
35. *Patel C.D., Rebeiz G.M.* RF MEMS metal-contact switches with mN-contact and restoring forces and low process sensitivity // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2011. V. 59. P. 1230–1237.
36. *Stefanini R., Chatras M., Blondy P., Rebeiz G.M.* Miniature MEMS switches for RF applications // *J. Microelectromech. Syst.* 2011. V. 20. P. 1324–1335.

УДК 621.382

## ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ $p-i-n$ -ФОТОДИОДОВ, ОБЛУЧЕННЫХ $\gamma$ -КВАНТАМИ $^{60}\text{Co}$

© 2023 г. Н. С. Ковальчук<sup>1</sup>, С. Б. Ластовский<sup>2</sup>, В. Б. Оджаев<sup>3</sup>, А. Н. Петлицкий<sup>1</sup>,  
В. С. Просолович<sup>3,\*</sup>, Д. В. Шестовский<sup>1</sup>, В. Ю. Явид<sup>3</sup>, Ю. Н. Янковский<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Открытое акционерное общество “ИНТЕГРАЛ” – управляющая компания холдинга “ИНТЕГРАЛ”,  
ул. Казинца, 121А, Минск, 220108 Республика Беларусь

<sup>2</sup>Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению,  
ул. Петруся Бровки, 19, Минск, 220072 Республика Беларусь

<sup>3</sup>Белорусский государственный университет,  
пр. Независимости, 4, Минск, 220050 Республика Беларусь

\*E-mail: prosolovich@bsu.by

Поступила в редакцию 10.08.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Представлены результаты исследований изменения электрофизических параметров  $p-i-n$ -фотодиодов изготовленных на пластинах монокристаллического кремния  $p$ -типа проводимости ориентации (100) с  $\rho = 1000$  Ом см, при облучении  $\gamma$ -квантами от источника  $^{60}\text{Co}$ . Установлено, что в результате облучения  $p-i-n$ -фотодиодов дозами до  $2 \times 10^{15}$  квант/см<sup>2</sup> происходит увеличение обратного темнового тока более, чем на порядок. Однако форма кривой зависимости тока от приложенного обратного напряжения облученных  $p-i-n$ -фотодиодов качественно не изменяется, как и для исходных приборов имеют место три области с различной зависимостью тока от напряжения: сублинейной, суперлинейной и линейной, обусловленные различными механизмами генерационно-рекомбинационных процессов в области обеднения  $p-n$ -перехода. Основной причиной возрастания обратного тока  $p-i-n$ -фотодиодов в результате облучения  $\gamma$ -квантами является образование генерационно-рекомбинационных центров радиационного происхождения вследствие конденсации первичных радиационных дефектов (вакансий и/или собственных междоузельных атомов) на технологических остаточных дефектах структуры, сформировавшихся как во время выращивания монокристаллов кремния, так и при последующих высокотемпературных обработках в процессе формирования приборов.

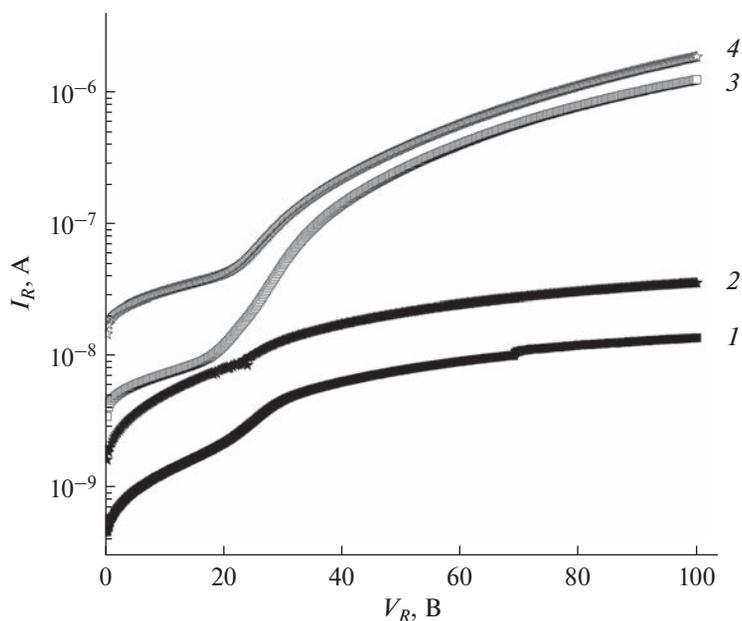
**Ключевые слова:**  $p-i-n$ -фотодиод, барьерная емкость, темновой ток,  $\gamma$ -кванты  $^{60}\text{Co}$ , радиационные дефекты

DOI: 10.31857/S0544126923600264, EDN: CKNJSW

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Кремниевые  $p-i-n$ -фотодиоды широко используется в физике высоких энергий в качестве детекторов частиц, а также и в большом количестве приложений в качестве детекторов фотонов. Данные приборы использовались во многих экспериментах физики высоких энергий для считывания сигналов от сцинтилляторов (*CLEO*, *BELLE*, *BABAR*, *GLAST*), в электромагнитном калориметре детекторного комплекса *CLEO* для регистрации света от кристаллов CsI(Tl). Широкое практическое применение  $p-i-n$ -фотодиодов в аппаратуре космического назначения обусловлено рядом свойств, выгодно отличающих их от других полупроводниковых детекторов [1, 2]. К таким свойствам следует отнести, прежде всего, высокое временное разрешение, большой линейный диапазон и относительную дешевизну.

Использование  $p-i-n$ -фотодиодов в космическом пространстве обуславливает воздействие на них различных видов высокоэнергетических частиц, присутствующих в солнечной радиации. К настоящему времени, однако, окончательно не выяснен вопрос о влиянии технологических остаточных дефектов структуры, сформировавшихся как во время выращивания монокристаллов кремния, так и при последующих высокотемпературных обработках при формировании приборов, на электрофизические параметры  $p-i-n$ -фотодиода при воздействии на них  $\gamma$ -излучения. В работе проведен анализ изменения электрофизических параметров  $p-i-n$ -фотодиодов на основе кремния с вертикальной структурой и охранным кольцом при облучении их  $\gamma$ -квантами от источника  $^{60}\text{Co}$ .



**Рис. 1.** Типичные обратные темновые ВАХ фоточувствительной области (1) и охранного кольца (2) исходных фотодиодов и после воздействия  $\gamma$ -излучения  $^{60}\text{Co}$  дозой  $\Phi = 1 \times 10^{15}$  квант/см<sup>2</sup> (соответственно, 3 и 4) при температуре 20°C.

## 2. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

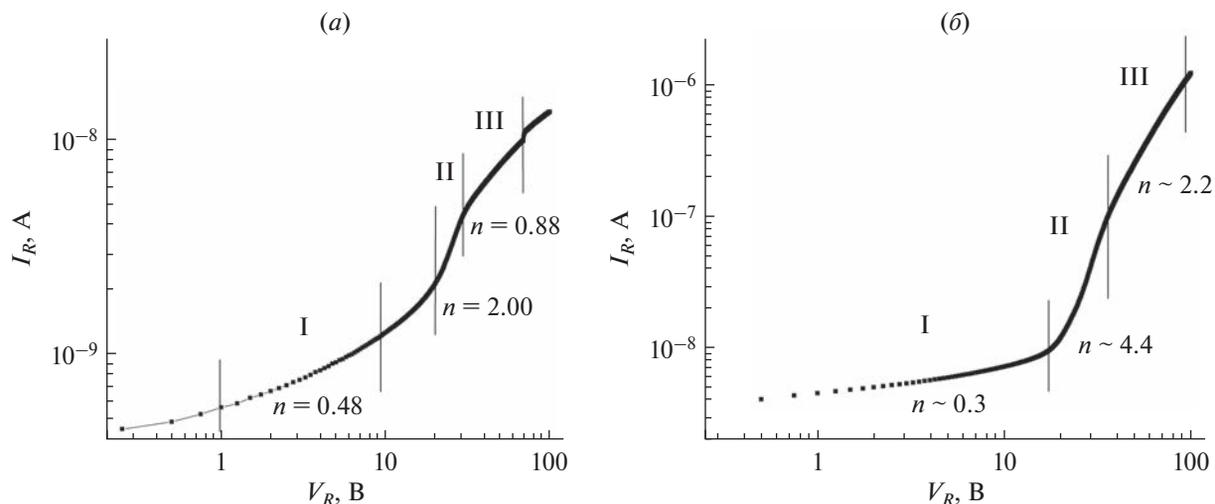
Приборы изготавливались на пластинах кремния *p*-типа проводимости ориентации (100), выращенного методом бестигельной зонной плавки, с номинальным удельным сопротивлением 1000 Ом см. Область *p*<sup>+</sup>-типа анода (изотипный переход) создавалась имплантацией ионов бора во всю поверхность непланарной стороны пластины, области *n*<sup>+</sup>-типа катода и охранного кольца формировались диффузией фосфора из газовой фазы в планарную сторону пластины. Измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик (соответственно далее в тексте ВАХ и ВФХ) проводились на измерителе параметров полупроводниковых приборов *Agilent B1500A* с зондовой станцией *Cascade Summit 11000B-AP* в диапазоне температур -30...70°C с шагом 10°C. Спектры релаксационной спектроскопии глубоких уровней (*DLTS*) измерялись при обратном смещении -5 В в режимах заполнения ловушек основными и неосновными носителями заряда. В первом случае напряжение заполнения составляло 0 В, а во втором - +2 В. Длительность импульса заполнения равнялась 0.01 с, окно скорости эмиссии - 19 с<sup>-1</sup>. Облучение  $\gamma$ -квантами производилось от источника  $^{60}\text{Co}$  дозами ( $\Phi$ ) до  $2 \times 10^{15}$  квант/см<sup>2</sup>.

## 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Ранее было установлено [3], что для исходных *p-i-n*-фотодиодов имеет место отклонение формы

обратной ветви темновой вольт-амперной характеристики от идеальной. На ВАХ при обратном смещении можно выделить три области изменения тока в зависимости от приложенного напряжения: сублинейную, суперлинейную и линейную, обусловленные различными механизмами генерационно-рекомбинационных процессов в области обеднения *p-n*-перехода и неоднородным распределением технологических (фоновых) примесей по объему кристалла. Образующиеся при облучении  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  первичные радиационные дефекты (вакансии и междоузельные атомы), формирующие дополнительные генерационно-рекомбинационные центры, будут взаимодействовать с ростовыми и посттехнологическими структурными нарушениями. Данное взаимодействие должно приводить к изменению электрофизических параметров *p-i-n*-фотодиодов.

На рис. 1 приведены ВАХ темновых токов фоточувствительной области и охранного кольца (кривые 1 и 2 соответственно) исходного фотодиода и после воздействия  $\gamma$ -квантов (соответственно кривые 3, 4) при температуре 20°C. После облучения *p-i-n*-фотодиодов наблюдается значительное увеличение темнового тока как фоточувствительной области, так и охранного кольца более, чем на порядок. Как для исходных, так и для облученных *p-i-n*-фотодиодов обратный темновой ток возрастает с увеличением обратного смещения, что обусловлено генерационно-рекомбинационными процессами в области обеднения [4]. Это связано с увеличением составляющей тока, обусловленной генерацией



**Рис. 2.** ВАХ темновых токов фоточувствительной области необлученных *p-i-n*-фотодиодов (а) и после облучения  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$   $\Phi = 1 \times 10^{15}$  квант/см<sup>2</sup> (б) при  $T = 20^\circ\text{C}$  в двойном логарифмическом масштабе.

носителей заряда с глубоких энергетических уровней радиационных дефектов. Так же возможно образование инверсионного канала между охранном кольцом и фоточувствительной областью из-за наличия пострadiационных заряженных центров как на границе раздела Si–SiO<sub>2</sub>, так и в прилегающих к ней областях. Вольт-амперные характеристики *p-i-n*-фотодиодов после облучения  $\gamma$ -квантами во всех случаях удовлетворительно описывается зависимостью  $I_R \sim (V_R)^n$ . Кривые для фоточувствительной области и для охранного кольца в обоих случаях качественно похожи, и для исходных приборов, и для облученных  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$ : на темновых ВАХ диода при обратном смещении наблюдаются ступеньки вблизи  $V_1 \approx 25$  В и  $V_2 \approx 70$  В. Это связано, как ранее было предположено [3], с термической генерацией носителей заряда с глубоких уровней и неоднородным распределением технологических примесей с глубокими уровнями по объему кристалла.

На рис. 2 представлены вольт-амперные характеристики исходных и облученных  $\gamma$ -квантами дозой  $1 \times 10^{15}$  квант/см<sup>2</sup> *p-i-n*-фотодиодов в двойном логарифмическом масштабе. Несмотря на то, что в результате облучения обратный ток возрос более, чем на порядок, форма кривой зависимости тока от приложенного обратного напряжения качественно не изменилась, т.е. по-прежнему имеют место три области с различной зависимостью тока от напряжения (сублинейная, суперлинейная и линейная), находящиеся в тех же местах, что и для необлученных фотодиодов. Данный экспериментальный факт свидетельствует, что неоднородности, обусловленные микродефектами, не изменили своего пространственного расположения.

Возрастание обратного тока в области I (напряжение смещения составляет 0–10 В), скорее всего, связано с образованием в процессе облучения новых рекомбинационных центров радиационного происхождения. Небольшое уменьшение показателя *n* в процессе облучения возможно обусловлено изменением градиента концентрации носителей заряда на границе области обеднения. Наибольшие изменения претерпела область II (напряжение смещения от 20 до 35 В), связанная, как ранее предполагалось [3], с остаточными технологическими дефектами (дислокации, дислокационные петли, стержнеобразные дефекты и т.п.) и величина *n* изменилась от 2.0 до 4.4. Вероятно, в процессе облучения произошла трансформация остаточных дефектов: они “оделись в шубу” из радиационных дефектов, которые в свою очередь проявились как рекомбинационные центры. Область III (напряжение смещения более 35 В) также претерпела существенные изменения, и величина *n* возросла от 0.8 до 2.2. По-видимому, в этой области, так же, как и в области II, это связано с остаточными дефектами, но в данном случае это два различных типа дефектов. Из исследований зависимостей обратного тока от температуры при  $V_R = 10, 25$  и  $60$  В (рис. 3) установлено, что в областях I и II величину обратного тока приборов определяют глубокие центры с энергетическими уровнями  $\Delta E_i = 0.28\text{--}0.29$  эВ, причем в области II их концентрация существенно выше. В области III обратный ток прибора определяют глубокие центры с энергетическими уровнями  $\Delta E_i = 0.46$  эВ. Следует отметить, что наклоны температурных зависимостей обратного тока для фоточувствительной области и охранного кольца как исходных *p-i-n*-фотодиодов, так и после облучения  $\gamma$ -квантами одинаковы (рис. 4).

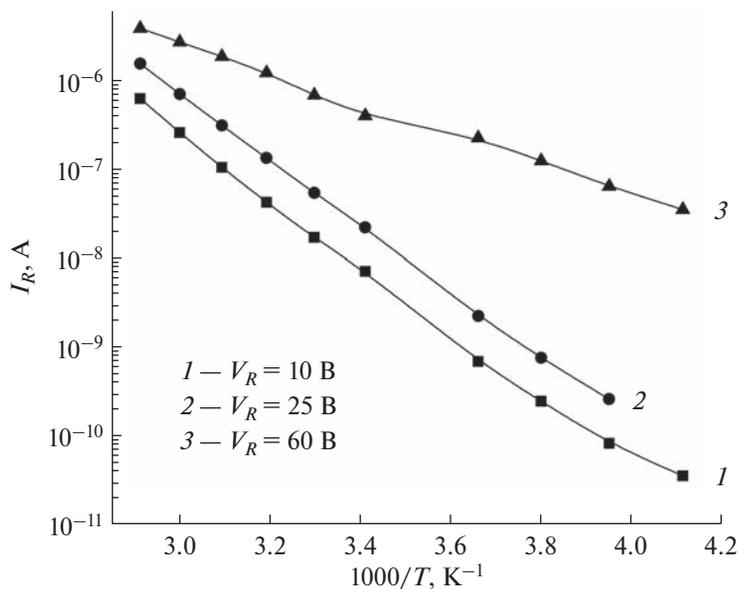


Рис. 3. Температурные зависимости темного тока при обратном смещении  $V_R = 10, 25$  и  $60$  В фоточувствительной области  $p-i-n$ -фотодиода после воздействия  $\gamma$ -излучения  $^{60}\text{Co}$  ( $\Phi = 1 \times 10^{15}$  квант/см $^2$ ).

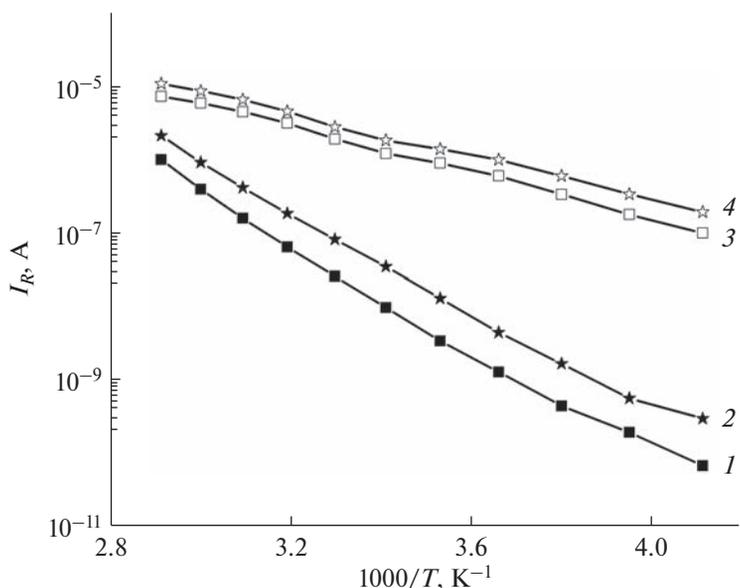
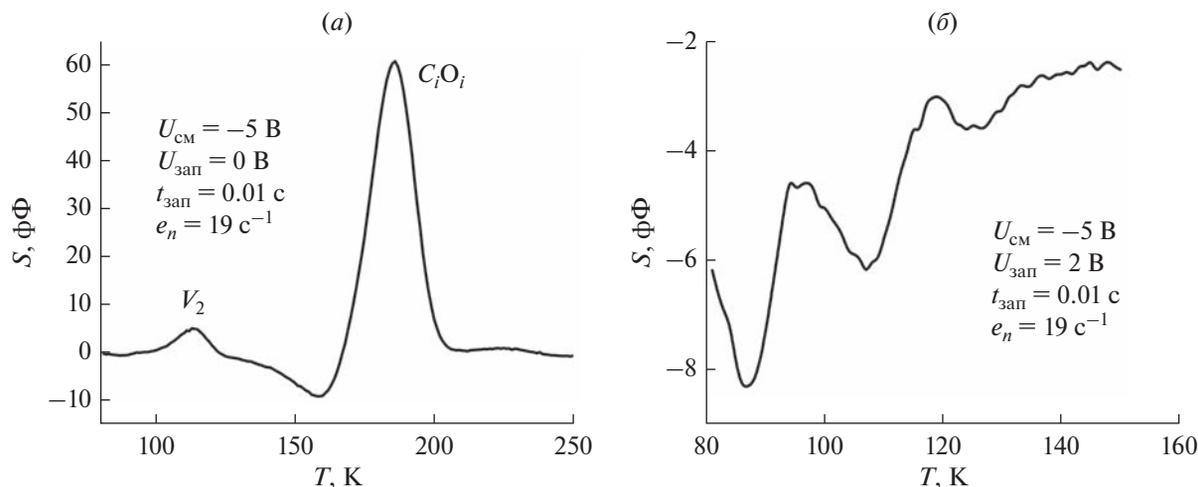


Рис. 4. Температурные зависимости темного обратного тока фоточувствительной области (1) и охранного кольца (2) исходного  $p-i-n$ -фотодиода и после воздействия  $\gamma$ -излучения (соответственно, 3 и 4) при обратном смещении  $V_R = 100$  В.

Это свидетельствует о том, что обратный ток и в фоточувствительной области, и в охранном кольце обусловлен одними и теми же генерационно-рекомбинационными процессами, т.е. одними и теми же видами структурных дефектов.

Из измерений *DLTS* в режиме перезарядки уровней ловушек основными носителями заряда установлено, что после облучения  $\gamma$ -квантами спектры имеют типичный вид для кремния  $p$ -ти-

па, выращенного по методу бестигельной зонной плавки (рис. 5а). Первый пик (начиная с низких температур) соответствует уровню дивакансии в кремнии  $p$ -типа, второй — комплексу междуузельный углерод-междуузельный кислород ( $C_iO_i$ ). На спектрах в режиме инжекции (режим перезарядки уровней ловушек неосновными носителями заряда) дополнительных сигналов, обусловленных радиационными дефектами, не наблюда-



**Рис. 5.** Спектры *DLTS* *p-i-n*-фотодиода, облученного  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  ( $\Phi = 2 \times 10^{15}$  квант/см $^2$ ).  
 (а) – Спектры в режиме перезарядки уровней ловушек основными носителями заряда.  
 (б) – Спектры в режиме перезарядки уровней ловушек неосновными носителями заряда. Параметры измерений указаны на рисунках.  $t_{\text{зап}}$  – длительность импульса,  $e_n$  – окно скорости эмиссии.

ется (рис. 5б). При облучении кремния  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  (энергия  $\sim 1.25$  МэВ) основным механизмом взаимодействия высокоэнергетических частиц с матрицей является Комптон-эффект. При этом происходит рассеяние  $\gamma$ -кванта на валентных электронах атомов основного вещества с образованием быстрых электронов, производящих формирование первичных радиационных дефектов – пар Френкеля (вакансия и междоузельный атом). Следует отметить, что отличительной особенностью радиационного дефектообразования при облучении  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  является практически однородное формирование радиационных дефектов по объему полупроводника. В результате взаимодействия компонентов пар Френкеля между собой, с основными легирующими и технологическими примесями, а также с размерными дефектами структуры формируется широкий спектр радиационных дефектов, определяемый, прежде всего, примесным составом и структурным совершенством матрицы [5]. В высокоомном монокристаллическом кремнии *p*-типа, выращенном по методу бестигельной зонной плавки, такими центрами являются дивакансия и комплекс междоузельный углерод-междоузельный кислород  $C_iO_i$  [5, 6]. Таким образом, в нашем случае новых видов радиационных дефектов в результате облучения обнаружено не было. Этот экспериментальный факт подтверждает выше высказанное предположение о том, что в процессе облучения произошла трансформация остаточных дефектов: они “оделись в шубу” из “традиционных” для высокоомного кремния *p*-типа радиационных дефектов, которые в свою очередь проявились как рекомбинационные центры.

При анализе полученных результатов следует учитывать, что исследования *DLTS* производились при напряжениях смещения, не превышающих 10 В, т.е. исследования соответствовали области I вольт-амперной характеристики.

Дополнительно с целью установления причин наблюдающихся особенностей вольт-амперных характеристик облученных *p-i-n*-фотодиодов, проведено исследование вольт-фарадных характеристик приборов. Из данных измерения ВФХ облученных *p-i-n*-фотодиодов следует, что зависимость барьерной емкости ( $C_b$ ) исследуемого прибора от приложенного обратного напряжения после облучения не изменила свой характер и имеет вид  $1/C_b^2 \sim V_R$  (рис. 6).

Однако, как видно из представленного на рис. 7а относительного изменения барьерной емкости, в результате воздействия облучения  $\gamma$ -квантами при напряжении внешнего смещения  $V_R \leq 1$  В происходит увеличение  $C_b$  по сравнению с необлученными образцами. В то же время при приложении внешнего смещения в диапазоне от 1 до 20 В величина барьерной емкости после облучения снизилась по сравнению с исходной. Поскольку размеры области пространственного заряда *p-n*-перехода ( $W$ ) обратно пропорциональны его барьерной емкости ( $W \sim 1/C_b$ ) [4], то, как видно из рис. 7б, область обеднения в результате облучения также изменила свою толщину. Причем при различных прикладываемых обратных напряжениях эти относительные изменения так же, как и барьерная емкость, имеют различный характер. При напряжениях смещения менее 1 В она уменьшилась, а при напряжениях смещения свыше 1 В – возросла.

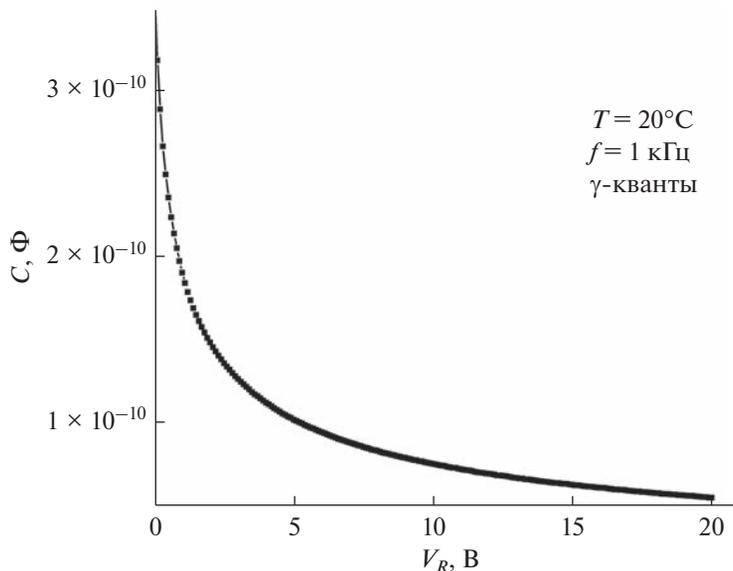


Рис. 6. Зависимость барьерной емкости *p-i-n*-фотодиода, облученного  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  дозой  $\Phi = 1 \times 10^{15}$  квант/см $^2$ , от приложенного обратного напряжения.

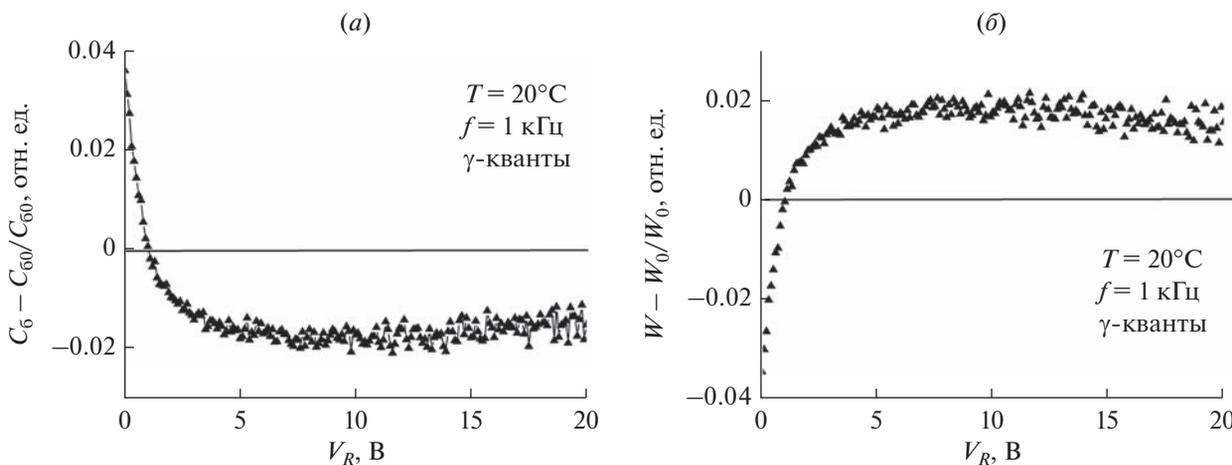


Рис. 7. Зависимость относительного изменения барьерной емкости (а) и относительного изменения области обеднения (б) *p-i-n*-фотодиода от приложенного обратного напряжения после облучения  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  дозой  $\Phi = 1 \times 10^{15}$  квант/см $^2$ .  $C_{\phi 0}$  – величина барьерной емкости необлученного *p-i-n*-фотодиода.  $W_0$  – величина области обеднения необлученного *p-i-n*-фотодиода.

В случае резкого несимметричного перехода барьерная емкость определяется выражением [4]

$$C_{\phi} \equiv \frac{dQ_c}{dV} = \frac{\epsilon_s}{W} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_B}{2}} \left( V_{bi} \pm V - \frac{2kT}{q} \right)^{-1/2} = \frac{\epsilon_s}{\sqrt{2L_D}} (\beta V_{bi} \pm \beta V - 2)^{-1/2}, \tag{1}$$

а  $W \sim (V_{bi} + V_R)^{1/2}$ , где  $V_R$  – приложенное напряжение. В свою очередь

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{qN_B}}, \tag{2}$$

где  $N_B = N_D$  или  $N_A$  в слабелегированной части *p-n*-перехода, а контактная разность потенциалов

$$qV_{bi} = E_g - (qV_n + qV_p) = kT \ln \left( \frac{n_{n0} p_{p0}}{n_i^2} \right) \approx kT \ln \left( \frac{N_A N_D}{n_i^2} \right), \tag{3}$$

где  $E_g$  – ширина запрещенной зоны;  $qV_n$  и  $qV_p$  – положение уровня Ферми в запрещенной зоне относительно дна зоны проводимости в полупроводнике  $n$ -типа и относительно потолка валентной зоны в полупроводнике  $p$ -типа;  $n_{n0}$  и  $p_{p0}$  – равновесные концентрации электронов и дырок в полупроводнике  $n$ -типа и  $p$ -типа, соответственно;  $N_D$  и  $N_A$  – концентрации доноров и акцепторов;  $n_i$  – собственная концентрация носителей заряда в полупроводнике,  $\epsilon_s$  – диэлектрическая проницаемость полупроводника,  $V_{bi}$  – контактная разность потенциалов.

Для объяснения наблюдаемых изменений барьерной емкости и области обеднения в результате воздействия радиации был проведен анализ поведения контактной разности потенциалов при облучении  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  на основе выражения (3). Установлено, что при дозе облучения  $\gamma$ -квантами  $\Phi = 1 \times 10^{15} \text{ см}^{-2}$  концентрация основных носителей заряда снизилась только на  $3.1 \times 10^{11} \text{ см}^{-3}$ , т.е. имеет место очень малое изменение концентрации свободных носителей заряда. Следовательно, возрастание обратного тока  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов в результате облучения  $\gamma$ -квантами не может быть связано только с компенсацией  $i$ -области и увеличением размеров области обеднения. Контактная разность потенциалов в результате облучения вышеуказанной дозой  $\gamma$ -квантов уменьшилась на 0.0592 В, т.е. произошла компенсация основной легирующей примеси в базе диода вследствие генерации радиационных дефектов. Это привело к уменьшению области обеднения при  $V_R < V_{bi}$  в согласии с выражениями (1) и (2) и, как следствие, увеличению барьерной емкости после облучения. При  $V_R > V_{bi}$  вследствие компенсации радиационными дефектами  $i$ -области толщина области обеднения увеличилась, а барьерная емкость соответственно уменьшилась. При этом, как было сказано выше, в результате облучения происходило формирование только известных видов радиационных дефектов, которые генерируются практически однородно по всему объему полупроводника. Таким образом, основной причиной возрастания обратного тока  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов в результате облучения  $\gamma$ -квантами является образование генерационно-рекомбинационных центров радиационного происхождения вследствие конденсации первичных радиационных дефектов (компонентов пар Френкеля) на технологических остаточных дефектах структуры, сформированных как в процессе выращивания монокристаллов кремния, так и при последующих высокотемпературных технологических обработках в процессе формирования приборов. Причем данные технологические остаточные дефекты, скорее всего, распределены неравномерно по объему базы  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов, о чем свидетельствует наличие

трех областей различного поведения обратного тока на вольт-амперных характеристиках, как исходных, так и облученных приборов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Установлено, что в результате облучения  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов  $\gamma$ -квантами  $^{60}\text{Co}$  дозами до  $2 \times 10^{15} \text{ квант/см}^2$  происходит увеличение обратного темнового тока более, чем на порядок. Однако форма кривой зависимости тока от приложенного обратного напряжения качественно не изменилась – имеют место три области с различной зависимостью тока от напряжения, которая во всех случаях удовлетворительно описывается выражением  $I_R \sim (V_R)^n$ . Возрастание обратного тока в области I (напряжение обратного смещения 0–10 В), скорее всего, связано с образованием в процессе облучения рекомбинационных центров радиационного происхождения. Небольшое уменьшение показателя  $n$  в процессе облучения возможно связано с изменением градиента концентрации носителей заряда на границе области обеднения. Наибольшие изменения претерпела область II (напряжение обратного смещения 20–35 В), связанная с остаточными технологическими дефектами. Вероятно, в процессе облучения произошла трансформация остаточных дефектов: они “оделись в шубу” из радиационных дефектов, которые в свою очередь проявились как рекомбинационные центры. Область III (напряжение обратного смещения более 35 В), связанная с остаточными дефектами, также претерпела существенные изменения, однако, как следует из температурных зависимостей обратного тока, это другой тип дефектов. Зависимость барьерной емкости от приложенного обратного напряжения в результате облучения не изменила свой характер и имеет вид  $1/C_0^2 \sim V_R$ . Однако, при напряжениях смещения менее 1 В она уменьшилась, а при напряжениях свыше 1 В – возросла. Соответственно область обеднения при напряжениях смещения менее 1 В увеличилась, а при напряжениях свыше 1 В – уменьшилась. Это обусловлено изменением при облучении контактной разности потенциалов вследствие компенсации радиационными дефектами  $i$ -области. Показано, что основной причиной возрастания обратного тока  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов в результате облучения  $\gamma$ -квантами является образование генерационно-рекомбинационных центров радиационного происхождения вследствие конденсации первичных радиационных дефектов (вакансий и/или собственных междоузельных атомов) на технологических остаточных дефектах структуры, сформировавшихся как во время выращивания монокристаллов кремния, так и при последующих высокотемпературных обработках в процессе формирования приборов.

### КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы заявляют, что у них конфликт интересов отсутствует.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Pereira do Carmo J., Moebius B., Pfennigbauer M., Bond R., Bakalski I., Foster M., Bellis S., Humphries M., Fisackerly R., Houdou B.* Imaging lidars for space applications // Novel Optical Systems Design and Optimization XI.2008. V. 7061. P. 70610J-01–70610J-12.
2. *De Carlo P.M., Roberto L., Marano G., L'Abbate M., Oricchio D., Venditti P.* // Intersatellite link for earth observation satellites constellation // SPACEOPS, Roma, Italy. 2006. P. 19–23.
3. *Оджаев В.Б., Петлицкий А.Н., Просолович В.С., Филипеня В.А., Шестовский Д.В., Явид В.Ю., Янковский Ю.Н., Мавланов Г.Х., Исмайлов Б.К., Кенжаев З.Т.* Электрофизические параметры *p-i-n*-фотодиодов // Сборник научных трудов II международной научной конференции “Наноструктурные полупроводниковые материалы в фотоэнергетике”, Ташкент, Узбекистан, 19–20 ноября 2021. Ташкент: ТашГТУ, 2021. С. 24–29.
4. *Sze S.M., Lee M.K.* Semiconductor Devices: Physics and Technology. Pub. 3. John Wiley & Sons Singapore Pte. Limited, 2012. 582 p.
5. Вопросы радиационной технологии полупроводников / Под ред. Смирнова Л.С. Новосибирск: Изд-во “Наука”, Сибирское отделение, 1980. 296 с.
6. *Макаренко Л.Ф., Ластовский С.Б., Гаубас Э., Павлов Е., Молл М., Якушевич А.С., Мурын Л.И.* Инжекционный отжиг комплекса собственное димеждоузлие–кислород в кремнии *p*-типа // Весці Нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Серыя фізіка-матэматычных навук. 2018. Т. 54. № 2. С. 220–228.

**БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ**© 2023 г. Ю. К. Альтудов<sup>1</sup>, \*, Д. С. Гаев<sup>1</sup>, А. В. Псху<sup>2</sup>, С. Ш. Рехвиашвили<sup>2</sup><sup>1</sup>Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х.М. Бербекова,  
ул. Чернышевского, 173, Нальчик, 360004 Россия<sup>2</sup>Институт прикладной математики и автоматизации КБНЦ РАН,  
ул. Шортанова, 89А, Нальчик, 360000 Россия

\*E-mail: rsergo@mail.ru

Поступила в редакцию 02.08.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Исследованы свойства биполярного  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора при воздействии на него немодулированного некогерентного излучения, создаваемого “белым” светодиодом. Измерены статические и динамические характеристики транзистора при различных интенсивностях воздействия. Показано, что изменение характеристик транзистора при оптическом воздействии обусловлено увеличением времени жизни неравновесных носителей заряда и фотовольтаическим эффектом в  $p$ - $n$ -переходах. По указанным причинам происходит возрастание коэффициента усиления, снижение порога переключения и повышение быстродействия транзистора. Полученные результаты применимы как для создания быстродействующих транзисторов, так и интегральных микросхем принципиально нового типа.

*Ключевые слова:* биполярный транзистор, оптическое излучение, время жизни неравновесных носителей заряда, фотовольтаический эффект, статические и динамические характеристики

DOI: 10.31857/S0544126923600240, EDN: CSXYVP

**1. ВВЕДЕНИЕ**

Для интегральных схем цифровых устройств и микропроцессоров вместе с увеличением плотности компоновки активных элементов важнейшей является задача повышения быстродействия. Все существующие методы повышения быстродействия интегральных схем подразделяются на два типа: конструктивно-технологические и схемотехнические. Конструктивно-технологические методы включают в себя миниатюризацию активных и пассивных компонентов на чипе, уменьшение паразитных емкостей, работу в режимах с высокими значениями плотностей токов базы и коллектора или тока стока, снижение перепадов напряжений между низкими и высокими уровнями в сигналах. Схемотехнические методы позволяют для одной и той же технологической структуры чипа достичь высокоскоростной работы путем реализации тех или иных схемных решений. Здесь можно выделить форсирование динамического режима посредством корректирующих цепей, использование фиксирующих и шунтирующих диодов, нелинейной обратной связи и токовых переключателей.

Повышение быстродействия периферийных цифровых устройств возможно с применением приборов и принципов оптоэлектроники. Хоро-

шо известны следующие оптоэлектронные приборы [1–3]. Фототранзистор и фототиристор представляют собой приборы, в которых вместо управляющих электродов используется освещение полупроводниковых слоев. Фототиристор отличается тем, что источник света – светодиод из GaAs – встроен в единый корпус с кремниевой тиристорной структурой. На практике широко применяются оптроны, которые состоят из излучателя и фотоприемника в едином корпусе. Как правило, в качестве излучателя используется светодиод. Фотоприемниками служат фоторезисторы, фотодиоды, биполярные и полевые фототранзисторы, фототиристоры. Принцип работы приборов оптоэлектроники заключается в гальванической развязке в управляющих цепях с помощью преобразования оптических сигналов в электрические сигналы. Это осуществляется за счет внутреннего фотоэффекта: при освещении полупроводниковой структуры в ней происходит генерация электронно-дырочных пар и тем самым создается управляющий сигнал. По своим функциям оптопары могут заменять трансформаторы. Оптический изолятор на продольном магнитооптическом эффекте может выступать в качестве силового затвора для снижения рассеиваемой мощности. Известны, кроме того, различные тех-

нические решения для оптоэлектронных интегральных схем [4, 5]. Такие интегральные микросхемы, как правило, представляют собой приемники или передатчики оптических сигналов, которые могут использоваться, например, в волоконно-оптических линиях связи.

Общим недостатком оптоэлектронных приборов является их неприменимость в качестве логических элементов для производства интегральных схем цифровых устройств и микропроцессоров с высокой плотностью компоновки. В настоящей статье ищутся новые пути обхода данной проблемы и проводится исследование работы биполярного транзистора при воздействии на него модулированного оптического излучения (*оптической накачки*). Подход предложен и обоснован в [6] для увеличения быстродействия транзисторов и транзисторных интегральных схем. Главное отличие данного подхода от известных технических решений в оптоэлектронике заключается в отсутствии физических и конструктивных ограничений, порождаемых гальванической развязкой в управляющих цепях. Традиционная структура биполярного транзистора с электродом базы сохраняется, но дополняется внешним источником непрерывного оптического излучения. По нашему мнению, принцип оптической накачки имеет многообещающие перспективы применения в интегральной электронике.

## 2. ЭКСПЕРИМЕНТ

Исследовалась кремниевая планарная транзисторная структура *n-p-n*-типа со следующими статическими параметрами: коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером в активном режиме  $\beta_F = 60$ ; напряжение Эрли в активном режиме  $V_{AF} = 12$  В. В качестве источника излучения использовался маломощный “белый” SMD-светодиод. Транзисторная структура и светодиод были размещены в едином герметичном корпусе так, чтобы светодиод равномерно освещал поверхность транзисторной структуры. Интенсивность засветки регулировалась путем изменения напряжения на светодиоде. Прибор включался по схеме с общим эмиттером (рис. 1). Были измерены передаточная характеристика по напряжению, выходная вольтамперная характеристика и осциллограммы переменных сигналов (рис. 2–4). Измерены также зависимости коэффициента  $\beta_F$  и фотоэдс холостого хода на переходах транзистора от мощности постоянного электрического сигнала на светодиоде (рис. 5, 6).

С целью установления физического механизма влияния фоновой засветки на параметры биполярной транзисторной структуры проводилось измерение времени жизни неравновесных носителей заряда (НЗ) по затуханию фотопроводимо-

сти. В качестве образца использовался кремний марки КДБ-1, имеющий свойства базы исследованной транзисторной структуры. Результаты измерений представлены на рис. 7.

На всех рисунках зависимости (*a*) и (*b*) были получены соответственно с выключенной и включенной фоновой засветкой.

## 3. ОБСУЖДЕНИЕ

На поверхность транзисторной структуры в процессе ее работы от излучателя падает стационарный и непрерывный поток фотонов. В результате в транзисторной структуре происходит постоянная генерация и рекомбинация неравновесных электронно-дырочных пар, увеличиваются токи основных и неосновных НЗ в активных областях. Это влечет за собой уменьшение напряжения открытия ( $V_{BE} < 0.6$  В), рост коэффициента  $\beta_F$ , который зависит от эффективности эмиттера, ускорение переноса неосновных НЗ в базе и уменьшение скорости поверхностной рекомбинации. Уменьшение напряжения открытия приводит к уменьшению порогового напряжения схемы (в нашем случае имеется простой инвертор), сужению диапазона переключения между низкими и высокими уровнями сигналов и уменьшению потребляемой мощности. Отметим, что толщина слоя монокристаллического кремния, в котором происходит почти полное поглощение широкополосного электромагнитного излучения, составляет сотни микрометров [7]. Таким образом, можно утверждать, что с помощью внешнего излучателя создается объемная оптическая накачка прибора.

Из рис. 2–5 можно видеть, что действие светодиода приводит к эффективному уменьшению порога переключения, увеличению выходного тока и заметному снижению среднего времени задержки выходного сигнала. Анализ выходных вольтамперных характеристик показывает, что происходит увеличение напряжения Эрли в активном режиме более, чем в два раза. Анализ переходного процесса показывает, что при облучении транзистора происходит уменьшение постоянной времени коллекторной цепи. Путем применения излучателя можно также добиться значительного (более, чем в три раза!) увеличения коэффициента передачи  $\beta_F$ . Здесь в широком диапазоне изменения мощности  $P$  имеет место линейная зависимость, приведенная на рис. 5. Подчеркнем, что наклон передаточной характеристики по напряжению и частота единичного усиления схемы на рис. 1 прямо пропорциональны  $\beta_F$ .

В качестве излучателя допустимо использовать маломощный полупроводниковый лазер, что позволит создавать направленное излучение и усилить существующие эффекты. В целом, име-

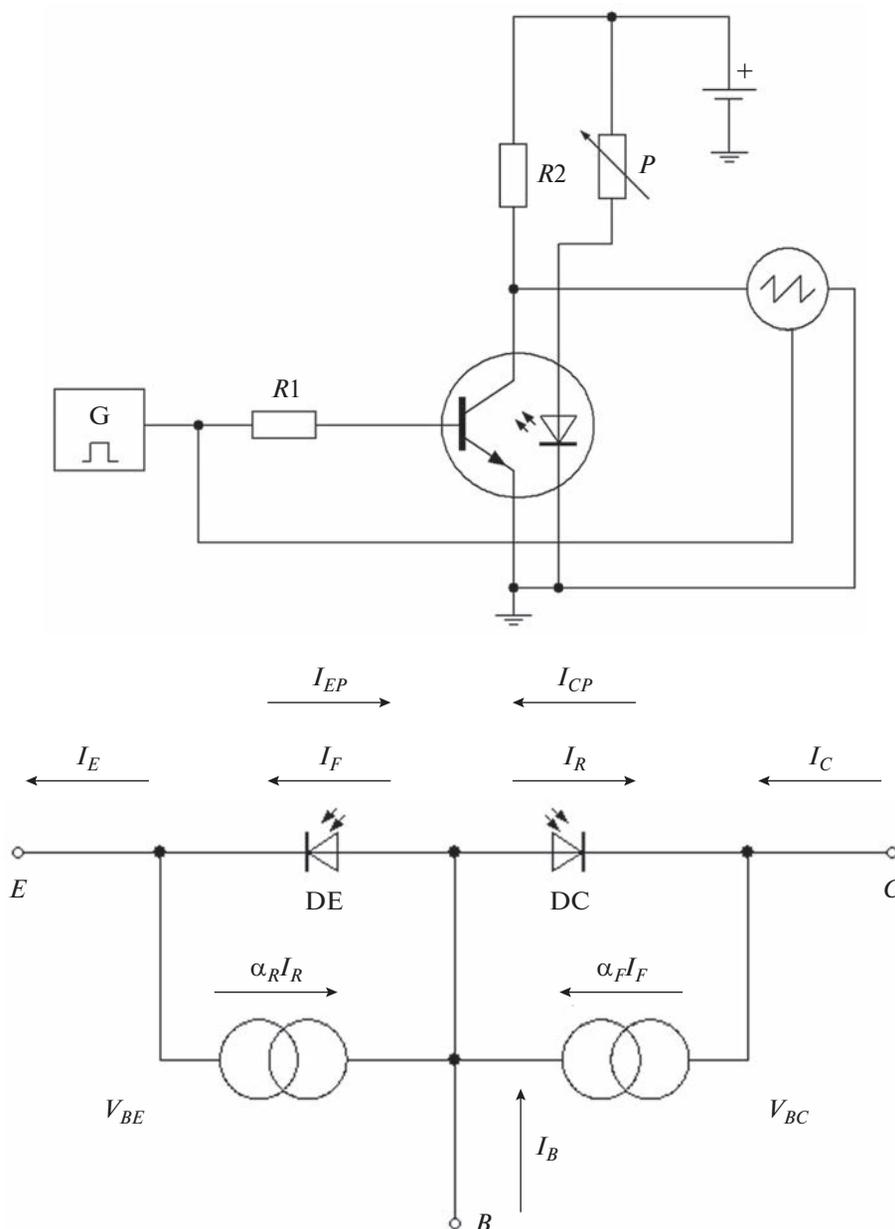


Рис. 1. Схема измерения параметров транзисторной структуры и ее эквивалентная схема.

ются достаточные основания полагать, что оптимизация конструкции полупроводниковых приборов и интегральных схем с использованием рассматриваемого способа может приводить к улучшению их статических и динамических характеристик.

Рассуждая на качественном уровне, нужно иметь в виду, что эффективность эмиттера и перенос НЗ в базе  $n-p-n$ -транзистора определяются факторами ([8], §7.3):  $(L_p/W_B)$  и  $(L_n/W_B)^2$ , где  $W_B$  – ширина квазинейтральной области базы,  $L_n$  и  $L_p$  – диффузионные длины электронов в базе

и дырок в эмиттере транзистора. Отсюда следует, что увеличение коэффициента  $\beta_F$  должно быть непосредственно связано с увеличением диффузионных длин и времен жизни неосновных НЗ при облучении. Дополнительные эксперименты по релаксации фотопроводимости надежно подтверждают этот вывод и показывают (рис. 7), что в образце при его немодулированной некогерентной засветке происходит увеличение времени жизни НЗ более, чем на 50%. Уменьшение амплитуды сигнала фотопроводимости при действии фоновой засветки вызвано, по всей вероятности, снижением концентрации импульсно генерируе-

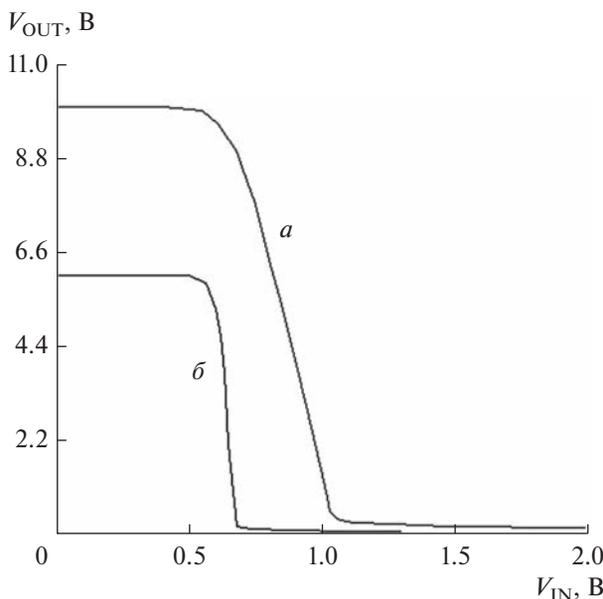


Рис. 2. Передаточные характеристики схемы по напряжению.

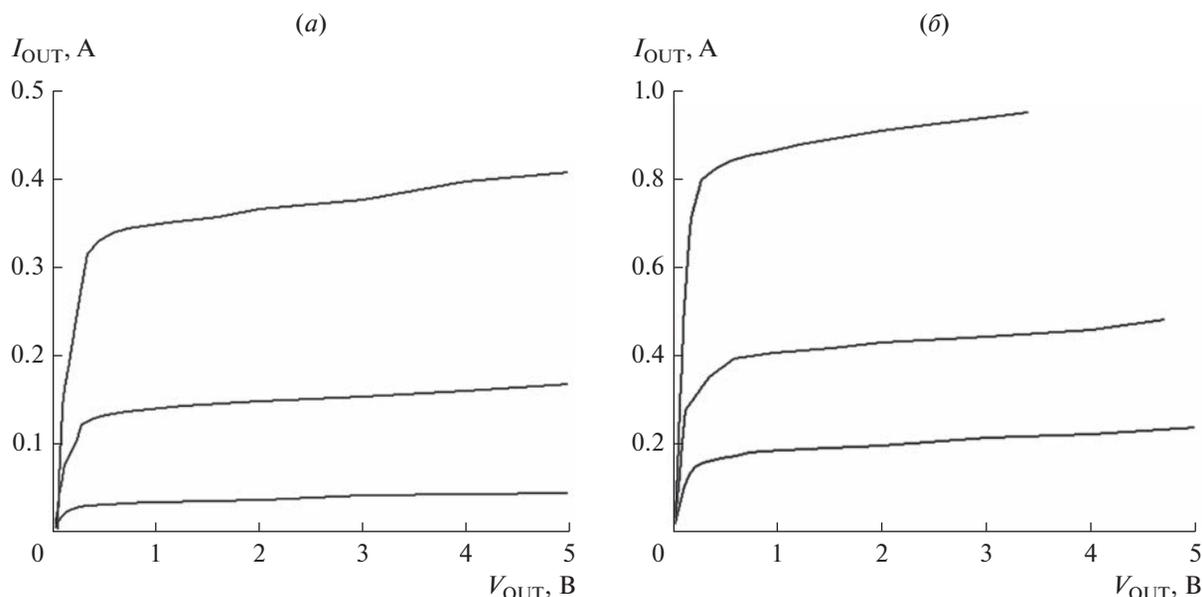


Рис. 3. Выходные вольтамперные характеристики схемы.

мых НЗ. Похожие результаты были получены в работах [9, 10] при измерении СВЧ-проводимости в кремнии и объяснялись авторами образованием экситонов. В работах [11, 12] было указано на влияние в близких физических условиях поверхностной рекомбинации, которая должна сказываться на работе транзистора.

Обнаруженное нами изменение статических характеристик свидетельствует не только о возрастании времени жизни НЗ, но и о влиянии фотовольтаического эффекта вблизи  $p$ - $n$ -переходов.

Прямое подтверждение этому дают измерения фотоэдс, результаты которых представлены на рис. 6. Уместно вдобавок отметить, что генерация фототоков наблюдается при импульсном лазерном воздействии на GaAs полевые транзисторы с затвором Шоттки и интегральные усилители на псевдоморфных транзисторах с высокой подвижностью электронов [13]. В связи с этим, а также сообразно парадигме модели Эберса–Молла ([8], §7.2), исследованную транзисторную структуру можно представить в виде двух фотодиодов, включенных навстречу друг другу (рис. 1). В рам-



Рис. 4. Осциллограммы ВЧ-сигналов в схеме: красный – входной сигнал; синий – выходной сигнал.

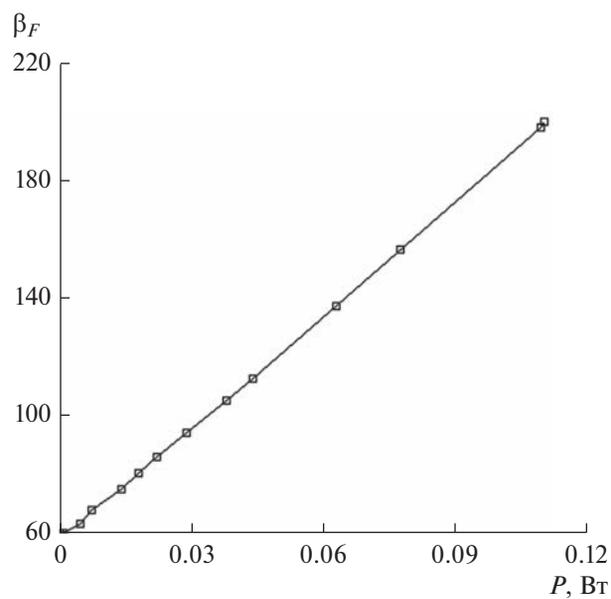


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи тока базы в схеме с общим эмиттером от электрической мощности фоновой засветки.

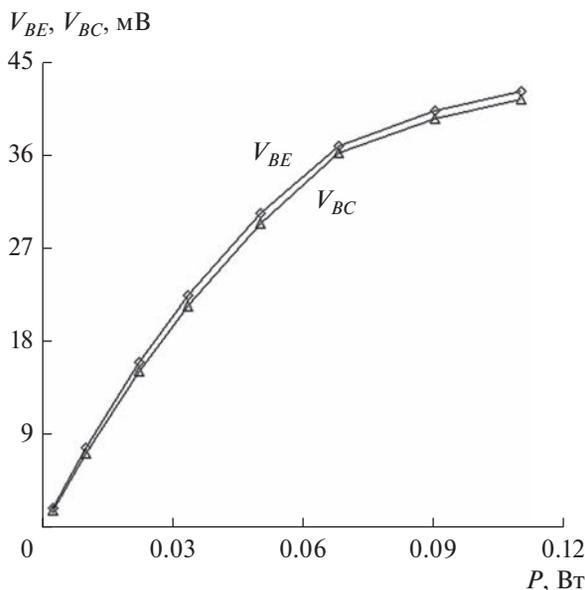


Рис. 6. Зависимости напряжений холостого хода эмиттерного  $V_{BE}$  и коллекторного  $V_{BC}$  переходов от электрической мощности фоновой засветки.

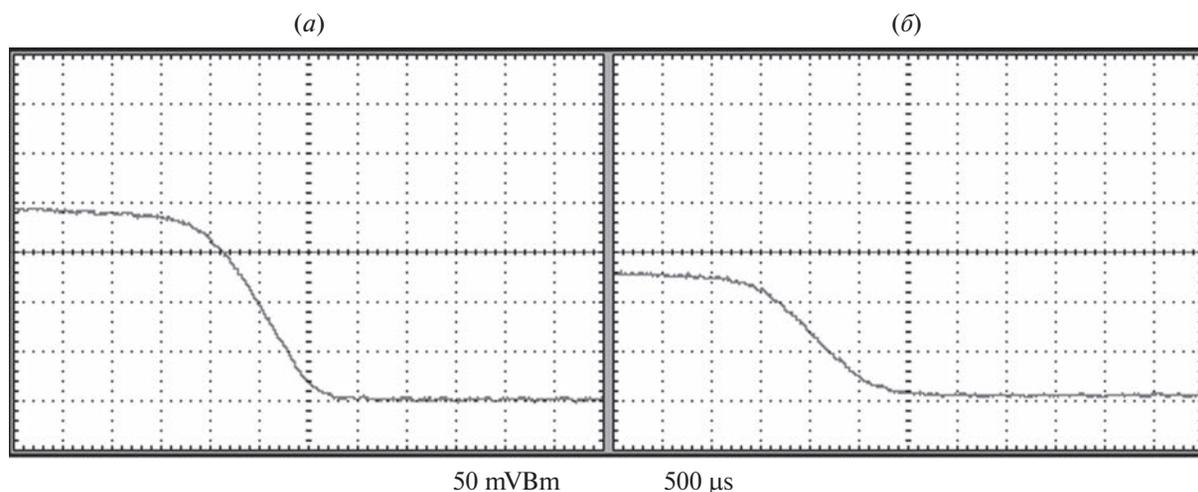


Рис. 7. Осциллограммы сигналов фотопроводимости.

ках такого представления несложно получить выражения для токов эмиттера, коллектора и базы:

$$I_E = I_E^* - \Delta I_E, \quad I_C = I_C^* - \Delta I_C, \quad I_B = I_E - I_C,$$

$$\begin{bmatrix} I_E^* \\ I_C^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ES} & -\alpha_R I_{CS} \\ \alpha_F I_{ES} & -I_{CS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f(V_{BE}/V_T) \\ f(V_{BC}/V_T) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_E \\ \Delta I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_R \\ \alpha_F & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{EP} \\ I_{CP} \end{bmatrix},$$

$$f(x) = \exp(x) - 1,$$

где  $\alpha_F$  и  $\alpha_R$  – коэффициенты передачи токов эмиттера и коллектора в схеме с общей базой в ак-

тивном и инверсном режимах,  $I_E^*$  и  $I_C^*$  – токи эмиттера и коллектора эквивалентного невозмущенного транзистора с действующими значениями коэффициентов передачи, соответствующими заданному уровню фоновой засветки,  $I_{EP}$  и  $I_{CP}$  – фототоки эмиттерного и коллекторного переходов,  $I_{ES}$  и  $I_{CS}$  – темновые токи насыщения эмиттерного и коллекторного переходов,  $V_T = kT/q$  – температурный потенциал, равный 26 мВ при температуре 300 К. В данной модели наглядно

разделяются вклады от разных физических процессов — генерация и рекомбинация НЗ описываются через коэффициенты  $\alpha_F$  и  $\alpha_R$ , приращения токов  $\Delta I_E$  и  $\Delta I_C$  учитывают фотовольтаический эффект. Как и в обычном фототранзисторе, индуцированные фототоки  $I_{EP}$  и  $I_{CP}$  при заданном постоянном уровне засветки могут модулироваться внешними напряжениями на эмиттерном и коллекторном переходах. При  $I_{EP} = I_{CP} = 0$  имеем стандартную модель Эберса—Молла.

С нашей точки зрения, помимо предположительного образования экситонов [10], складывается еще и следующая физическая картина. Как известно, в отсутствие равновесия в зоне проводимости и валентной зоне полупроводника может возникнуть такое распределение НЗ, которое будет отвечать вырожденному равновесному полупроводнику  $n$ - и  $p$ -типа (т.н. двойное вырождение). В нашем случае это реализуется вследствие оптической накачки. В реальных полупроводниковых кристаллах на границах зон плотность состояний никогда не бывает нулевой. Такие несовершенства структуры, как примесные атомы, точечные дефекты и дислокации приводят к образованию мелких уровней и хвостов плотности состояний, которые приблизительно экспоненциально убывают вглубь запрещенной зоны. Образующиеся хвосты, как правило, играют роль ловушек и всегда проявляются в спектрах оптического поглощения. При высоком уровне инжекции сгенерированные электроны и дырки захватываются на уровни хвостов, поэтому их зарядовые состояния изменяются. Согласно теории Шокли—Рида—Холла, времена жизни электронов и дырок обратно пропорциональны концентрациям ловушек и коэффициентам захвата, которые определяются кулоновским притяжением зарядов. Непрерывная засветка, по-видимому, приводит к уменьшению количества активных ловушек вместе с коэффициентами захвата. Это происходит потому, что ловушки при больших концентрациях неравновесных НЗ очень быстро заполняются и уже перестают эффективно взаимодействовать с подвижными НЗ. В итоге времена жизни импульсно сгенерированных электронов и дырок возрастают. Мы не исключаем, что центры рекомбинации, в частности многозарядные центры [14], в условиях непрерывной фотогенерации неравновесных НЗ могут превращаться в квазистационарные центры прилипания ([15], с. 330). Наличие таких центров прилипания также приводит к увеличению времени жизни НЗ ([15], с. 96). Наконец, обратим внимание на еще одно обстоятельство. В легированных полупроводниковых кристаллах захват неосновных НЗ ловушками вызывает увеличение концентрации подвижных основных НЗ (в нашем случае это дырки), что приводит к увеличению фотопроводимости [16].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изучена работа планарной транзисторной структуры  $n$ - $p$ - $n$ -типа при воздействии на нее постоянного оптического излучения, создаваемого “белым” SMD-светодиодом. Показано, что непрерывная фоновая засветка позволяет повысить быстродействие прибора. Физически это объясняется двумя причинами. Во-первых, при высоких значениях концентраций генерируемых электронов и дырок роль ловушек снижается и диффузионные длины и времена жизни электронов и дырок возрастают. Во-вторых, в  $p$ - $n$ -переходах возникает фотовольтаический эффект, который приводит к появлению добавочных токов в транзисторной структуре.

Выявлены следующие недостатки прибора: 1) длительное время релаксации после выключения излучателя; 2) влияние флуктуаций параметров излучателя; 3) возрастание неравновесного фликкер-шума в структуре из-за оптического воздействия [17]. Перечисленные недостатки частично или даже полностью устраняются конструктивно-технологическими приемами и методами.

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электроника. Энциклопедический словарь. Гл. ред. Колесников В.Г. М.: Сов. энциклопедия, 1991. С. 348–351.
2. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника. М.: Радио и связь, 1989. 360 с.
3. Розеншер Э., Винтер Б. Оптоэлектроника. М.: Техносфера, 2004. 592 с.
4. Agrawal G.P., Dutta N.K. Photonic and optoelectronic integrated circuits. In: Semiconductor Lasers. Springer, Boston, MA. 1993. P. 530–546.
5. Zimmermann H. Silicon optoelectronic integrated circuits. Springer International Publishing, 2018. 441 p.
6. Рехвиашвили С.Ш., Нарожнов В.В. Способ повышения быстродействия транзисторов и транзисторных интегральных схем. Патент РФ № 2799113. Приоритет от 18.03.2022.
7. Косяченко Л.А., Грушко Е.В., Микитюк Т.И. Поглощательная способность полупроводников, используемых в производстве солнечных панелей // ФТП. 2012. Т. 46. № 4. С. 482–486. [пер. Kosyachenko L.A., Grushko E.V., Mikityuk T.I. Absorptivity of semiconductors used in the production of solar cell panels // Semiconductors. 2012. V. 46. № 4. P. 466–470.]
8. Тилл У., Лаксон Дж. Интегральные схемы. Материалы, приборы, изготовление. М.: Мир, 1985. 504 с.
9. Бородовский П.А., Булдыгин А.Ф., Токарев А.С. О некоторых эффектах, наблюдаемых при СВЧ-измерениях времени жизни в слитках кремния // Микроэлектроника. 2006. Т. 35. № 6. С. 403–408. [пер. Borodovskii P.A., Buldygin A.F., Tokarev A.S. On

- some effects observed in microwave measurements of the lifetime in silicon ingots // *Russian Microelectronics*. 2006. V. 45. № 6. P. 345–349.]
10. *Бородовский П.А., Булдыгин А.Ф., Голод С.В.* Аномальная релаксация фотопроводимости в кремнии при высоких уровнях инжекции // *ФТП*. 2009. Т. 43. № 3. С. 329–331. [пер. *Borodovskii P.A., Buldygin A.F., Golod S.V.* Anomalous relaxation of photoconductivity in silicon at high excitation levels // *Semiconductors*. 2009. V. 43. № 3. P. 310–312.]
  11. *Кобелева С.П., Юрчук С.Ю., Ярынчак М.А., Калинин В.В.* Влияние поверхностной рекомбинации на измерение времени жизни в слитках монокристаллического кремния // *Известия ВУЗов. Материалы электронной техники*. 2006. № 4. С. 17–20.
  12. *Анфимов И.М., Кобелева С.П., Пыльнев А.В., Щемеров И.В., Егоров Д.С., Юрчук С.Ю.* К вопросу об определении объемного времени жизни по спаду фотопроводимости на непассивированных образцах монокристаллического кремния // *Известия ВУЗов. Материалы электронной техники*. 2016. Т. 19. № 3. С. 210–216. [пер. *Anfimov I.M., Kobeleva S.P., Pylnev A.V., Schemerov I.V., Egorov D.S., Yurchuk S.Yu.* On the problem of determining the bulk lifetime by photoconductivity decay on the unpassivated samples of monocrystalline silicon // *Russian Microelectronics*. 2017. V. 46. № 8. P. 585–590.]
  13. *Пашенцев В.Н.* Изменение характеристик полупроводниковых структур СВЧ-усилителей под воздействием импульсного лазерного излучения // *ЖТФ*. 2021. Т. 91. № 11. С. 1715–1721. [пер. *Pashentsev V.N.* Changes in the characteristics of semiconductor structures of microwave amplifiers under the action of pulsed laser radiation // *Technical Physics*. 2022. V. 67. № 14. P. 2236–2242.]
  14. *Евстропов В.В., Киселев К.В., Петрович И.Л., Царенков Б.В.* Скорость рекомбинации через многоуровневый (многозарядный) центр // *ФТП*. 1984. Т. 18. № 5. С. 902–912.
  15. *Быюб Р.* Фотопроводимость твердых тел. М.: Изд-во иностр. лит., 1962. 558 с.
  16. *Fan H.Y.* Effect of traps on carrier injection in semiconductors // *Phys. Rev.* 1953. V. 92. № 6. P. 1424–1428.
  17. *Дьяконова Н.В., Левинштейн М.Е., Румянцев С.Л.* Природа объемного шума 1/f в GaAs и Si (обзор) // *ФТП*. 1991. Т. 25. № 12. С. 2065–2104. [пер. *Dyakonova N.V., Levinshtein M.E., Rumyantsev S.L.* Nature of the bulk 1/f noise in GaAs and Si // *Sov. Phys. Semicond.* 1991. V. 25. № 12. P. 1241–1265.]

## ПРОТОТИПЫ ПРИБОРОВ ГЕТЕРОГЕННОЙ ГИБРИДНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ С ВСТРОЕННЫМ БИОМОЛЕКУЛЯРНЫМ ДОМЕНОМ

© 2023 г. М. А. Баранов<sup>1</sup>, \*, Э. К. Карсеева<sup>1</sup>, О. Ю. Цыбин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,  
ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251 Россия

\*E-mail: baranovma1993@gmail.com

Поступила в редакцию 30.05.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Макромолекулярная система, встраиваемая в полупроводниковый микроэлектронный прибор, рассмотрена в виде биомолекулярного нано или микро размерного домена, выполняющего функции преобразования акустоэлектронных и электромагнитных сигналов. Обсуждены вопросы выбора веществ, структурного, динамического и функционального состояния домена, а также физические основы его взаимодействия с элементами матрицы. Методом суперкомпьютерного неравновесного моделирования молекулярной динамики исследован процесс возбуждения вынужденных колебаний в молекулах аминокислот (на примерах глицина, триптофана, дифенил-L-аланина) при воздействии коротких (10–100 пс) пакетов электрических сигналов ИК диапазона с несущей частотой в интервале 0.5–125 ТГц. Акустоэлектронная интерпретация генерации колебаний осуществлена с помощью адаптированной эквивалентной схемы пептидной группы. Приведены примеры разрабатываемых прототипов гетерогенных приборов. Сделан вывод о том, что встраиваемые биомолекулярные домены могут стать основой многофункциональной элементной базы, перспективной для преобразования сигналов в гибридной микроэлектронике.

*Ключевые слова:* молекулярная динамика, компьютерное моделирование, аминокислота, биомолекулярная электроника

DOI: 10.31857/S0544126923600185, EDN: UXDIUD

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современной микроэлектронике признана необходимость прорывных научно-технических решений. Основные факторы этого состоят в глобальной значимости электроники, проблемах и противоречиях ее современного развития, а также в накопленных в последние десятилетия научно-технических и технологических знаниях, которые могут быть использованы для осуществления преобразований. Требуется многократное увеличение скорости сбора и обработки больших объемов данных в геоинформационных системах, глобальной экономике, астрофизике, задачах искусственного интеллекта и машинного обучения, кристаллографии, криптографии, системах защиты данных, регистрации и распознавании изображений, в аналитических и регистрирующих устройствах, например, научных, технологических, медицинских, а также в томографии, спектроскопии, масс-спектрометрии и др. Необходимы вычислительные системы, готовые к решению задач высшей сложности, например,

моделирования и вычислений объектов Вселенной, глобального климата и погоды, крупномасштабных катаклизмов в природе и деятельности человека, объектов и процессов живой природы: клеток, организмов, головного мозга, других органов, молекулярной медицины, и т.д. Должна быть создана электроника, содержащая высокоэффективные электронные системы с принципиально новыми элементами и архитектурой [1, 2]. Заявлены актуальные направления поиска новых систем микроэлектроники, в которых реализуются альтернативные вычислительные состояния; термодинамически неравновесные микросистемы; инновационные механизмы передачи энергии и информации на микроскопические расстояния; наномасштабное управление тепловым режимом; управляемая самосборка сложных наноструктур [2]. В этих системах привлекают внимание исключительные свойства биологических молекул, которые в электронике можно представить как наноразмерные сверхширокополосные комплексы связанных квантовых осцилляторов, устойчивых, универсальных и способных к эффективной об-

работке потока данных. Альтернативную архитектуру гибридных приборов характеризует функциональное расположение на одном микроэлектронном интегральном чипе взаимосвязанных устройств, включая встроенные элементы памяти и другие вычислительные компоненты. Интеграция в масштабе чипа признана важной для будущих информационных технологий как объединение твердотельной и биомолекулярной электроники, фотоники и плазмоники. Встроенные биомолекулярные комплексы (БМК) способны привнести в гибридную микроэлектронику требуемое высокое быстродействие при сверхмалых потоках энергии [3]. Например, быстрая фотонная модуляция возможна с использованием органических электрооптических материалов, в которых фемтосекундный отклик на изменяющиеся во времени электрические поля определяется фазовой релаксацией сопряженной  $\pi$ -электронной системы [4]. Фотохромные соединения рассматриваются как перспективные молекулярные переключатели для создания элементов молекулярной электроники и фотоники, а также устройств памяти [5–7]. Высокоэффективная, “гипер” функциональная природная архитектура биологических объектов в сочетании с устойчивой квантовой “идентичностью” молекул, внутримолекулярной “сверхпроводимостью” при биологической температуре, большая пространственная плотность информации (1 бит в объеме не более  $0.1 \text{ нм}^3$ ) и высокое быстродействие (время реакции до единиц фс), низкие стоимость и экологическая нагрузка в синергетическом сочетании с высокоразвитой технологией полупроводниковой наноэлектроники должны будут обеспечить перспективную “гиперэлектронику”, которая радикально превзойдет по своим функциональным возможностям “классическую” полупроводниковую электронику [8, 9]. В БМК для микроэлектроники важнейшим вопросом можно назвать взаимодействие с электромагнитным полем (ЭМП). В отличие от биосенсоров, реализация биохимических реакций, как одной из составляющих функционирования приборов, не выступает необходимостью. В последние годы в научно-технической литературе осуществление подобных планов предложено в ряде вариантов, которые можно оценивать, однако, как предварительные [10].

Признано, что гетерогенное гибридное объединение полупроводниковых устройств с биомолекулярными, биологическими и био-инспирированными системами имеет основания стать в ближайшем будущем одним из критических источников инноваций в микроэлектронике [2]. Актуальные задачи включают поиск требуемых для микроэлектроники биомолекулярных веществ и их состояний, формирование БМК и их исследование в процессах воздействия ЭМП и преобразования акустоэлектронных сигналов.

В данной статье методом суперкомпьютерного неравновесного моделирования молекулярной динамики исследован процесс возбуждения вынужденных колебаний в молекулах аминокислот (на примерах глицина, триптофана, дифенил-L-аланина) при воздействии коротких (10–100 пс) видеоимпульсов, а также пакетов электрических сигналов ТГц и ИК диапазонов с частотой в интервале 0.5–125 ТГц. Предложена адаптированная эквивалентная схема пептидных групп, с помощью которой осуществляется акустоэлектронная интерпретация генерации колебаний. Рассмотрены положения, согласно которым система, встраиваемая в полупроводниковый микроэлектронный прибор, представлена в виде биомолекулярного нано или микро размерного домена, состоящего из аминокислот, пептидов или белков и выполняющего функции преобразования акустических и электромагнитных сигналов. Обсуждаются вопросы выбора веществ, динамических, структурных и функциональных свойств домена, а также физические основы его взаимодействия с элементами матрицы. Сделан вывод о том, что такие встраиваемые домены, или импланты, перспективны для преобразования сигналов в гетерогенной гибридной микроэлектронике.

## 2. ВЫБОР ВЕЩЕСТВ, ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СВОЙСТВ ДОМЕНОВ

Ряд известных микроэлектронных приборов реализован в виде гетерогенных гибридов полупроводниковой матрицы с ДНК и крупными белковыми молекулами с использованием электропроводности и биологической функции импланта [5, 6, 11]. Исследования находятся в стадии поиска идей и прототипов, и при рассмотрении альтернативных вариантов стали выделять такие биомолекулы, как аминокислоты и малые пептиды.

Учитывая большее количество составляющих молекулу атомов, многообразие вторичных и более высоких структур, а также возможное наличие иных, кроме аминокислотных остатков, включений, белковые БМК выглядят существенно сложнее по сравнению с аминокислотами, имеют огромное разнообразие структурных, динамических и функциональных характеристик, которые воспроизводятся с большой точностью только статистически. В первичных цепях биомолекул пептидные группы в виде аминокислотных остатков служат основными “строительными блоками”, однако этим блокам в разработках прототипов микроэлектроники уделено значительно меньшее внимание, чем построенным из них белковым молекулам. Аминокислоты являются базовыми элементами биомолекул, их отличает сравнительно простая структурная схема и, соответственно, более широкие идентичность, стабильность и

универсальность. Аминокислотные БМК характеризуются почти идеальной повторяемостью, способностью к самоорганизации, а также простотой производства, низкой стоимостью и экологически чистой технологией [12–16].

Встраиваемые БМК можно рассматривать в классическом и квантовом приближениях как нано- или микроразмерные биомолекулярные домены (БМД), в которых собраны молекулы, объединенные пептидными, межмолекулярными и иными связями. Доменный подход является новым и мало изученным, имеющим некоторые аналогии с малыми частицами и квантовыми точками. Типичные БМД в виде нанокристаллов, кластеров, пленок состоят, например, из 1–100 и более биомолекул, локализованных в объеме 1–100 нм<sup>3</sup>. Требуется определить их функциональные возможности.

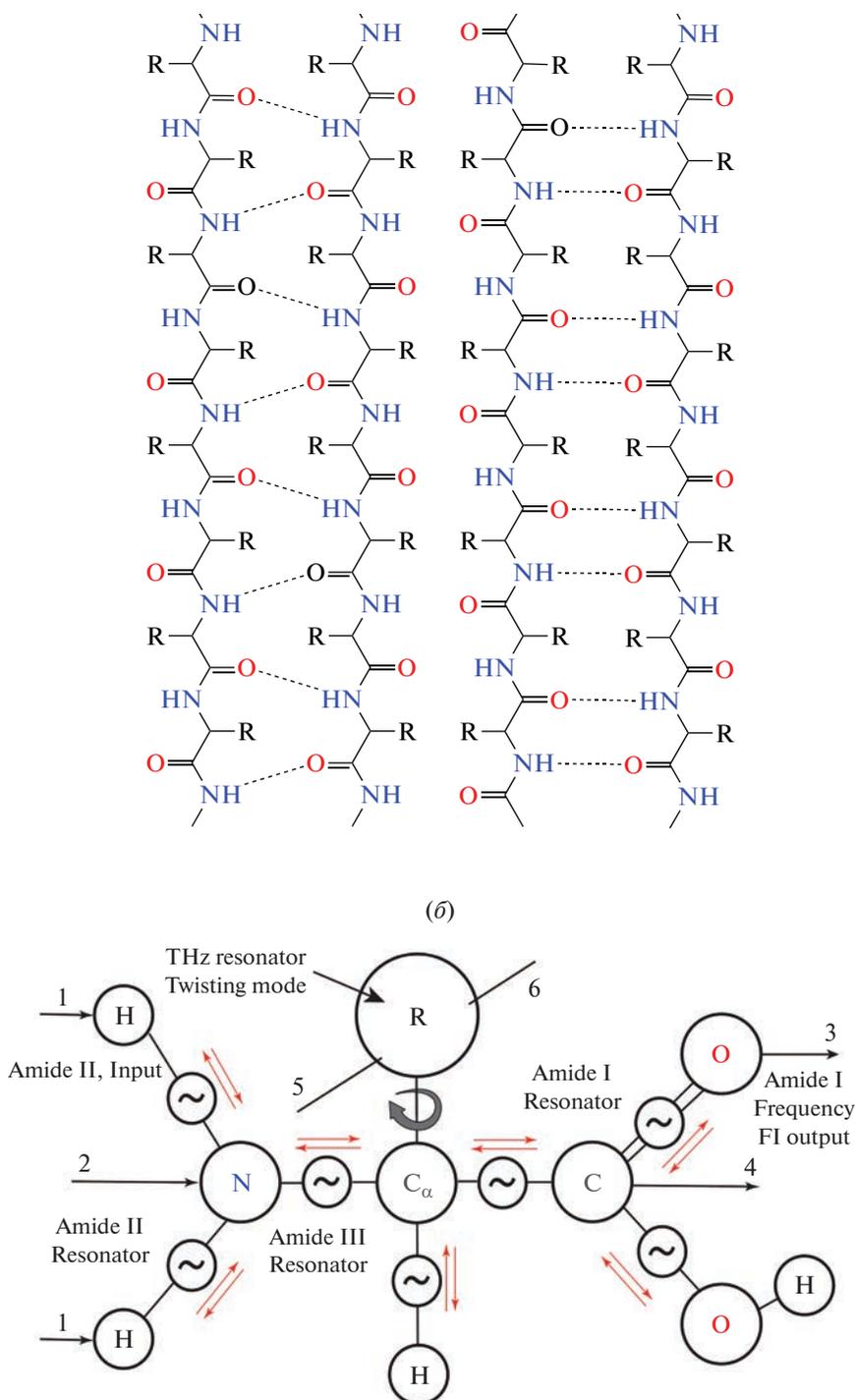
Рассмотрим подходы к определению структурных, динамических и функциональных свойств БМД. В биологических и физико-химических науках структуру первичной цепи пептидов и белков обычно изображают с аминокислотными группами в геометризованном виде, в котором показаны только структурные связи, а функциональные свойства межатомных связей не обозначены. Например, так показана на рис. 1а структурная схема параллельного и антипараллельного бета-листов типичной белковой молекулы. Такие бета-листы стабильны и воспроизводимы, они могут быть использованы как быстродействующие акустоэлектронные наносоединители элементов, а сеть динамических состояний каждой аминокислотной группы как линию передачи сигналов в микроэлектронной нано телекоммуникационной цепи [17–19]. Межатомные связи, взаимодействия и состояния обусловлены перераспределенными электронными подсистемами атомов, динамика которых в локальных реализациях зависит от движения ядерной и электронной подсистем. Распределение электронной плотности имеет повышенные значения в локальных областях межатомных валентных связей, и модулируется колебаниями атомов. В результате возможен синхронизм волновых процессов на основе квазигармонических колебаний электронной и ядерной подсистем атомов. Это выражается в дискретном спектре частот амплитудно-временной реализации динамических локальных дипольных моментов [20].

Применительно к задачам микроэлектроники, структуру аминокислотной группы в первичной цепи пептидов и белков целесообразно представить в виде адаптированной эквивалентной схемы, учитывающей физические свойства межатомных связей по отношению к электромагнитным взаимодействиям и колебательным состояниям (рис. 1а, 1б). Пептидная группа в эквивалентной

схеме представляется в виде многополюсника, содержащего внутренние активные элементы – осцилляторы и их “контакты” с внешними акустоэлектронными цепями (рис. 1). Собственные состояния осцилляторов в нулевом внешнем ЭМП или акустическом поле задаются квазиравновесными самосогласованными колебаниями, зависящими от частоты и температуры осциллятора, а неравновесные вынужденные локальные и коллективные колебания возбуждаются внешними силовыми полями.

Локальные колебания при нулевом ЭМП внешнего облучения, согласованные с собственным полем, реализуются преимущественно в среднем и ближнем ИК, а также в видимом диапазонах. Коллективные, распределенные, колебания в белках реализуются в диапазоне частот 10<sup>9</sup>–10<sup>12</sup> Гц, то есть в ГГц–ТГц и дальнем ИК диапазонах, где осуществляют эффективное управление конформациями, биохимическими реакциями и переносом биологической энергии [21]. Г. Фрелих в [21] обосновал модель, в которой БМ при внешнем электромагнитном облучении рассматривается как открытая система, а сценарий активации нормальных колебательных мод подобен квантовой конденсации Бозе–Эйнштейна. Особенности этой модели целесообразно учитывать при исследовании облучения БМ высокочастотным ЭМП соответствующего диапазона частот в условиях резонансных взаимодействий. На рис. 1б показаны типичные локальные осцилляторы в цепях передачи электромагнитных и акустических сигналов, образующих известную универсальную внутримолекулярную сеть в аминокислотах [22–31]. Девять характерных колебательных полос локальных осцилляторов являются основными в ИК-спектре (называемых амидами А, В, I, II, III, ...), в которых амиды I расположены между 1600 и 1700 см<sup>-1</sup>, амиды II между 1500 и 1600 см<sup>-1</sup> [32]. Невозмущенный резонанс С=О группы (Amide I) находится на частоте 1688 см<sup>-1</sup>, при этом частота смещается при наличии воды или других растворителей, а также зависит от конформации. Симметричный резонанс N–H группы (Amide II) соответствует частотам 1530–1580 см<sup>-1</sup>, асимметричный N–H<sub>2</sub> – 3333 см<sup>-1</sup>. Резонанс Ca–N (Amide III) соответствует частотам 1200–1340 см<sup>-1</sup>.

Коллективные колебания обусловлены динамикой групп атомов на относительно более низких частотах. Дальние диполь-дипольные взаимодействия в водородных цепях возникают, когда атом водорода ковалентно связан с атомом с высокой электроотрицательностью (обычно кислород). Диполь создается путем децентрализации электронного облака вокруг электроотрицательного атома. Соответственно, модель коллективных акустоэлектронных осцилляторов представляется возможной для упрощенного описания



**Рис. 1.** Структурная схема (а) параллельного (а, слева) и антипараллельного (а, справа) бета-листов типичной белковой молекулы. Эквивалентная схема (б) аминокислотной группы с учетом электромагнитных и акустических связей локальных акустоэлектронных осцилляторов, представленная в виде многополюсника с “контактами” электронных, электромагнитных и колебательных связей (1, 2 – “входные” контакты с предыдущими группами, 3, 4 – “выходные” контакты с последующими группами в первичной белковой цепи; 1, 3 – связи с водородными цепями; 5, 6 – связи боковой цепи).

динамики процессов в водородных цепях. В отличие от локальных атом-атомных диполей, распределенные волноведущие структуры образованы водородными O–H связями, в которых могут рас-

пространяться волны, например, в виде солитонов Давыдова [31].

В известных литературных источниках принято называть частотой волновое число, вычисляе-

мое для электромагнитной волны, распространяющейся со скоростью света. При этом значение длины электромагнитной волны, обратное этому числу, значительно превышает размер молекулы, и соответствует измерениям волн, осуществляемому на значительном удалении от молекулы, как, например, в экспериментальной спектроскопии. Для определения длины акустической волны, возбуждаемой в молекуле, исходим из скорости распространения гиперзвука в цепи осциллятора, составляющей порядка  $10^3$  м/с, и получаем существенно меньшую длину волны, соизмеримую с размерами молекулы. Соответственно, активные элементы на схеме (рис. 1б) могут представлять собой полосовые или резонансные усилители и генераторы акустических и электромагнитных, в частности, электрических, сигналов. На основании теории Фрелиха можно принять, что поглощенная энергия облучающего ЭМП переводит избранные генераторы и усилители преимущественно в селективные активные состояния, а не перераспределяет ее равномерно по степеням свободы молекулы. Предлагаемая упрощенная эквивалентная схема представляется полезной в гетерогибридной микроэлектронике для интерпретации и качественного анализа собственных и вынужденных локальных и коллективных колебаний, распространения акустических и электромагнитных сигналов и других электродинамических явлений, реализуемых в пептидных группах первичной цепи. Воспользуемся далее эквивалентной схемой (рис. 1б) для интерпретации динамических характеристик молекул аминокислот во внешнем ЭМП, получаемых компьютерным моделированием методами молекулярной динамики (МД).

### 3. ВНУТРИМОЛЕКУЛЯРНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ И ЛОКАЛЬНЫЕ ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПЕПТИДНЫХ ГРУППАХ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ ТГц И ИК ДИАПАЗОНОВ

Реализация МД позволяет выявлять не только внутримолекулярные колебания в самосогласованном собственном поле, но также и сценарии переходных процессов и вынужденных колебаний во внешнем облучающем ЭМП [20, 33, 34]. В содержательном обзоре [33] рассмотрены способы включения статических и переменных полей в различные формы компьютерного моделирования, а также полученные характеристики биомолекул и биологических сред. Прямое моделирование МД в различных полях существенно дополняет новыми данными результаты равновесного рассмотрения, обосновывает методику и результаты спектроскопических исследований. В [20] разработана и применена методика супер-

компьютерной МД для записи амплитудно-временной реализации суммарного дипольного момента единичной молекулы, что позволило преобразованием Фурье вычислить спектры собственных локальных и вынужденных локальных осцилляторов в ТГц и ИК диапазонах частот. Рассмотрены динамические сценарии в импульсах облучения большой длительности порядка 500–1000 пс, однако для сценариев переходных процессов и переизлучения в микроэлектронных приборах более значимыми являются характеристики сверхбыстрых явлений, на один-два порядка короче по длительности. Используя разработанный в [20] суперкомпьютерный программно-вычислительный комплекс на базе Санкт-Петербургского Политехнического университета Петра Великого, оснащенный кластером “РСК-Торнадо” с пиковой производительностью  $10^{15}$  терафлопс 668 двухпроцессорных узлов (Intel Xeon E5 2697 v3), из которых 56 имеют два ускорителя вычислений NVIDIA K40, здесь мы впервые рассмотрели переходные процессы локальных осцилляторов в аминокислотах глицин, триптофан, дифенилаланин. Для каждого атома системы решали уравнение динамики Ньютона, по временным шагам определяли координаты атомов, параметры силового поля, температуру системы, давление и т. п. В результате получали мгновенные значения координат и скорости атомов, используя которые вычисляли зависимости от времени значений интегрального электрического дипольного момента (ЭДМ)  $\vec{D}(t)$  путем суммирования парциальных моментов:

$$\vec{D}(t) = \sum_{n=1}^N q_n [\vec{r}_n(t) - \vec{r}_n(0)]. \quad (1)$$

Здесь  $\vec{r}_n(0)$  – радиус-вектор пространственного положения заряда  $q_n$  в момент времени  $t = 0$ ,  $\vec{r}_n(t)$  – его текущее значение. Последовательность значений амплитудно-временной реализации интегрального ЭДМ  $\vec{D}(t)$  (уравнение (1)) представляла суперпозицию локальных колебаний внутримолекулярных атомных осцилляторов при воздействии единичных коротких электрических импульсов с длительностью огибающей 10–100 пс без заполнения, а также и с заполнением несущей на частотах ИК диапазона. Импульсы с заполнением создавали плоско-поляризованное электрическое поле на частотах приблизительно 0.5–125 ТГц с амплитудой размаха (0.01–1) В/нм. Заполняющее напряжение задавали в виде прямоуглольного симметричного меандра с фронтами длительностью не более 1 фс. Подобная форма волны, удобная в нашем случае для исследования динамики биомолекул, была использована ранее лишь при исследовании свойств воды в диапазо-

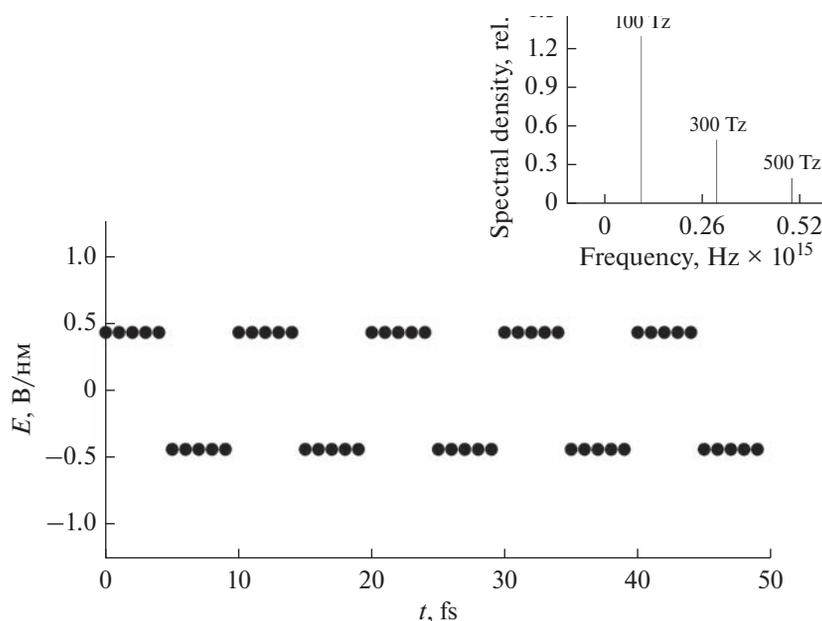


Рис. 2. Эпо́ра электрического поля на резонансной частоте  $3333 \text{ см}^{-1}$  с гармониками (показаны на врезке), соответствующего формуле (1) и амплитудно-временным реализациям на рис. 3.

не частот 20–500 ГГц [35]. Полученные типичные амплитудно-временные и Фурье-спектральные характеристики интегрального ЭДМ представлены на рис. 2–3. Частотный спектр меандра был

представлен типичным набором нечетных гармоник, учитывались изменения спектра при включении импульсной огибающей в соответствии с формулой:

$$S(\omega) \sim \tau A \left[ \frac{\sin\left(\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}} + \frac{1}{3} \frac{\sin\left(\frac{(\omega - 3\omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega - 3\omega_0)\tau}{2}} + \frac{1}{5} \frac{\sin\left(\frac{(\omega - 5\omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega - 5\omega_0)\tau}{2}} \right], \quad (2)$$

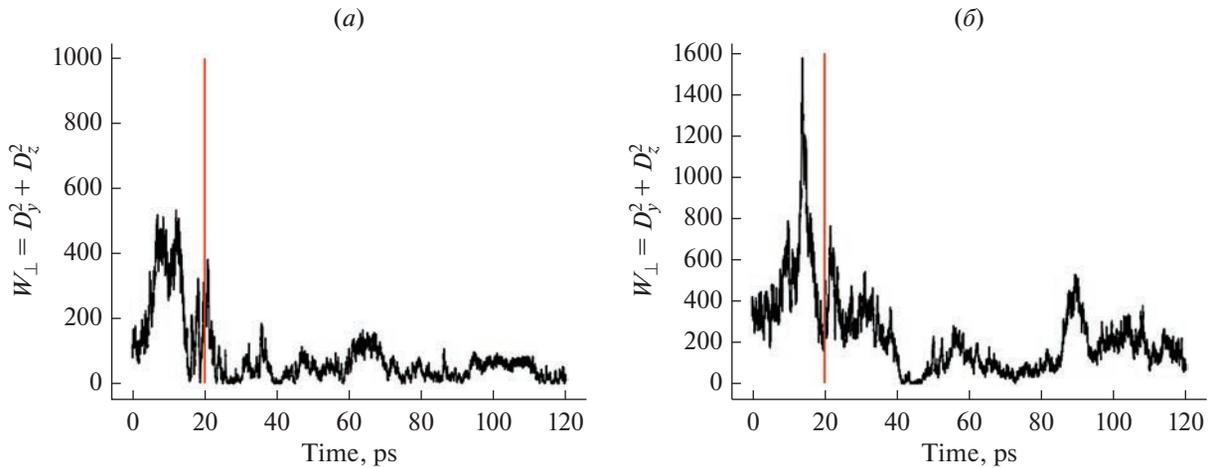
где  $\omega$  – несущая частота,  $\omega_0$  – частота 1-й гармоники,  $\tau$  – длительность импульса,  $A$  – амплитуда первой гармоники (учтены три первые нечетные гармоники). Частоту поля изменяли в широких пределах, варьируя количество точек дискретизации в периоде меандра и значения частоты дискретизации. Эпо́ра электрического поля на резонансной частоте  $3333 \text{ см}^{-1}$ , соответствующего формуле (2), показана на рис. 2.

Зависимость амплитуды вынужденных резонансных колебаний биомолекул аминокислот от напряженности поля имела линейный характер в поле меандра с амплитудой приблизительно от 0.1 до 0.4 В/нм.

На рис. 3 показаны типичные эпо́ры интегрального ЭДМ (в квадрате) и ее усредненная огибающая (с фильтрацией нижних частот) в молекуле глицина и в молекуле триптофана при воздействии электрического поля амплитудой 0.4 В/нм на резонансной частоте локального ос-

циллятора  $3333 \text{ см}^{-1}$  с прямоугольной огибающей длительностью 20 пс. Видно, что имеются сценарии, когда энергия поперечных колебаний, пропорциональная  $|D_{\perp}(t) - D_{\perp}(t)|^2$ , за время не более единиц пикосекунд при включении поля возрастает и затем немонотонно увеличивается за время импульсного пакета.

После достижения максимума и выключения поля энергия поперечных колебаний снижается за время около 5–10 пс до установившегося значения (с заметными иногда послеимпульсами), что позволяет считать данный процесс в определенных пределах управляемым переключением резонансного осциллятора сигналом на частоте 100 ТГц. Подобные процессы управления были обнаружены в интервале частот приблизительно 0.5–125 ТГц (коллективные колебания на частотах 20–200  $\text{см}^{-1}$  и локальные выше 200  $\text{см}^{-1}$ ). Не все наблюдаемые динамические сценарии являются достаточно убедительно интерпретируемыми.



**Рис. 3.** Типичные амплитудно-временные реализации квадратичного интегрального ЭДМ  $|\vec{D}_\perp(t) - \vec{D}_\perp(t)|^2$  глицина (а) и дифенилаланина (б) при воздействии электрического поля амплитудой 0.4 В/нм с длительностью пакета 20 ps на резонансной частоте  $3333 \text{ см}^{-1}$  локального осциллятора (Amide II).

Вероятно, это может быть обусловлено как сложной нелинейной динамикой осцилляторов, так и интерференцией с внутримолекулярными коллективными колебаниями, реализуемыми на более низких частотах, где колебательная энергия конденсируется в соответствии с моделью Фрелиха.

#### 4. ТЕХНОЛОГИЯ И ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ БИОМОЛЕКУЛЯРНОГО ДОМЕНА С ЭЛЕМЕНТАМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА

Формирование домена и его встраивание в микроэлектронный прибор представляются возможными в технологии наноинженерного конструирования, обеспечивающей выполнение требуемых функциональных характеристик [36–39] при задании структуры доменов в виде самоорганизованных слоев, метаматериалов и кристаллов [40–42]. Доменные структуры в виде микропленок, молекулярных нитей, кристаллов аминокислот и пептидов обладают большим потенциалом для применений в высокоскоростной гиперактивной электронике в сочетании с фотоникой. Указанные структуры представляются стабильными, устойчивыми с большим временем функционирования, особенно в иммобилизованном состоянии в полупроводнике. Встроенный домен может быть частично открытым, например, в связанном состоянии на поверхности или в приповерхностном объеме, а также закрытым в микрополости в объеме твердого тела. Подобно известным квантовым точкам в полупроводниках, БМД может представлять собой принципиально квантовый объект в виде микро или нано сгустка (кластера, кристалла и др.), состоящего из биомолекул.

В предельном случае это относится к микрополости в полупроводнике, заполненной биомолекулярным материалом. Собственно, сама полупроводниковая микрополость без заполнения также является фундаментальным квантовым объектом, в котором может реализоваться активное состояние электромагнитного поля [43]. Квантовое описание полупроводниковой микрополости с биомолекулярным заполнением может иметь большое значение для микроэлектроники, но из-за новизны и сложности такое рассмотрение выходит за рамки данной публикации. Ограничимся здесь упрощенным качественным классическим описанием характеристик БМД на основе параметров входящих в его состав единичных аминокислот с учетом данных, приведенных выше в разделах II, III. Электродинамические процессы, происходящие в домене, неразрывно связаны с явлениями в его граничном окружении, и наоборот. Уравнение для определения состояния домена вблизи или внутри полупроводниковой матрицы следует из закона сохранения энергии и импульса в рамках классической электродинамики. Интегральная по объему плотность силы Лоренца  $\vec{f}_{em}$ , действующей на все заряды и токи в объеме  $V$  домена, равна:

$$\vec{f}_{em} = \rho \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B}, \tag{3}$$

а полная по объему сила есть интеграл

$$\vec{F}_{em} = \int_V (\rho \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B}) dv. \tag{4}$$

Сила  $\vec{F}_{em}$  определена взаимодействием объемных зарядов с плотностью  $\rho$  и объемных токов с плотностью  $\vec{J}$  с компонентами ЭМП  $\vec{E}, \vec{B}$ .

Когда ЭМП взаимодействует с зарядами и токами в объеме  $V$ , необходимо учитывать импульс, связанный с ЭМП, чтобы гарантировать законы сохранения. Уравнения Максвелла с соответствующими граничными условиями описывают силовое поле, связанное с законом сохранения импульса в системе с ЭМП [44]:

$$\oint_S \vec{f}_S \cdot d\vec{a} = \vec{F}_{em} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial}{\partial t} \int_V \vec{P} \cdot dV, \quad (5)$$

где вектор Пойнтинга  $\vec{P}$  в объеме  $V$  равен скорости изменения плотности импульса ЭМП за счет радиационных потерь или поступления энергии через окружающую поверхность  $S$ . По условиям вывода уравнения (4), поверхность интегрирования  $S$  является замкнутой, охватывающей рабочий объем с молекулярными зарядами и токами в нем. Уравнение (4) имеет фундаментальный характер в классической электродинамике и устанавливает взаимодействие домена с окружающим пространством на частотах активности биомолекул, совпадающих с окнами прозрачности граничных материалов. Например, для белков и полупроводников такие условия могут быть выполнены в ИК и видимом диапазонах. В соответствии с (4), результирующий суммарный вектор сил Лоренца, действующих на движущиеся заряженные частицы в объеме, с точностью до термина  $\frac{1}{c^2} \frac{\partial}{\partial t} \int_V \vec{P} \cdot dV$  равен сумме сил, действующих на окружающие электропроводящие поверхности. Эта компонента не обязательно равна нулю даже в случае отсутствия зарядов и токов в объеме и на окружающих поверхностях. Высокочастотные молекулярные колебания могут генерировать излучение ЭМП и акустических волн на границе. В условиях квантового рассмотрения следует ожидать в домене дискретный спектр энергии носителей заряда, туннельные эффекты и усиленную фотолуминесценцию. Соответственно, и в классическом, и в квантовом рассмотрении перевод встроенного домена в активное состояние может осуществляться горячими электронами на границе раздела  $S$  [45]. Генерация горячих электронов в полупроводниковой матрице для активирования БМД осуществляется и управляется электронными, СВЧ, ТГц и ИК потоками облучения [45]. Возбужденный домен является, например, трансформатором типа электромагнитной волны, генератором акусто-электронной волны, преобразователем частоты сигнала, волноводом в нано телекоммуникационной сети [46–49]. Поверхностный пленочный БМД обеспечивает новые функциональные возможности приборов с функциями ТГц туннельного диода [50] и радиометра [48, 51]. В [49] обосновано распространение волны на частоте 23.81 ТГц по ло-

кальным осцилляторам в первичной цепи полиглицина на расстояние до 1000 групп. Аналогичными волноведущими свойствами должны обладать бета-листы (рис. 1а) с выполнением функций электромагнитной нано телекоммуникационной и акустоэлектронной связи. Для этих целей возможны упорядоченные устойчивые воспроизводимые плоские монослойные и многослойные нанокластерные наноструктуры на твердых подложках, сформированные по технологии дегидратированных пленок из растворов в ЭМП [16, 41, 52, 53]. Интегральные элементы ИМС для встроенного домена являются “наночастицами”, на которых усиливается поле облучения. Фотоника на основе БМД, в частности, бета-листов в микрополости, может быть интегрирована с электрическими элементами микросхем, такими, как процессоры или устройства памяти, обеспечивая высокие пропускную способность сигнальных соединений и скорость переключений, многофункциональное переизлучение первичного ЭМП.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Уникальные виды динамических взаимодействий в наноструктурных масштабах состояния вещества, поля, времени, пространства, энергии представляется возможным реализовывать с помощью БМД. В гетерогенных гибридных микроэлектронных устройствах динамические процессы в доменах, в том числе на уровне малых биомолекул, могут быть использованы для эффективного преобразования сигналов, установления электромагнитных соединений и акустоэлектронных связей на частотах ИК и видимого диапазонов.

Принципы биогетерогридной микроэлектроники, обусловленные электродинамическими свойствами биомолекулярных доменов, включают электропроводность, в том числе электронное и протонное туннелирование; способность к трансформации ЭМВ, к переизлучению ЭМП; действие принципов конденсации по Фрелиху; альтернативные принципы переключений. На этой основе перспективные прототипы представляют трансформаторы типа ЭМВ с активированием горячими электронами; микрополостные БМД в структуре ИМС; альтернативную архитектуру гетерогенного объединения на микроэлектронном интегральном чипе, включая встроенные элементы памяти и другие вычислительные компоненты. На современном этапе разработки прототипов гетерогридной электроники целесообразно продолжить исследования свойств требуемой биомолекулярной системы, а также поиск конструктивных, технологических и иные решений, определяющих объединение биомолекулярных компонентов с полупроводниковой микроэлектроникой.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена с использованием вычислительных ресурсов суперкомпьютерного центра Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого ([www.scc.spbstu.ru](http://www.scc.spbstu.ru)).

## ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках программы “Суперкомпьютерное моделирование и технология биомолекулярных пленочных структур” (грант № 21–72–20029).

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Roco M.C.* The long view of nanotechnology development: The National Nanotechnology Initiative at 10 years // *J. Nanoparticle Research*. 2011. V. 13. № 2. P. 427–445. <https://doi.org/10.1007/s11051-010-0192-z>
2. IEEE International Roadmap for Devices and Systems – IEEE IRDS. 2020. Accessed: Apr. 04, 2023. [Online]. Available: <https://irds.ieee.org/>.
3. *Apter B., Lapshina N., Handelman A., Fainberg B.D., Rosenman G.* Peptide Nanophotonics: From Optical Waveguiding to Precise Medicine and Multifunctional Biochips // *Small*. 2018. V. 14. № 34. <https://doi.org/10.1002/sml.201801147>
4. *Heni W. et al.* Silicon–Organic and Plasmonic–Organic Hybrid Photonics // *American Chemical Society*. 2017. V. 4. № 7. P. 1576–1590. <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.7b00224>
5. *Пугачев А., Ожогин И., Козленко А.* Новый негативно фотохромный спиропиран для элементов молекулярной электроники и фотовольтаики. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем. 2021. V. 4. P. 155–161.
6. *Pugachev A.D. et al.* New spiroyrans for creating elements of molecular electronics and photonics // *Probl. Adv. micro- Nanoelectron. Syst. Dev.* 2020. P. 139–146. <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2020-3-139-146>
7. *Huang X., Li T.* Recent progress in the development of molecular-scale electronics based on photoswitchable molecules // *J. Materials Chemistry C*. 2020. V. 8. № 3. P. 821–848. <https://doi.org/10.1039/c9tc06054e>
8. *Liu G.* Grand Challenges in Biosensors and Biomolecular Electronics // *Front. Bioeng. Biotechnol.* 2021. V. 9. <https://doi.org/10.3389/fbioe.2021.707615>
9. *Величко Е.Н., Цыбин О.Ю.* Гибридная биомолекулярная электроника: монография–СПб.: Политех-Пресс, 2021. 261 с. ISBN 978-5-7422-7302-8
10. *Dunn K., Trefzer M., Johnson S., Tyrrell A.* Towards a Bioelectronic Computer: A Theoretical Study of a Multi-Layer Biomolecular Computing System That Can Process Electronic Inputs // *Int. J. Mol. Sci.* 2018. V. 19. № 9. P. 2620. <https://doi.org/10.3390/ijms19092620>
11. *Ing N.L., El-Naggar M.Y., Hochbaum A.I.* Going the Distance: Long-Range Conductivity in Protein and Peptide Bioelectronic Materials // *J. Physical Chemistry B*. 2018. V. 122. № 46. P. 10403–10423. <https://doi.org/10.1021/acs.jpcc.8b07431>
12. *Schiattarella C. et al.* Solid-state optical properties of self-assembling amyloid-like peptides with different charged states at the terminal ends // *Sci. Rep.* 2022. V. 12. № 1. P. 1–10. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-04394-2>
13. *Kovalchuk M.V. et al.* Structural characteristics of lysozyme Langmuir layers grown on a liquid surface from an oligomeric mixture formed during the early stages of lysozyme crystallization // *Thin Solid Films*. 2019. V. 677. P. 13–21. <https://doi.org/10.1016/j.tsf.2019.02.051>
14. *Бойкова А.С. и др.* Получение многослойных пленок на основе белка лизоцима и ионов осадителя (йода и калия) на кремниевой подложке модифицированным методом Ленгмюра–Шеффера // *Кристаллография*. 2018. Т. 63. № 5. С. 703–707. <https://doi.org/10.1134/s0023476118050065>
15. *Ковальчук М. и др.* Модификация метода Ленгмюра–Шеффера для получения упорядоченных белковых пленок // *Кристаллография*. 2017. Т. 62. № 4. С. 650–656.
16. *Baranov M., Tsybin O., Velichko E.* Structured biomolecular films for microelectronics // *St. Petersburg. Polytch. State Univ. J. Phys. Math.* 2021. V. 14. № 1. P. 85–99. <https://doi.org/10.18721/JPM.14106>
17. *Velichko E., Zezina T., Baranov M., Nepomnyashchaya E., Tsybin O.* Dynamics of Polypeptide Cluster Dipole Moment for Nano Communication Applications // *Lect. Notes Comput. Sci. (including Subser. Lect. Notes Artif. Intell. Lect. Notes Bioinformatics)*, 2018. V. 11118 LNCS. P. 675–682. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-01168-0\\_62](https://doi.org/10.1007/978-3-030-01168-0_62)
18. *Velichko E., Zezina T., Cheremiskina A., Tsybin O.* Nano communication device with embedded molecular films: Effect of electromagnetic field and dipole moment dynamics,” *Lect. Notes Comput. Sci. (including Subser. Lect. Notes Artif. Intell. Lect. Notes Bioinformatics)*. 2015. V. 9247. P. 765–771. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-23126-6\\_71](https://doi.org/10.1007/978-3-319-23126-6_71)
19. *Tsybin O.* Nano-device with an embedded molecular film: Mechanisms of excitation // in *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*. 2015. V. 9247. P. 772–777. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-23126-6\\_72](https://doi.org/10.1007/978-3-319-23126-6_72)
20. *Непомнящая Э.К., Баранов М.А., Цыбин О.Ю.* Компьютерная резонансная динамика молекулы глицина в электрическом поле инфракрасного диапазона // *Письма в ЖТФ*. 2023. Т. 49. № 7. С. 8–11. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2023.07.54913.19435>

21. *Fröhlich H.* The Biological Effects of Microwaves and Related Questions. Elsevier, UK, 1980. P. 85–152.
22. *Millefiori S., Alparone A., Millefiori A., Vanella A.* Electronic and vibrational polarizabilities of the twenty naturally occurring amino acids // *Biophys. Chem.* 2008. V. 132. № 2–3. P. 139–147.  
<https://doi.org/10.1016/j.bpc.2007.11.003>
23. *Wang W.N., Li H.Q., Zhang Y., Zhang C.L.* Correlations between terahertz spectra and molecular structures of 20 standard  $\alpha$ -amino acids // *Acta Phys. Chim. Sin.* 2009. V. 25. № 10. P. 2074–2079.  
<https://doi.org/10.3866/pku.whxb20090931>
24. *Barth A., Zscherp C.* What vibrations tell us about proteins // *Q. Rev. Biophys.* 2002. V. 35. № 4. P. 369–430.  
<https://doi.org/10.1017/S0033583502003815>
25. *Mohamed M.E., Mohammed A.M.A.* Experimental and Computational Vibration Study of Amino Acids // *Int. Lett. Chem. Phys. Astron.* 2013. V. 15. № 1. P. 1–17.  
<https://doi.org/10.56431/p-177d21>
26. *Matei A., Drichko N., Gompf B., Dressel M.* Far-infrared spectra of amino acids // *Chem. Phys.* 2005. V. 316. № 1–3. P. 61–71.  
<https://doi.org/10.1016/j.chemphys.2005.04.033>
27. *Wolpert M., Hellwig P.* Infrared spectra and molar absorption coefficients of the 20 alpha amino acids in aqueous solutions in the spectral range from 1800 to 500  $\text{cm}^{-1}$  // *Spectrochim. Acta Part A Mol. Biomol. Spectrosc.* 2006. V. 64. № 4. P. 987–1001.  
<https://doi.org/10.1016/j.saa.2005.08.025>
28. *Zhang F., Tominaga K., Hayashi M., Wang H.-W.* Low-frequency vibration study of amino acids using terahertz spectroscopy and solid-state density functional theory // in *Infrared, Millimeter-Wave, and Terahertz Technologies III*. 2014. V. 9275. P. 92750D.  
<https://doi.org/10.1117/12.2071528>
29. *Yi W. et al.* Broadband terahertz spectroscopy of amino acids // *Instrum. Sci. Technol.* 2017. V. 45. № 4. P. 423–439.  
<https://doi.org/10.1080/10739149.2016.1270961>
30. *Зезина Т.И., Цыбин О.Ю.* Субпикосекундная динамика дипольного момента молекулярных полиаланинов // *Научно-технические ведомости СПбГПУ. Физико-математические науки*. 2017. Т. 10. № 4. С. 100–110.  
<https://doi.org/10.18721/JPM.10408>
31. *Deniz E. et al.* Through bonds or contacts? Mapping protein vibrational energy transfer using non-canonical amino acids // *Nat. Commun.* 2021. V. 12. № 1. P. 3284.  
<https://doi.org/10.1038/s41467-021-23591-1>
32. *Mancini T., Mosetti R., Marcelli A., Petrarca M., Lupi S., D'arco A.* Terahertz Spectroscopic Analysis in Protein Dynamics: Current Status // *Radiation*. 2022. V. 2. № 1. P. 100–123.  
<https://doi.org/10.3390/radiation2010008>
33. *English N.J., Waldron C.J.* Perspectives on external electric fields in molecular simulation: Progress, prospects and challenges // *Phys. Chem. Chem. Phys.* 2015. V. 17. № 19. P. 12407–12440.  
<https://doi.org/10.1039/c5cp00629e>
34. *Kelly C.M. et al.* Conformational dynamics and aggregation behavior of piezoelectric diphenylalanine peptides in an external electric field // *Biophys. Chem.* 2015. V. 196. P. 16–24.  
<https://doi.org/10.1016/j.bpc.2014.08.009>
35. *Reale R., English N.J., Marracino P., Liberti M., Apollonio F.* Dipolar response and hydrogen-bond kinetics in liquid water in square-wave time-varying electric fields // *Mol. Phys.* 2014. V. 112. № 14. P. 1870–1878.  
<https://doi.org/10.1080/00268976.2013.867081>
36. *He L., Dexter A.F., Middelberg A.P.J.* Biomolecular engineering at interfaces // *Chem. Eng. Sci.* 2006. V. 61. № 3. P. 989–1003.  
<https://doi.org/10.1016/j.ces.2005.05.064>
37. *Lenci S., Tedeschi L., Pieri F., Domenici C.* UV lithography-based protein patterning on silicon: Towards the integration of bioactive surfaces and CMOS electronics // *Appl. Surf. Sci.* 2011. V. 257. № 20. P. 8413–8419.  
<https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2011.04.096>
38. *Kislov V.V. et al.* Electronics of molecular nanoclusters // *Int. J. Nanosci.* 2004. V. 3. № 1–2. P. 137–147.  
<https://doi.org/10.1142/S0219581X04001912>
39. *Баранов М.А., Цыбин О.Ю., Величко Е.Н.* Структурированные биомолекулярные пленки для микроэлектроники // *Научно-технические ведомости СПбГПУ. Физико-математические науки*. 2021. Т. 14. № 1. С. 85–99.  
<https://doi.org/10.18721/JPM.14106>
40. *Gatto E., Toniolo C., Venanzi M.* Peptide self-assembled nanostructures: From models to therapeutic peptides // *Nanomaterials*. 2022. V. 12(3). P. 456.  
<https://doi.org/10.3390/nano12030466>
41. *Baranov M., Velichko E., Tsybin O.* Self-assembled biomolecular films as a new material for nano-telecommunication devices // in *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*. 2020. V. 12526 LNCS. P. 384–393.  
[https://doi.org/10.1007/978-3-030-65729-1\\_34](https://doi.org/10.1007/978-3-030-65729-1_34)
42. *Ravanfar R., Bayles C.J., Abbaspourrad A.* Structural chemistry enables fluorescence of amino acids in the crystalline solid state // *Cryst. Growth Des.* 2020. V. 20(3). P. 1673–1680.  
<https://doi.org/10.1021/acs.cgd.9b01430>
43. *Deveaud B.* The Physics of Semiconductor Microcavities: From Fundamentals to Nanoscale Devices. John Wiley and Sons, 2007.
44. *Toptygin I.N.* Electromagnetic phenomena in matter: Statistical and quantum approaches. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, Germany, 2015.
45. *Величко Е., Цыбин О.* Биомолекулярный сенсор с микроэлектронным генератором электромагнитной волны. патент RU 2749698 С1, 2021.
46. *Dyubo D., Tsybin O.Y.* Nano communication device with an embedded molecular film: Electromagnetic signals integration with dynamic operation photodetector // *Lect. Notes Comput. Sci. (including Subser. Lect. Notes Artif. Intell. Lect. Notes Bioinformatics)*.

2017. V. 10531 LNCS. P. 206–213.  
[https://doi.org/10.1007/978-3-319-67380-6\\_19](https://doi.org/10.1007/978-3-319-67380-6_19)
47. *Karothu D.P., Dushaq G., Ahmed E., Catalano L., Polavaram S., Ferreira R., Li L., Mohamed S., Rasras M., Naumov P.* Mechanically robust amino acid crystals as fiber-optic transducers and wide bandpass filters for optical communication in the near-infrared // *Nat. Commun.* 2021. V. 12(1). P. 1326.  
<https://doi.org/10.1038/s41467-021-21324-y>
48. *Dyubo D., Tsybin O.Y.* Computer simulation of a surface charge nanobiosensor with internal signal integration // *Biosensors.* 2021. V. 11. № 10.  
<https://doi.org/10.3390/bios11100397>
49. *Miao L., Seminario J.M.* Molecular dynamics simulations of signal transmission through a glycine peptide chain // *J. Chem. Phys.* 2007. V. 127. № 13.  
<https://doi.org/10.1063/1.2786078>
50. *Celestin M., Krishnan S., Bhansali S., Stefanakos E., Goswami D.Y.* A review of self-assembled monolayers as potential terahertz frequency tunnel diodes // *Nano. Res.* 2014. V. 7. № 5. P. 589–625.  
<https://doi.org/10.1007/S12274-014-0429-8>
51. *Dyubo D., Tsybin O.Y., Baranov M.A., Alekseenko A.P., Velichko E.N.* Study of electric properties of self-assembled films of albumin during their dehydration Recent citations Study of electric properties of self-assembled films of albumin during their dehydration // *J. Phys.* 2018. V. 1124. № 3. P. 31013.  
<https://doi.org/10.1088/1742-6596/1124/3/031013>
52. *Baranov M., Velichko E., Greshnevikov K.* Analysis of Fractal Structures in Dehydrated Films of Protein Solutions // *Symmetry (Basel).* 2021. V. 13. № 123. P. 1–11.  
<https://doi.org/10.3390/sym13010123>
53. *Nepomnyashchaya E., Baranov M., Tsybin O.* Measurement of Refraction Coefficients in thin Biomolecular Films Studies; Measurement of Refraction Coefficients in thin Biomolecular Films Studies. *Int. Conf. Electr. Eng. Photonics*, 2022.  
<https://doi.org/10.1109/EEXPOLYTECH56308.2022.9950914>

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ТИПОВЫМ КМОП-ТЕХНОЛОГИЯМ

© 2023 г. А. С. Синюкин<sup>1</sup> \*, Б. Г. Коноплев<sup>1</sup> \*\*, А. В. Ковалев<sup>1</sup> \*\*\*

<sup>1</sup>Дизайн-центр микроэлектронной компонентной базы для систем искусственного интеллекта Южного федерального университета, ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922 Россия

\*E-mail: [sinyukin@sfedu.ru](mailto:sinyukin@sfedu.ru)

\*\*E-mail: [kbk@sfedu.ru](mailto:kbk@sfedu.ru)

\*\*\*E-mail: [avkovalev@sfedu.ru](mailto:avkovalev@sfedu.ru)

Поступила в редакцию 09.06.2023 г.

После доработки 10.09.2023 г.

Принята к публикации 10.09.2023 г.

Представлены результаты проектирования интегральных многокаскадных умножителей напряжения как компонентов модулей питания беспроводных пассивных микроустройств. Рассмотрены значимые для построения умножителей параметры транзисторов, представленных в трех типовых КМОП-технологиях: СМ018G 180 нм, НСМОС8D 180 нм и С250G 250 нм. Результаты моделирования в САПР Cadence показали, что при реализации восьмикаскадного умножителя по технологии СМ018G минимально необходимый для работы микросхемы уровень выходного напряжения достигается при входной амплитуде 250 мВ, а при реализации аналогичного устройства по технологии НСМОС8D – при амплитуде 375 мВ. На примере построенного шестнадцатикаскадного умножителя показано, что значения эффективности умножения напряжения составляют от 20 до 54% для широкого диапазона входного напряжения, причем эффективность снижается всего на 1–3% по сравнению с восьмикаскадной реализацией. Предложенные рекомендации по проектированию интегральных выпрямителей-умножителей напряжения могут найти применение при разработке пассивных модулей питания микроэлектронных устройств.

*Ключевые слова:* мониторинг состояния инженерных объектов, умножитель напряжения, типовые КМОП-технологии, наноразмерные МОП-транзисторы, подпороговый режим работы

DOI: 10.31857/S0544126923600203, EDN: HPMCNY

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Интегральные микросхемы, изготавливаемые по типовым технологиям, характеризуются возможностью массового производства, надежностью, воспроизводимостью и модульным принципом конструирования, что в совокупности с преимуществами по компактности, удельной стоимости и быстродействию обеспечивают их существенное превосходство над устройствами на основе дискретных компонентов. Относительно низкая стоимость единичного чипа жестко обусловлена необходимостью крупносерийного выпуска, поскольку расходы на разработку микросхем и изготовление необходимых фотошаблонов обычно высоки. В свою очередь, активное развитие в последние десятилетия технологий беспроводной передачи данных и энергии способствовали широкому внедрению таких приложений как интернет вещей [1], радиочастотная идентификация [2], мониторинг состояния инже-

нерных объектов посредством сетей датчиков [3] во многие области экономики, например в промышленность, торговлю, строительство, логистику, медицину. Для сбора, хранения, аутентификации и передачи данных в приведенных технологиях используются в большом количестве миниатюрные радиочастотные устройства: беспроводные датчики, RFID-метки, транспондеры, узлы интернета вещей и так далее.

Беспроводные радиочастотные микроустройства, используемые при диагностике состояния технических конструкций и в других современных приложениях, можно разделить на активные и пассивные. Первые получают энергию для работы от встроенной батареи аккумуляторов и характеризуются большой дальностью действия, определяемой независимостью от внешних источников энергии, но также более высокими стоимостью, размерами и ограниченным сроком службы. Вторые вынуждены получать энергию

для работы извне – от согласованных базовых станций или путем сбора ее из окружающей среды. Пассивные устройства выгодно отличаются от своих активных аналогов массогабаритными характеристиками, стоимостью производства и существенно более длительным временем действия, что может быть чрезвычайно актуальным во встраиваемых системах, применяемых в медицине [4], строительстве [5] и других областях.

Вместо батареи в пассивных устройствах реализуется модуль питания, одним из важнейших компонентов которого является выпрямитель напряжения с возможностью его умножения, задача которого заключается в преобразовании энергии радиочастотного излучения, собранной приемной антенной, в напряжение постоянного тока и дальнейшем его увеличении за счет повышения уровня до требуемого значения, соответствующего напряжению питания микросхемы пассивного устройства. В работе показаны преимущества интегральной реализации многокаскадных умножителей напряжения по типовым КМОП-технологиям, рассмотрены особенности их топологического проектирования, проанализировано влияние параметров транзисторов и числа каскадов на результирующие характеристики разрабатываемых устройств.

## 2. РЕАЛИЗАЦИЯ УМНОЖИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ПО РАЗЛИЧНЫМ ТЕХНОЛОГИЯМ

Одной из наиболее распространенных конфигураций выпрямителя-умножителя напряжения является схема, предложенная Дж.Ф. Диксоном в 1976 году [6]. При однокаскадной реализации такого устройства в идеальных условиях уровень выходного напряжения оказывается в два раза выше, чем входная амплитуда:

$$V_{\text{out, ideal}} = 2NV_a, \quad (1)$$

где  $V_{\text{out, ideal}}$  – идеализированное значение выходного напряжения;  $N$  – число каскадов умножителя;  $V_a$  – амплитуда входного напряжения.

В действительности же из-за потерь на компонентах результирующее напряжение оказывается ниже идеализированного значения:

$$V_{\text{out}} = 2N(V_a - V_d), \quad (2)$$

где  $V_{\text{out}}$  – выходное напряжение,  $V_d$  – падение напряжения на выпрямляющем компоненте. При высоких значениях входной амплитуды падение напряжения на МОП-транзисторе в диодном включении приближенно соответствует его пороговому напряжению  $V_d \approx V_{\text{th}}$ .

Особенностью умножителя Диксона является возможность до определенных пределов увеличивать число каскадов для получения более высоких уровней выходного напряжения. В табл. 1 представлены сведения о нескольких вариантах реализации выпрямителей-умножителей, основанных на схеме Диксона.

В качестве приведенного показателя качества умножения напряжения использовался параметр, определяемый из отношения уровня получаемого выходного напряжения и произведения амплитуды входного напряжения на число каскадов умножения. Как видно из таблицы, более совершенные и сложные технологии, например “кремний на сапфире” [7] или КМОП-транзисторы с нулевым пороговым напряжением [10, 11], позволяют достигать более высоких показателей качества, в частности, более высокой эффективности умножения напряжения. Однако они менее доступны, и стоимость изготовления пассивных устройств по таким технологиям оказывается выше, чем при изготовлении по типовым КМОП-технологиям [8, 9, 12, 16]. Часто применяемые в схемах умножителей напряжения диоды с барьером Шоттки, характеризующиеся малыми падениями напряжения и высокой скоростью переключения, в общем случае превосходят МОП-транзисторы по производительности, но такие диоды нельзя изготовить по типовым КМОП-технологиям – для этого требуется введение дополнительных технологических операций по созданию фотосаблонов, что опять же приводит к увеличению стоимости производства [8, 11]. Изготовление выпрямителей-умножителей на основе дискретных компонентов позволяет в ряде случаев [13–15] получать более высокие показатели по сравнению с типовыми интегральными устройствами, однако такое исполнение существенно ограничивает область применения конечных устройств ввиду достаточно громоздких размеров (о встраиваемых функциях говорить не приходится) и отсутствия возможности автоматизированного массового производства. Крупносерийное изготовление микросхем пассивных беспроводных устройств, с одной стороны, нуждается в преимуществах интегральных технологий, а с другой стороны, обеспечено рынком сбыта ввиду усиливающегося значения беспроводных приложений в процессах модернизации, компьютеризации и автоматизации. И здесь важно отметить, что разработка и изготовление беспроводных микроустройств и их компонентов по типовым технологиям КМОП с проектными нормами порядка 65–180 нм [17] с одной стороны удовлетворяют техническим требованиям,

**Таблица 1.** Сравнение параметров маломощных выпрямителей-умножителей напряжения различного исполнения

Источник	Реализация	Входная частота, МГц	Размер умножителя, мм <sup>2</sup>	Показатель качества умножения напряжения
[7]	0.5 мкм КНС КМОП	2450	0.043	4.07
[8]	130 нм КМОП	900	0.720	1.00
[9]	0.18 мкм КМОП	900	0.060	1.39
[10]	0.35 мкм КМОП, транзисторы с нулевым $V_{th}$	900	0.096	4.68
[11]	0.18 мкм КМОП, транзисторы с нулевым $V_{th}$	900	Нет данных	3.69
[12]	0.18 мкм КМОП	860–960	0.774	1.71
[13]	Дискретные компоненты	850	500.0	5.04
[14]	Дискретные компоненты	900	1440	6.20
[15]	Дискретные компоненты	900	5400	4.72
Предлагаемый умножитель [16]	0.18 мкм КМОП	2450	0.029	2.22

предъявляемым к таким устройствам, а с другой стороны позволяют значительно снизить стоимость производства.

Параметры и характеристики МОП-транзисторов, доступных в конкретной технологии — одна из главных ее особенностей, от которой зависит эффективность проектируемых устройств. В отношении интегральных умножителей напряжения можно сказать, что определяющими параметрами транзисторов являются пороговое напряжение, плотность прямого и обратного токов. От этих параметров зависит величина падения напряжения на компонентах в процессе зарядки и результирующее выходное напряжение. В работе рассматривались три технологии: SM018G 180 нм от TSMC [18]; HCMOS8D 180 нм, применяемая российской компанией “Микрон” для производства аналоговых схем управления питанием, RFID-чипов, микропроцессоров, микроконтроллеров и других типов интегральных схем [17], и технология C250G 250 нм [19]. Пороговое напряжение транзисторов, представленных в техноло-

гии SM018G, ниже порогового напряжения транзисторов из технологии HCMOS8D более чем на 200 мВ и составляет от 0.219 до 0.262 В в зависимости от режима работы. Такая разница существенна, поскольку от порогового напряжения зависит уровень выходного напряжения многокаскадного умножителя, эффективность умножения, а также чувствительность по напряжению. Оценочное значение эффективности умножения можно получить из выражений (1) и (2):

$$\eta_e = \frac{V_{out}}{V_{out, ideal}} \times 100\%. \quad (3)$$

Несмотря на упрощенную форму выражения (3), оно тем не менее может дать представление о степени влияния порогового напряжения на эффективность умножителя. Значения удельных прямых токов транзисторов для обеих технологий с проектными нормами 180 нм сопоставимы и составляют порядка 300 мкА/мкм, а обратные токи в технологии HCMOS8D имеют даже меньшие значения по сравнению с обратными токами

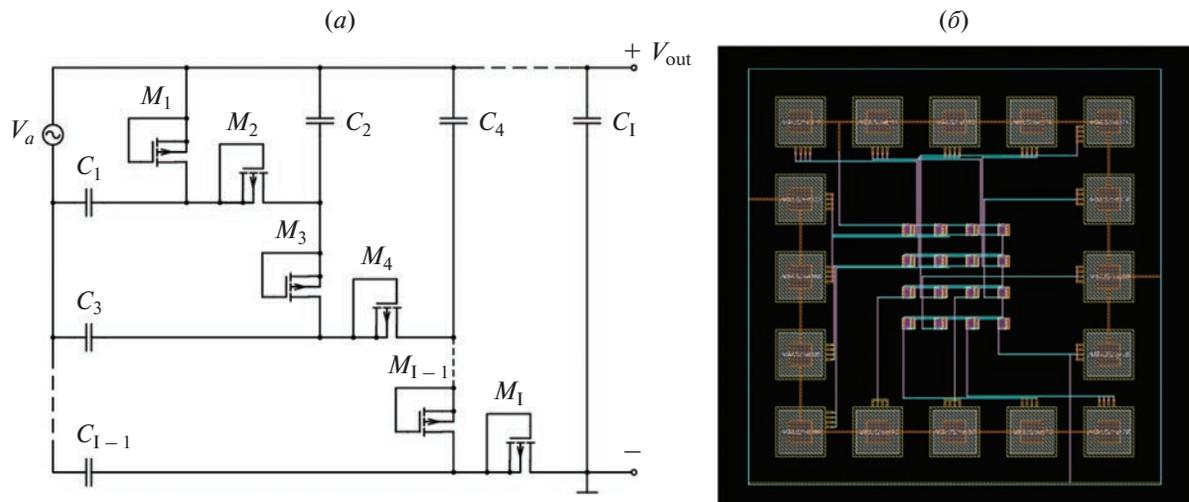


Рис. 1. Многокаскадный умножитель напряжения: (а) – принципиальная схема [16]; (б) – топология на восьми каскадах, реализованная по технологии HCMOS8D 180 нм (У2).

транзисторов из технологии CM018G (на 31%), что ведет к снижению потерь при процессах разрядки конденсаторов и к сокращению потребляемой мощности. Таким образом, можно сделать предположение, что МОП-транзисторы, представленные в технологии CM018G, в большей степени подходят для проектирования умножителей напряжения по сравнению с транзисторами, представленными в технологии HCMOS8D, однако последние также могут быть применимы. В этом случае при проектировании умножителя необходимо использовать высокопроизводительные транзисторы, характеризующиеся меньшими пороговыми напряжениями, несмотря на большие обратные токи (примерно на один-два порядка) по сравнению с транзисторами с малыми токами утечки. Что касается C250G, то, несмотря на большие значения минимальной длины затвора, транзисторы в этой технологии отличаются более низкими значениями порогового напряжения по сравнению с технологией HCMOS8D (почти на 100 мВ) и очень малыми значениями обратных токов, поэтому в тех случаях, когда при проектировании не требуется высокая степень интеграции и плотность упаковки технология C250G может составить достойную конкуренцию своим аналогам с меньшими проектными нормами.

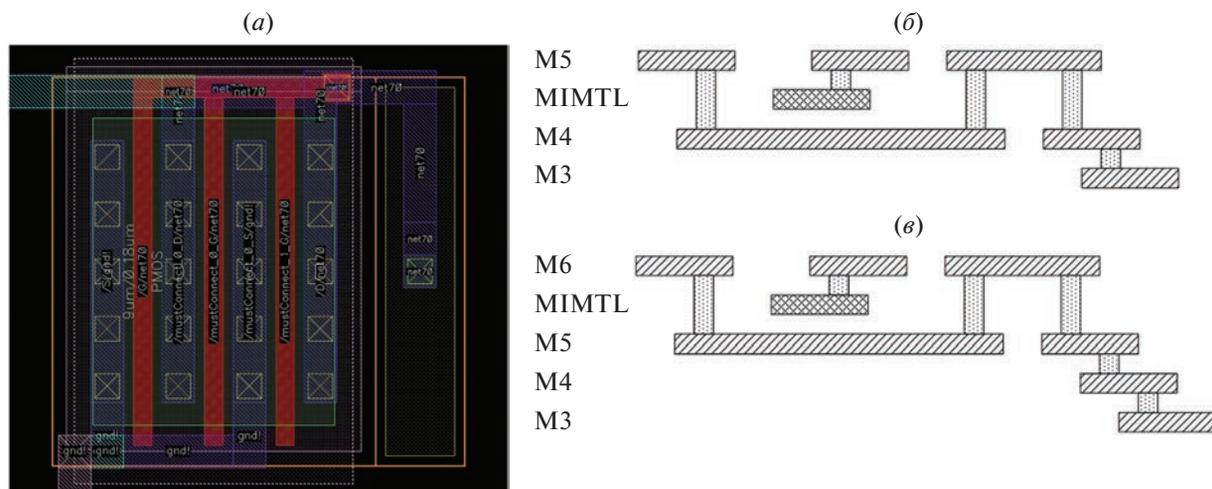
### 3. ОСОБЕННОСТИ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ УМНОЖИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Представленный ранее [16] умножитель напряжения, схема которого показана на рис. 1а,

проектировался по технологии CM018G 180 нм (У1) и по технологии HCMOS8D 180 нм (У2) в САПР Cadence Virtuoso в полуавтоматическом режиме. Конструкция восьмикаскадного умножителя для обоих случаев реализации принципиально не отличается: в центре топологии размещены диодно-соединенные МОП-транзисторы, а по периметру распределены МИМ-конденсаторы. Разница заключается в том, что в топологии У2 (рис. 1б) несколько иначе выполнены трассировка шин, конфигурация транзисторов и подключение нижних обкладок конденсаторов к шинам.

В отличие от реализации умножителя У1 при построении топологии по технологии HCMOS8D учитывались рекомендации [20], согласно которым трассировочные шины, выполненные в слоях металла с нечетными номерами (1, 3 и так далее) ориентируют горизонтально, а с четным (2, 4 и так далее) – вертикально. Такая стратегия трассирования носит название HVH (Horizontal – Vertical – Horizontal), главная цель которой – существенное сокращение паразитных емкостей между участками металлизации, расположенными в соседних слоях друг над другом.

Значение параметра отношения ширины канала МОП-транзистора к его длине  $W/L$  выбиралось с точки зрения оптимизации между эффективностью умножения и занимаемой площадью на основании ранее полученных результатов [21], и в случае проектирования по технологии HCMOS8D было выбрано равным 50, что привело, с учетом длины канала транзистора  $L = 180$  нм, к значению ширины  $W = 9$  мкм. В данной разработке значение параметра, соответствующего числу “пальцев” (fingers) затвора транзистора, было выбрано



**Рис. 2.** Особенности проектирования топологии умножителя: многопальцевая структура затвора МОП-транзистора (а); конструктивное решение для предотвращения антенного эффекта в технологиях CM018G (б) и HCMOS8D (в).

равным трем (при проектировании умножителя У1 число “пальцев” оставалось равным одному). Структура с несколькими “пальцами” (рис. 2а) обычно применяется при относительно высоких значениях отношения  $W/L$  для увеличения компактности и достижения формы более удобной в процессе построения общей топологии. Действительно, несмотря на увеличение значения параметра  $W/L$ , что, согласно результатам из [21], должно привести к небольшому возрастанию эффективности умножения (по сравнению с  $W/L = 35$  в случае У1) благодаря росту плотности тока при большей ширине канала, организация многопальцевой структуры позволила не только не увеличить, но даже сократить площадь, занимаемую единичным транзистором (с 35.49 до 15.43 мкм<sup>2</sup>).

В умножителе У2 несколько иначе по сравнению с исполнением У1 выполнены переходы между нижними обкладками конденсаторов и соответствующими выводами транзисторов (согласно схеме на рис. 1а). При соединении нижней обкладки с выводами транзисторов непосредственно при изготовлении микросхемы из-за так называемого антенного эффекта тонкий окисел между проводящим каналом и областью затвора транзистора может быть поврежден в процессе реактивного ионного травления [22]. Существует несколько подходов, позволяющих избежать возникновения антенного эффекта, один из которых заключается в подключении нижней обкладки посредством проводящих шин к транзисторам не напрямую, а через верхний слой металлизации, используемый при проектировании (М5 в CM018G, М6 в HCMOS8D), как показано

на рис. 2б, 2в, где MIMTL – это специальный технологический слой, в котором формируется верхняя обкладка конденсаторов типа “металл–изолятор–металл”. При проектировании умножителей напряжения в обоих случаях реализовывались описанные переходы, однако в умножителе У2 они выполнены более компактно.

С учетом сопоставимости технологических процессов, по которым разрабатывались умножители, и сходства параметров этих умножителей можно провести сравнение показателей качества спроектированных устройств. Площади обоих восьмикаскадных умножителей оказались сопоставимы ввиду схожести конструкций: 0.0286 мм<sup>2</sup> (У1) и 0.0225 мм<sup>2</sup> (У2). Для различных значений амплитуды входного напряжения на рис. 3а представлено сравнение значений выходного напряжения восьмикаскадных умножителей У1 и У2, а на рис. 3б – сравнение эффективности умножения напряжения этих умножителей, рассчитываемой по выражению [21]:

$$\eta = \frac{V_{out, sim}}{V_{out, ideal}} = \frac{V_{out, sim}}{2NV_a} \times 100\%, \quad (4)$$

где  $V_{out, sim}$  – значение выходного напряжения, получаемое при моделировании.

В обоих случаях моделирование осуществлялось в САПР Cadence, в модуле Virtuoso ADE, с учетом экстрагированных из топологии паразитных составляющих. Сопротивление нагрузки умножителя во всех случаях задавалось равным 100 МОм. Как видно из рис. 3, выходные характеристики умножителя У1, во всем диапазоне ам-

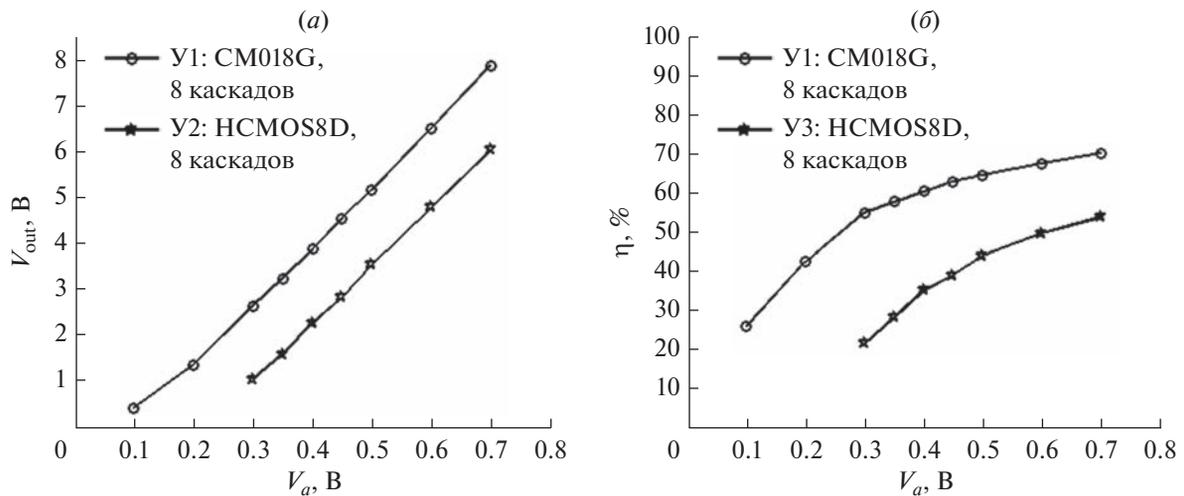


Рис. 3. Результаты моделирования восьмикаскадных умножителей, реализованных по технологиям КМОП 180 нм: (а) – зависимость выходного напряжения  $V_{out}$  от входной амплитуды  $V_a$ ; (б) – зависимость эффективности умножения напряжения  $\eta$  от входной амплитуды  $V_a$ .

плитуды входного напряжения превосходят характеристики умножителя У2, что объясняется в первую очередь большими значениями порогового напряжения МОП-транзисторов во втором случае. Оба устройства начинают выпрямлять напряжение еще в подпороговой области, однако чувствительность по входному напряжению у У1 выше и составляет порядка 0.1 В, в то время как у У2 значение этого показателя лежит в диапазоне от 0.25 до 0.3 В. То же касается и минимальной необходимой входной амплитуды для получения требуемого выходного напряжения: если принять за нужный выходной уровень 2 В (напряжение ядра в обеих технологиях составляет 1.8 В, однако нужно учитывать возможные потери на стабилизаторе напряжения), то умножитель У1 достигнет этого значения при 250 мВ на входе, а умножителю У2 потребуются  $V_a = 375$  мВ. Из сравнения эффективности умножения следует, что для обоих умножителей минимальное значение этого показателя лежит в диапазоне от 20 до 25% (с учетом гораздо более высокой чувствительности У1), однако при 0.7 В на входе эффективность умножителя У2 достигает только 54%, в то время как эффективность У1 при такой высокой входной амплитуде составляет более 70%.

При проектировании микросхемы по технологии HCMOS8D помимо восьмикаскадного умножителя напряжения (У2) был также построен умножитель на шестнадцати каскадах (У3) для достижения более высоких уровней выходного напряжения, для достижения тех же уровней, что и при  $N = 8$ , но при более низких входных амплитудах, а также для исследования влияния числа

каскадов на эффективность умножения напряжения. Конструкция умножителя У3 была создана путем объединения двух ячеек умножителя У2 (рис. 4), что обеспечивалось удобной возможностью каскадирования умножителей, построенных на основе схемы Диксона. Площадь, занимаемая умножителем У3 на кристалле, составила 0.045 мм<sup>2</sup>, что соответствует удвоенной площади восьмикаскадного умножителя. Зависимости выходного напряжения и эффективности умножения от входной амплитуды для умножителей, построенных по технологии HCMOS8D (У2 с  $N = 8$  и У3 с  $N = 16$ ), показаны на рис. 5а и 5б.

Из рис. 5а видно, что использование конструкции с шестнадцатью каскадами вместо восьми позволяет получать необходимое значение выпрямленного напряжения порядка 2 В при приблизительно 300 мВ на входе, а общая зависимость имеет характер близкий к линейному. Поскольку минимальное значение  $V_a$ , необходимое для получения нужного выходного уровня, при реализации умножителя на шестнадцати каскадах достигло значения близкого к чувствительности по входному напряжению, дальнейшее увеличение числа каскадов видится нецелесообразным при тех же технологии и требованиях по выходу.

Результаты, представленные на рис. 5б, свидетельствуют о том, что увеличение числа каскадов умножения не оказывает существенного влияния на эффективность умножения – разница по этому показателю между У2 и У3 составляет примерно от 1 до 3% для различных  $V_a$ , причем с увеличе-

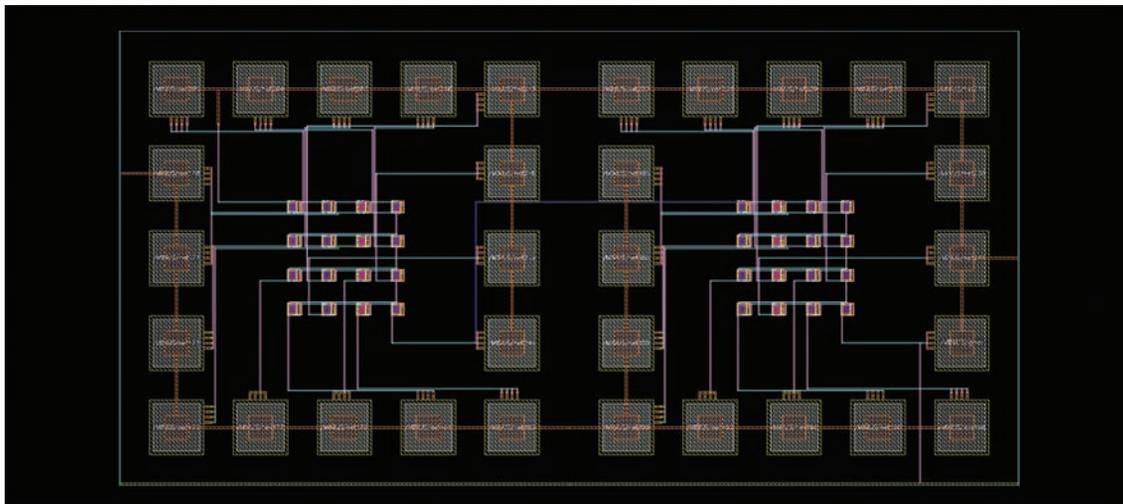


Рис. 4. Топология умножителя напряжения на шестнадцать каскадах (У3).

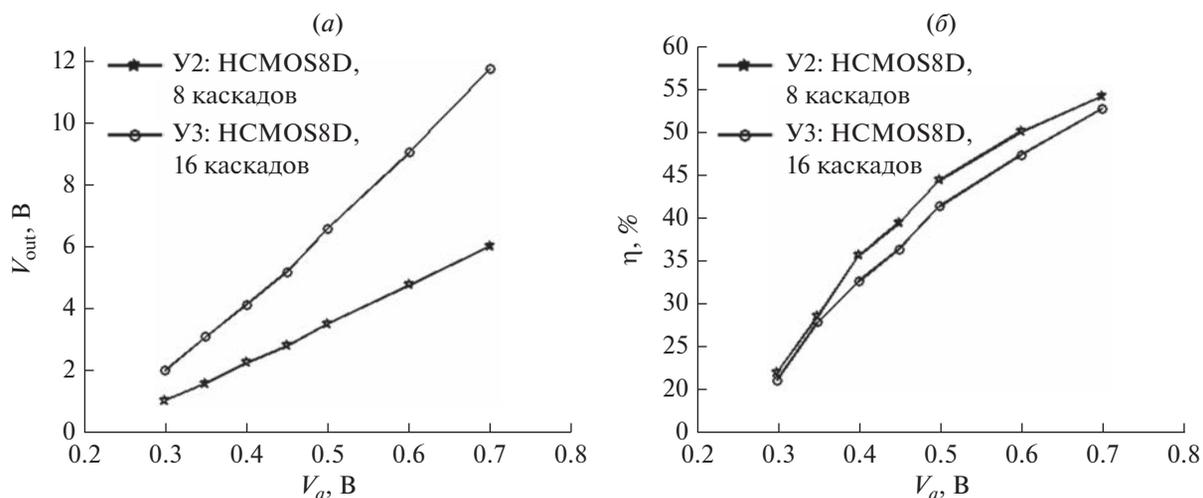


Рис. 5. Результаты моделирования умножителей при  $N = 8$  и  $N = 16$ , построенных по технологии HCMOS8D: (а) – зависимость выходного напряжения  $V_{out}$  от входной амплитуды  $V_a$ ; (б) – зависимость эффективности умножения напряжения  $\eta$  от входной амплитуды  $V_a$ .

нием  $N$  эффективность снижается, а не возрастает. Сохранение относительно высоких значений эффективности умножения при увеличении числа каскадов, то есть независимость эффективности от  $N$ , достигается за счет особого включения выводов транзисторов (рис. 1а) [21], благодаря чему значительно подавляется эффект подложки, негативно воздействующий на падения напряжения на МОП-транзисторах в диодном включении. При типовом включении транзисторов эффективность умножения резко снижается при увеличении числа каскадов [23], а небольшое, но все же ненулевое снижение эффективности в случае умножителя У3 может означать, что влияние эф-

фекта подложки пусть и существенно снижено, но не устранено окончательно.

#### 4. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

На основе результатов исследования и проектирования интегральных многокаскадных умножителей напряжения предлагаются практические рекомендации, которые могут оказаться полезными при дальнейших работах в этой области.

1. Существует несколько распространенных схем выпрямителей и умножителей напряжения, применяемых в маломощных приложениях (умно-

жители Диксона, Кокрофта–Уолтона, различные выпрямители с дифференциальным управлением и другие схемы), выбор которых обусловлен в первую очередь областью применения. Для беспроводных пассивных микроустройств, удаленных на существенное расстояние от источников излучения (метры или десятки метров) рекомендуется использовать схемы на основе умножителя Диксона, поскольку они просто каскадируются и позволяют получать нужные значения выходного напряжения при небольших входных амплитудах.

2. В случае реализации модуля питания по передовым технологиям, например КНИ или технологиям КМОП, включающим транзисторы с нулевым пороговым напряжением, могут быть достигнуты высокие выходные характеристики умножителей. Однако обеспечить необходимые технические требования возможно также с помощью более экономичных и доступных технологий, выпрямляющие компоненты в которых способны работать при напряжениях ниже порогового значения.

3. Если при проектировании существует возможность выбора типовой КМОП-технологии, по которой будет реализовываться интегральный модуль питания, в первую очередь следует обращать внимание на значение порогового напряжения наноразмерных МОП-транзисторов, которое оказывает критическое влияние на эффективность схем умножения. Другим важным параметром является отношение прямых и обратных токов транзисторов в диодном включении.

4. Выбор размеров МОП-транзисторов в диодном включении, обусловлен достижением компромисса между возрастанием зарядовых токов при увеличении ширины канала и ростом емкостных потерь и токов утечки. По результатам предыдущих исследований [21, 23] установлено, что оптимальные значения соотношения ширины канала транзистора к длине находятся в диапазоне от 35 до 50. Кроме того в случае высоких значений ширины канала рекомендуется реализовывать многопальцевую структуру затворов для удобства топологического размещения и для снижения общей паразитной емкости, связанной с обратным смещенным диодом в подложке [24] и негативно влияющей на параметр наклона подпороговой характеристики транзистора [25].

5. При интегральной реализации выпрямителей-умножителей накопительные конденсаторы и конденсаторы связи рекомендуется реализовывать в виде МІМ-конденсаторов, присутствующих в большинстве наноразмерных КМОП-технологий. Использование МІМ-конденсаторов,

номинал которых, согласно результатам более ранних исследований [21, 23], может варьироваться от 100 фФ до 1 пФ, позволяет получать необходимые значения емкости при относительно невысокой занимаемой площади.

6. Использование каскадируемых умножителей напряжения дает возможность получать более высокие значения выходного напряжения, однако в зависимости от используемой технологии, выпрямляющих компонентов, схемы включения и других факторов полезный эффект, достигаемый при увеличении числа каскадов может быть разным. Следует оценивать эффективность умножителя при увеличении числа каскадов, поскольку после определенного предела незначительный прирост выходного напряжения уже может не компенсировать другие параметры, например, занимаемую на кристалле площадь или время выхода на режим.

7. Повысить эффективность умножителей напряжения можно применив те или иные структурные и/или схематические решения, например, в предлагаемом умножителе реализовано особое включение  $p$ -канальных диодно-соединенных МОП-транзисторов для снижения влияния эффекта подложки при большом числе каскадов [26]. К другим широко распространенным решениям можно отнести различные методы схемной компенсации порогового напряжения и адаптивной подстройки структуры в зависимости от уровня входной мощности или нагрузочного тока.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлены результаты проектирования интегральных многокаскадных умножителей напряжения по типовым технологиям КМОП с проектными нормами 180–250 нм. На основе анализа параметров МОП-транзисторов, представленных в различных технологиях, и результатов высокоточного компьютерного моделирования в САПР Cadence установлено, что наиболее высокие значения выходных характеристик умножителей среди рассмотренных технологий способна обеспечивать технология SM018G, однако добиться требуемых значений характеристик возможно, реализуя микроустройства и по технологии HCMOS8D. Показано, что для восьмикаскадного умножителя, реализованного по этой технологии, чувствительность по входному напряжению составляет менее 300 мВ, а минимальная амплитуда входного напряжения, при которой возможно достижение необходимого для ра-

боты микросхемы модуля питания уровня 2 В, составляет 375 мВ.

Рассмотрены преимущества интегральной имплементации модулей питания беспроводных микроустройств и особенности топологического проектирования интегральных умножителей напряжения, позволяющие снизить влияние паразитных эффектов на рабочие характеристики и уменьшить занимаемую площадь. Показано влияние числа каскадов умножителя на уровень выходного умножения и эффективность умножения. Значение необходимого минимального входного напряжения при реализации умножителя на шестнадцати каскадах удалось снизить до 300 мВ. На основе проведенных исследований и разработок сформулированы практические рекомендации, которые могут применяться при проектировании компонентов интегральных модулей питания безбатарейных устройств.

Работа выполнена в рамках проекта № FENW-2020-0022 “Разработка и исследование методов и средств мониторинга, диагностики и прогнозирования состояния инженерных объектов на основе искусственного интеллекта” по заданию Минобрнауки России.

При выполнении работы использовались программно-аппаратные средства ЦКП “Микросистемная техника и электронная компонентная база” МИЭТ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Guler U., Jia Y., Ghovanloo M.* A Reconfigurable Passive Voltage Multiplier for Wireless Mobile IoT Applications // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs.* 2020. V. 67. № 4. P. 615–619.
2. *Chun A.C.C., Ramiah H., Mekhilef S.* Wide Power Dynamic Range CMOS RF-DC Rectifier for RF Energy Harvesting System: A Review // *IEEE Access.* 2022. V. 10. P. 23948–23963.
3. *Li P. et al.* RF Energy Harvesting for Batteryless and Maintenance-Free Condition Monitoring of Railway Tracks // *IEEE Internet of Things J.* 2021. V. 8. № 5. P. 3512–3523.
4. *Charthad J. et al.* mm-Sized Wireless Implantable Device for Electrical Stimulation of Peripheral Nerves // *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems.* 2019. V. 12. № 2. P. 257–270.
5. *Takacs A. et al.* Recent Advances in Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transfer for IoT and SHM Applications // 2017 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM), Donostia. 2017. P. 1–4.
6. *Dickson J.F.* On-Chip High-Voltage Generation in MNOS Integrated Circuits Using an Improved Multiplier Technique // *IEEE J. Solid-state Circuits.* 1976. V. SC-11. № 3. P. 374–378.
7. *Curty J.-P. et al.* Remotely Powered Addressable UHF RFID Integrated System // *IEEE Journal of Solid-State Circuits.* 2005. V. 40. № 11. P. 2193–2202.
8. *Hong Y. et al.* Design of Passive UHF RFID Tag in 130 nm CMOS Technology // 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2008), Macao. 2008. P. 1371–1374.
9. *Teh Y.-K. et al.* Design and Analysis of UHF Micropower CMOS DTMOST Rectifiers // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs.* 2009. V. 56. № 2. P. 122–126.
10. *Yao Y. et al.* A Fully Integrated 900-MHz Passive RFID Transponder Front End With Novel Zero-Threshold RF-DC Rectifier // *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2009. V. 56. № 7. P. 2317–2325.
11. *Fahsyar P.N.A., Soin N.* A Proposed Low Power Voltage Multiplier for Passive UHF RFID Transponder // 2010 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE2010), Malacca. 2010. P. 334–337.
12. *Yao W. et al.* Design of a passive UHF RFID tag for the ISO18000-6C protocol // *J. Semiconductors.* 2011. V. 32. № 5. Article 055009. P. 1–6.
13. *Mabrouki A., Latrach M., Lorrain V.* High Efficiency Low Power Rectifier Design using Zero Bias Schottky Diodes // 2014 IEEE Faible Tension Faible Consommation, Monaco. 2014. P. 1–4.
14. *Nicot J., Taris T.* Remote RF Powering of Ambient Sensors // 2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Monte Carlo. 2016. 760–763.
15. *Wang X., Abdelatty O., Mortazawi A.* Design of a Wide Dynamic Range Rectifier Array with an Adaptive Power Distribution Technique // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London. 2016. P. 922–925.
16. *Sinyukin A.S., Kovalev A.V.* Method for the Iterative Refinement of Parameter Values in Analytical Models of Microelectronic Devices Based on Integrated MOS Transistors // *Russian Microelectronics.* 2022. V. 51. № 6. P. 398–403.
17. Технологии [Электронный ресурс]: <https://www.mikron.ru/capabilities/technology> // Сайт группы компаний “Микрон” (дата обращения 02.06.2023).
18. 0.18-micron Technology [Электронный ресурс]: [https://www.tsmc.com/english/dedicatedFoundry/technology/logic/1\\_018micron](https://www.tsmc.com/english/dedicatedFoundry/technology/logic/1_018micron) // TSCM Official Website (дата обращения 02.06.2023).
19. Новые микроэлектронные технологии [Электронный ресурс]: <https://nm-tech.org> // Сайт производителя микроэлектронных компонентов “НМ-Тех” (дата обращения 02.06.2023).
20. *Weste N.H.E., Harris D.M.* CMOS VLSI Design. A Circuits and Systems Perspective / N.H.E. Weste, D.M. Harris // Boston, Addison-Wesley, 2011. 839 p.
21. *Sinyukin A.S., Konoplev B.G.* Integrated CMOS Microwave Power Converter for Passive Wireless Devices //

- Russian Microelectronics. 2021. V. 50. № 3. P. 219–227.
22. *Fang S., McVittie J.P.* Thin-Oxide Damage from Gate Charging During Plasma Processing // IEEE Electron Device Letters. 1992. V. 13. № 5. P. 288–290.
23. *Синюкин А.С., Коноплев Б.Г., Ковалев А.В.* Преобразователь радиочастотной энергии на наноразмерных МОП-транзисторах для пассивных беспроводных приложений // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС), Москва. 2020. С. 218–223.
24. *Baker R.J.* CMOS: circuit design, layout, and simulation / R.J. Baker // Hoboken, Wiley, 2010. 1177 p.
25. *Dabhi C.K.* BSIM4 4.8.1 MOSFET Model / C.K. Dabhi, S.S. Parihar, H. Agrawal, N. Paydavosi., T.H. Morshed, D.D. Lu, W. Yang, M.V. Dunga, X. Xi, J. He, W. Liu, Kanyu, M. Cao, X. Jin, J.J. Ou, M. Chan // Berkeley, University of California, 2017, 185 p.
26. *Коноплев Б.Г., Синюкин А.С.* Умножитель напряжения для маломощных приложений. Патент РФ № 199930 от 29.09.2020.

## ВНИМАНИЮ АВТОРОВ

DOI: 10.31857/S0544126923440011, EDN: GGDJXA

Уважаемые авторы и читатели!

Журнал “МИКРОЭЛЕКТРОНИКА” публикуется на русском языке и распространяется в бумажной и электронной формах. Статьи, направленные для публикации в русской версии Журнала, подлежат переводу и опубликованию в английской версии Журнала.

При подготовке рукописи статьи к отправке в редакцию, автору (соавторам) следует руководствоваться изложенными требованиями и условиями. При этом обращаем внимание на то, что редакция не принимает статью к рассмотрению если:

- статья оформлена (представлена) с нарушением требований, изложенных в данных Правилах;
- статья не соответствует тематике Журнала;
- автором (соавторами, правообладателями) не переданы Издательству необходимые авторские права на использование произведения (статьи);
- отсутствует разрешение организации-работодателя, если статья является произведением, созданным в порядке выполнения автором (соавторами) служебного задания (обязанностей).

Статья не принимается к публикации, если имеется решение редколлегии Журнала о том, что она отклонена. Редколлегия Журнала принадлежит исключительное право приема и отклонения статьи, направленной в Журнал с целью ее опубликования. Решение редколлегии является окончательным.

Статья может быть рецензирована по решению редколлегии Журнала и/или отправлена автору (соавторам) на доработку, а также отклонена как по формальным, так и по научным соображениям. В этих случаях редколлегия в полемику с авторами не вступает. Решение редколлегии о принятии статьи к публикации, доработке или ее отклонении доводится редакцией до сведения автора. Статьи (рукописи) и дискеты редакцией не возвращаются. Редакция вступает в переписку с авторами (соавторами) только в том случае, если статья при-

нята к публикации. Верстка статьи, принятой к публикации, направляется автору (соавторам) для согласования (проверки) и визирования и должна быть возвращена в редакцию в срок, указанный редакцией. Автору высылают отски в электронном виде на его электронную почту. Возвращение редакцией рукописи статьи на доработку не означает, что статья принята к публикации. Доработанный вариант направляется в редакцию вместе с начальной версией.

Автор (соавторы) несут всю ответственность за научное содержание, достоверность сведений, используемых в статье, а также за сохранение государственной и коммерческой тайны.

**Статья должна быть представлена с электронной версией и договором о передаче авторского права.**

**При работе с корректурой замена рисунков, переписывание и редактирование статьи к рассмотрению не принимаются.**

### Правила для авторов

**1.** В журнале публикуются статьи о полупроводниковых приборах на базе новых физических принципов, таких как квантовые размерные эффекты и сверхпроводимость. Данное направление исследований охватывает гетероструктуры, нанотранзисторы и полупроводниковые реализации квантовых битов (кубитов).

**2.** Фамилии авторов статьи располагаются в алфавитном порядке, инициалы ставятся перед фамилией. (Сведения об авторах с указанием имени, отчества, почтового домашнего адреса, места работы и телефонов (каждого из соавторов), а также адреса электронной почты, по которому будет выслана корректура, помещаются дополнительно на отдельной странице после текста статьи и фигур).

**3.** Статья должна быть представлена в электронном виде (Word – шрифт № 14 Times New Roman), формулы должны быть отделены от текста бль-

шим интервалом и напечатаны более свободно, чем основной текст.

4. “Шапка” статьи (и, по желанию, ее перевод в конце статьи) должны быть оформлены по единому стандарту. Вся информация об авторах размещается в “шапке” статьи.

а) Ссылки на места работы авторов латинскими буквами: <sup>a</sup>, <sup>b</sup>, <sup>c</sup> и т.д.;

б) Ссылки на электронные адреса: \*, \*\* и т.д.

Образец оформления шапки приведен ниже:

УДК 0000

**Ab initio МОДЕЛИРОВАНИЕ АДСОРБЦИИ  
ЗОЛОТА НА ПОВЕРХНОСТЬ  
ДЕФЕКТНОГО ГРАФЕНА**

© 2023 г. М. М. Асадов<sup>1,2,\*</sup>, С. О. Маммадова<sup>3</sup>,  
С. С. Гусейнова<sup>3</sup>, С. Н. Мустафаева<sup>3</sup>,  
В. Ф. Лукичев<sup>4,\*\*</sup>

<sup>1</sup>Институт катализа и неорганической химии  
им. М.Ф. Нагиева Национальной академии наук  
Азербайджана, пр. Г. Джавида, 113, Баку,  
AZ-1143 Азербайджан

<sup>2</sup>Научно-исследовательский институт геотехно-  
логических проблем нефти, газа и химия,  
пр. Азадлыг, 20, Баку, AZ-1010 Азербайджан

<sup>3</sup>Институт физики Национальной академии наук  
Азербайджана, пр. Г. Джавида, 131,  
Баку, AZ-1143 Азербайджан

<sup>4</sup>Физико-технологический институт им. К.А. Ва-  
лиева Российской академии наук, Нахимовский  
просп., 36, корп. 1, Москва, 117218 Россия

\*E-mail:

\*\*E-mail:

Поступила в редакцию 01.01.2022 г.

После доработки 01.01.2022 г.

Принята к публикации 01.01.2022 г.

Представлены результаты теоретического исследования локальных структурных изменений и адсорбционных характеристик поверхности графена в присутствии комплекса “вакансия + адатом Au<sub>ads</sub>”. На основе теории функционала плотности (DFT) рассчитаны адсорбционные свойства Au<sub>ads</sub> на поверхности графеновых суперъячеек, содержащих 50 атомов углерода с вакансиями (GP⟨Au<sub>ads</sub>⟩, GP<sub>V</sub>⟨Au<sub>ads</sub>⟩). Определена наиболее стабильная конфигурация суперъячеек GP<sub>V</sub>⟨Au<sub>ads</sub>⟩ с комплексом “вакансия + адатом Au<sub>ads</sub>”. Рассчитано влияние адатома Au<sub>ads</sub> на зонную структуру и

локальный магнитный момент в GP<sub>V</sub>⟨Au<sub>ads</sub>⟩. Анализ данных проводился на основе равновесной атомной конфигурации GP<sub>V</sub>⟨Au<sub>ads</sub>⟩, локальной плотности электронных состояний и спиновой поляризации. Расчеты проводились с использованием обменно-корреляционного функционала в приближении локальной электронной спиновой плотности (LSDA).

*Ключевые слова:* графен, вакансия, адсорбция атома золота, DFT LSDA, магнитный момент.

5. Все материалы статьи — текст, подстрочные примечания, литература печатаются через 1.5 интервала. Там, где впервые в тексте встречается ссылка на рисунок, необходимо сделать отметку на полях или выделить цветом. Нумерация рисунков последовательная цифровая, независимо от их количества в тексте. Так же оформляются ссылки на таблицы. В заголовках таблиц следует пользоваться обозначениями. Таблицы и список цитируемой литературы следует печатать на отдельных от текста страницах

Формулы нумеруются по порядку, сквозной нумерацией через всю статью. Точки в конце формул не ставятся.

6. Статья должна состоять из пронумерованных разделов, включая введение. Заключение не нумеруется. После заключения указываются благодарности, отсутствие конфликта интересов и ссылки на финансирование.

Литература приводится по порядку цитирования в конце статьи с указанием фамилии и инициалов автора, полного названия книги (статьи), издательства, названия журнала полностью (год, том, номер, номера страниц; в тексте должны быть ссылки в квадратных скобках: [1], [2, 3] и т.д.

Ссылки на иностранные источники даются обязательно на языке оригинала.

**Технические требования к изготовлению  
иллюстративных материалов.**

1. Иллюстрационный материал прилагается на отдельных страницах. Графики должны быть пригодными для прямого воспроизведения; необходимо тщательно следить за точным соответствием обозначений в тексте и на рисунках.

2. Подрисуночные подписи должны быть на русском языке и даны на отдельной странице списком.

3. Иллюстрации должны иметь размеры, соответствующие их информативности.

4. В случае изменения размера иллюстрации на процессе внесения редакционной правки, текст уменьшается пропорционально всему изображению.

5. Если иллюстрация состоит из нескольких изображений (графиков), то каждое из этих изображений (графиков) обозначается буквами кириллического алфавита, заключенными в скобки – (а),

(б), и т.д., шрифтом 10 pt, по центру каждого изображения (графика).

6. Точка не ставится после размерностей (с – секунда, г – грамм, мин – минута, сут – сутки, град – градус) и некоторых числительных (млн – миллион, млрд – миллиард, трлн – триллион).

7. К статье должны прилагаться файлы с рисунками в одном из форматов: eps, tiff, jpg, bmp, ppt, png.