СОДЕРЖАНИЕ

Том 50, номер 3, 2021

ЮБИЛЕЙ

Поздравляем Вадима Анатольевича Шахнова с 80-летием 163

ТЕХНОЛОГИИ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ

Биосенсоры на основе КНИ-нанопроволочных транзисторов
для биомедицины и вирусологии

О. В. Наумова, В. М. Генералов, Э. Г. Зайцева, А. В. Латышев, А. Л. Асеев, С. А. Пьянков, И. В. Колосова, Г. Г. Ананько, А. П. Агафонов, Е. В. Гаврилова, Р. А. Максютов, А. С. Сафатов 166

Влияние режима электроформовки на устойчивость переключений мемристоров
на основе открытых “сэндвич”-структур в среде кислорода

В. М. Мордвинцев, Е. С. Горлачев, С. Е. Кудрявцев 175

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Монолитные интегральные схемы Ku и Ka диапазонов длин волн
на основе нитрида галлия на подложках кремния

Ю. В. Федоров, А. С. Бугаев, С. А. Гамкрелидзе, Д. Л. Гнатюк, О. С. Матвеенко, А. Ю. Павлов, Р. Р. Галиев, А. В. Зуев, М. В. Майтама, Н. В. Щаврук, К. Н. Томош 184

Цифровые схемы на основе квантовых транзисторов

В. М. Балабанов, Н. Ф. Карушкин, И. А. Обухов, Е. А. Смирнова 190

Параметризация СВЧ и шумовой модели метаморфного 0.15 мкм МНЕМТ
INALAS/INGAAS транзистора

А. А. Горелов, В. В. Локотко, Н. И. Каргин, И. С. Васильевский, К. С. Гришаков, Р. В. Рыжук 199

Одноконденсаторный электростатический преобразователь колебательной
энергии на основе дупликатора Беннета

В. П. Драгунов, Р. Е. Синицкий, Е. В. Драгунова 208

Интегральный КМОП-преобразователь СВЧ энергии
для пассивных беспроводных устройств

А. С. Синюкин, Б. Г. Коноплев 219

МОДЕЛИРОВАНИЕ

Электромагнитное моделирование монолитной интегральной схемы
СВЧ аттенюатора на AlGaN/GaN гетероструктурах

А. С. Адонин, А. Ю. Евграфов, Ю. В. Колковский, В. М. Миннебаев 228

Зарядочувствительный усилитель с псевдодифференциальным выходом

Э. В. Аткин, В. В. Шумихин 236

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 163–165

ЮБИЛЕЙ

ПОЗДРАВЛЯЕМ ВАДИМА АНАТОЛЬЕВИЧА ШАХНОВА С 80-ЛЕТИЕМ

DOI: 10.31857/S0544126921030108

Вадим Анатольевич Шахнов родился 29 января 1941 г. в Москве. Началась война, мама Вадима Анатольевича оставляет учебу, и они переезжают к ее сестре в город Фрунзе (Киргизская ССР). Здесь Вадим Анатольевич пошел в школу, отлично учился. После окончания второго класса семья переезжает в город Кушку (Туркменская ССР), где они прожили семь лет. В школе были прекрасные учителя математики и физики, которые привили любовь к этим предметам. Десятый класс Вадим Анатольевич заканчивает в городе Мары (Туркменская ССР) с двумя четверками в аттестате: по литературе и химии.

Переехав в г. Фрунзе, Вадим Анатольевич работает фрезеровщиком на инструментальном заводе им. В.И. Ленина, много занимается на подготовительных курсах Фрунзенского политеха и в 1959 г., сдав экзамены на все пятерки, поступает во Фрунзенский политехнический институт (г. Фрунзе, Киргизская ССР). В вузовской учебе тогда было нововведение: учились вечером, а днем работали на производстве, осваивая будущие специальности [1].

В Политехе высшую математику преподавал педагог Д. Джунушев. Он преподносил сложный материал настолько просто и доходчиво, что почти все его студенты сдавали экзамены с первого захода. В Вадиме Анатольевиче он сразу отметил способность к математике, давал дополнительные задания и впоследствии привлекал к приему экзаменов у вечерников.

После успешного окончания второго курса и работы фрезеровщиком на заводе им. В.И. Ленина Вадим Анатольевич приезжает в Москву, подает документы в Физтех, МЭИ и МВТУ им. Н.Э. Баумана, и так складывается его дальнейшая судьба, что он становится студентом последнего. В 1961 г. он становится студентом кафедры “Вычислительные машины” (П6) МВТУ им. Н.Э. Баумана, руководимой профессором Б.В. Анисимовым [2].

Учеба в МВТУ в те времена была настоящей школой жизни. Лекции читали профессионалы своего дела, практики: проф. Н.Н. Малинин, доц. А.Я. Савельев, доц. В.Н. Голубкин, проф. Б.В. Анисимов, проф. А.Н. Малов и другие. Все они проводили занятия с большим профессионализмом и внимательно относились к студентам. С большой теплотой вспоминал Вадим Анатольевич в дальнейшем заместителя декана, доц. Н.И. Фадеева, который в тяжелые годы помогал ему, устраивал на подработку на разные кафедры.

Во время учебы Вадим Анатольевич активно занимался спортом, участвовал в межинститутской спартакиаде по легкой атлетике, занимался альпинизмом (покорил пик Электра на Памире, 4050 м). Принимал участие в работе студенческого театра, даже принял участие в съемках фильма “Война и мир”.

На последнем курсе, когда встал вопрос о преддипломной практике, зав. кафедрой, проф. Б.В. Анисимов помог Вадиму Анатольевичу устроиться в Зеленоград к проф. Д.И. Юдицкому и проф. И.Я. Акушскому. Сразу окунувшись в работу, Вадим Анатольевич принял участие в разработке основ архитектуры ЭВМ, работающих в остаточных классах. Практика оказалась крайне полезной: в июне 1966 года Вадим Анатольевич первым в МВТУ представил на защиту дипломный проект, в котором подробно рассматривалась технология и применение микросхем типа “Тропа”. Дипломный проект был защищен на отлично, и Вадим Анатольевич заканчивает МВТУ с красным дипломом.

В сентябре 1966 году, закончив МВТУ им. Н.Э. Баумана и получив диплом инженера по специальности “Математические и счетно-решающие приборы и устройства”, В.А. Шахнов приступает к работе в Зеленоградском НПО “Научный центр”, где начал заниматься исследованиями быстропротекающих процессов в тонких магнитных пленках и проблемами разработки быстродействующих запоминающих устройств ЭВМ.

В этом же году он поступил в заочную аспирантуру Московского института электронной техники (МИЭТ), обучение в которой завершил в 1970 г. защитой кандидатской диссертации под руководством замечательного ученого и педагога, доктора технических наук, профессора Л.Н. Преснухина. Начиная с этого времени Вадим Анатольевич работает по совместительству в МИЭТ, где преподает курс “Конструирование ЭВМ и систем”.

С 1970 г. В.А. Шахнов участвует в разработках мини- и микро-ЭВМ, микропроцессоров и микропроцессорных средств вычислительной техники в Специализированном вычислительном центре (СВЦ), руководимом доктором технических наук, профессором Д.И. Юдицким. В это время в СВЦ была создана первая в стране миниЭВМ, были разработаны первые в мире 16-разрядные КМОП-микропроцессоры с оригинальной архитектурой и микро ЭВМ на их основе. Итоги исследований этих лет нашли отражение в книге, подготовленной совместно с Л.Н. Преснухиным – “Конструирование ЭВМ и систем”, которая на много лет стала настольной книгой инженеров-разработчиков вычислительных систем.

С 1976 г. В.А. Шахнов руководит работой отраслевого отдела микропроцессоров и микропроцессорных средств вычислительной техники Минэлектронпрома СССР, координируя работы всех предприятий отрасли в этом важнейшем направлении развития науки и технологии. Основные направления научных исследований в то время были связаны с созданием и развитием функционально и технологически сложных больших интегральных схем и средств вычислительной техники на их основе, внедрением этих схем и средств в серийного производство. На основе анализа уровня развития отечественных предприятий были сформулированы комплексные межотраслевые программы создания и применения микропроцессоров и микро-ЭВМ. В их основу заложены системные принципы и экономические целесообразные подходы к созданию микропроцессоров и микро-ЭВМ нового поколения, что нашло отражение в первых отечественных монографиях, стандартах и учебных пособиях [3].

В 1983 г. Вадиму Анатольевичу Шахнову была присуждена премия Совета Министров СССР в области науки и техники [4].

В 1985 г. – Государственная премия СССР в области науки и техники за разработку и внедрение специальной техники на базе микропроцессоров [5].

С 1970 г. Вадим Анатольевич Шахнов занимался преподавательской работой, работая по совместительству доцентом на кафедре “Электронно-вычислительные машины” Московского института электронной техники.

В 1989 г. за успешную работу по внедрению микропроцессоров в космическую аппаратуру Федерация космонавтики СССР наградила Вадима Анатольевича Шахнова медалью им. академика М.В. Келдыша.

В 1991 г. В.А. Шахнов был приглашен в МГТУ им. Н.Э. Баумана, где возглавил кафедру “Проектирование и технология производства электронной аппаратуры” (ИУ4) [6]. В этом же году он защитил докторскую диссертацию на тему “Системное конструирование ЭВМ на больших интегральных схемах”.

В области создания новых видов электронной аппаратуры и методов их проектирования под руководством В.А. Шахнова разработана ресурсосберегающая методология проектирования несущих конструкций электронной аппаратуры, работающей в условиях квазистатического и динамического нагружения. На кафедре проведены исследования и разработка активных методов управления волновыми полями. Вадим Анатольевич всегда уделял огромное внимание подготовке молодых научных кадров, постановке научно-исследовательской работы по прорывным, новым направлениям науки и техники. В 1995 г. четверо молодых исследователей кафедры (В.А. Соловьев, П.В. Горюнов, А.И. Ельников, И.В. Кормушин) стали лауреатами Государственной премии РФ в области науки и техники для молодых ученых за разработку ресурсосберегающей методологии проектирования несущих конструкций электронной аппаратуры [7]. В 2000 г. за работку теории и создание экспериментальной установки активного противодействия акустическим шумам, сотрудник кафедры, А.И. Власов был удостоен звания лауреата Государственной премии РФ в области науки и техники для молодых ученых [8].

В 1996 г. Вадиму Анатольевичу за новаторскую деятельность в области образования и подготовки научных кадров Международным обществом инженерной педагогики присвоено почетное звание “Европейский инженер-педагог”.

За вклад в развитие электронной техники в 1999 г. В.А. Шахнову был вручен Памятный знак “90 лет со дня рождения Александра Ивановича Шокина” Российским Агентством по системам управления.

Дальнейшее развитие исследований было сконцентрировано на создании новых видов высокоточной электромагнитной измерительной аппаратуры, за разработку которой В.А. Шахнову в 2001 году присвоено звание Лауреата премии Правительства РФ в области науки и техники [9].

Общие принципы разработки конструкции и технологии производства современных видов электронной аппаратуры легли в основу изданного в 2002 г. и переизданного в 2005 г. базового учебника для вузов "Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры". В 2009 г. В.А. Шахнов принял активное участие в создании научно-практического и методического инновационного комплекса персонифицированной профессиональной подготовки высококвалифицированных специалистов в области информационно-телекоммуникационных технологий для образовательных учреждений высшего профессионального образования, за разработку которого коллективу ученых МГТУ им. Н.Э. Баумана присуждена премия Правительства РФ в области образования 2009 года [10].

Возглавляемая В.А. Шахновым научная школа "Конструкторско-технологическая информатика в радиоэлектронике" отмечена грантами Президента РФ в 2006, 2008, 2010, 2012 и 2014 годах.

В 2004 г. на кафедре организована первая в университете лаборатория по изучению нанотехнологий. Разработан учебно-методический комплекс подготовки специалистов "Библиотека Наноинженерии" в 17 томах. Вадим Анатольевич стоял у истоков издания периодического журнала "Наноинженерия", проведения ежегодной школы-семинара "Наноинженерия". В 2009 году при кафедре создан Научно-образовательный центр "Нанотехнологические системы и наноэлектроника", результаты разработки которого в области МЭМС сенсоров нашли широкое применение в специальной и космической технике.

Полученные В.А. Шахновым и сотрудниками кафедры результаты исследований неоднократно докладывались на Российских и международных конференциях и симпозиумах. При непосредственном участии Вадима Анатольевича ежегодно, начиная с 2000 года, проводится международная молодежная научно-техническая конференции "Наукоемкие технологии и интеллектуальные системы".

На базе этих результатов под научным руководством В.А. Шахнова подготовлены и защищены 16 кандидатских и 2 докторских диссертаций сотрудниками кафедры, докторантами и аспирантами. В. А. Шахнов – автор более 250 научных и учебно-методических работ (в том числе 16 учебников, учебных пособий и 7 монографий) и 12 изобретений.

Вадим Анатольевич Шахнов является членом редакционных коллегий шести научно-технических журналов и трех диссертационных советов.

Его заслуги были отмечены рядом государственных наград, в том числе и медалью ордена "За заслуги перед Отечеством" II степени (2005 г.) [11] и медалями "Ветеран труда" (1987 г.), "В память 800-летия Москвы" (1997 г.). В 2001 г. ему было присвоено почетное звание "Заслуженный деятель науки Российской Федерации" [12]. 29 мая 2008 г. Вадим Анатольевич Шахнов был избран избран членом-корреспондентом РАН [13]. С 2010 г. он ученый секретарь Российского фонда фундаментальных исследований [14].

В октябре 2012 г. награжден медалью ЮНЕСКО "За вклад в развитие нанонауки и нанотехнологий" [15]. Награждение происходило в торжественной, праздничной обстановке в штаб-квартире ЮНЕСКО в Париже. Медаль вручала генеральный директор ЮНЕСКО Ирина Бокова. Были представители посольств России, Германии и США.

14 мая 2016 г. за заслуги в развитии науки, образования, подготовке квалифицированных специалистов и многолетнюю плодотворную работу Вадим Анатольевич был награжден орденом Дружбы.

Коллектив журнала "Микроэлектроника" поздравляет Вадима Анатольевича с юбилеем, желает ему многих лет жизни и творческих успехов!

Редколлегия

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 166–174

ТЕХНОЛОГИИ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.382;353-083;53-088

БИОСЕНСОРЫ НА ОСНОВЕ КНИ-НАНОПРОВОЛОЧНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ БИОМЕДИЦИНЫ И ВИРУСОЛОГИИ

© 2021 г. О. В. Наумова[a, *], В. М. Генералов[b], Э. Г. Зайцева[a], А. В. Латышев[a], А. Л. Асеев[a, b], С. А. Пьянков[b], И. В. Колосова[b], Г. Г. Ананько[b], А. П. Агафонов[b], Е. В. Гаврилова[b], Р. А. Максютов[b], А. С. Сафатов[b]

[a] *Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО Российской АН, пр. акад. Лаврентьева, 13, Новосибирск, 630090 Россия*

[b] *Государственный научный центр вирусологии и биотехнологий "Вектор", рабочий поселок Кольцово, Новосибирская обл., 630559 Россия*

[c] *Новосибирский национальный исследовательский государственный университет, ул. Пирогова, 2, Новосибирск, 630090 Россия*

**E-mail: naumova@isp.nsc.ru*

Поступила в редакцию 03.08.2020 г.
После доработки 18.11.2020 г.
Принята к публикации 18.11.2020 г.

Статья содержит результаты исследований по актуальной проблеме высокочувствительной экспрессной регистрации биологических объектов с помощью полевых транзисторов с открытой для доступа аналита поверхностью, изготовленных на основе пленок кремния-на-изоляторе (КНИ). На примере индикации вирусов ядерного полиэдроза и осповакцины рассмотрены возможности диэлектрофоретических воздействий для управления концентрацией аналита в области сенсорных элементов. Показано, что использование эффекта диэлектрофореза позволяет решить: 1) ключевые задачи по созданию сенсорных систем – увеличения обнаружительной способности, выделения и верификация сигнала от целевых частиц и 2) фундаментальную задачу – определения зарядового состояния аналита в растворах без модификации поверхности сенсоров. Обсуждаются проблемы и перспективы массового применения нанопроволочных биосенсоров, в том числе с диэлектрофоретическим воздействием, в биотехнологиях, вирусологии и др.

DOI: 10.31857/S0544126921030066

ВВЕДЕНИЕ

Обострившаяся в последнее время проблема возникновения эпидемии или пандемии сопровождается новыми и все более высокими требованиями к процессам индикации биологических и химических аналитов (вирусов, патогенов, токсинов и др.), таких как чувствительность, специфичность, достоверность полученных результатов, скорость процедуры и производительность, отношение сигнал/шум, энергопотребление и стоимость. Эти обстоятельства требуют разработки новых более совершенных технологий по отношению к уже имеющимся, традиционным вариантам решения указанной проблемы, основанным на применении клинических, вирусологических методов контроля, таких как, полимеразная цепная реакция, иммуноферментный, гемагглютинация, анализ морфологии патогена, использование лабораторных животных и др.

В последние десятилетие конкурентоспособную альтернативу традиционным аналитическим системам индикации представляет стремительно развивающееся направление разработки детекторов на основе нанопроволочных (НП) сенсоров. Такие устройства обладают уникальными характеристиками по чувствительности к биологическим молекулам в фемтомольном и субфемтомольном диапазоне, экспрессности и возможности индикации в форме электрических сигналов, возникающих при контакте молекул аналита с поверхностью сенсорного элемента. Оцифровка сигнала позволяет широко использовать преимущества информационных технологий при обработке и передаче данных индикации через каналы связи в единый информационный центр, для неограниченно долгого хранения результатов индикации, осуществления компьютерной статистической обработки массива результатов и достижения высокой достоверности метода.

Кроме системы сбора и обработки данных, составными частями сенсорных устройств являются: система доставки аналита к сенсорному элементу; распознающий элемент – слой рецепторов, ферментов, антител, фрагментов ДНК и др. (или так называемый слой зондов) на поверхности

сенсора, который селективно взаимодействует с аналитом – объектом исследований и практически не реагируют с другими веществами, находящимися в растворе/газе; сам сенсорный элемент, который преобразует биохимическое взаимодействие аналита со слоем зондов на его поверхности в измеряемый сигнал [1]. В последние десятилетия предложены/реализованы различные решения при создании всех составных частей сенсорных систем, включая технологии формирования и материал сенсорного элемента. Среди различного вида нанопроволочных сенсоров особое место занимают сенсоры на основе кремния (в частности, пленок кремния-на-изоляторе, КНИ). В первую очередь, из-за возможности массового производства сенсоров и диагностических Lab-on-Chip систем при использовании промышленной кремниевой технологии.

Ранее в ИФП СО РАН совместно с ИБМХ им. Ореховича РАМН на основе так называемой top-down технологии, с использованием оптической и электронной литографии наноразмерных слоев КНИ были разработаны и реализованы нанопроволочные сенсоры с фемтомольной (10^{-15} М) чувствительностью к белкам. В работах [2–4] в качестве тестовых использовались молекулы бычьего сывороточного альбумина BSA. Чтобы обеспечить максимальный отклик к белку были использованы транзисторные характеристики КНИ-сенсоров (подложка структур КНИ использовалась в качестве управляющего затвора, скрытый диэлектрик – в качестве подзатворного). Это позволило обеспечить внутреннее усиление сигнала за счет экспоненциальной зависимости тока в подпороговом режиме КНИ нанопроволочного сенсора (транзистора). В дальнейшем КНИ-НП сенсоры были использованы при детекции HBsAg-маркеров гепатита В, онкомаркера печени α-фетопротеина (чувствительность в интервале 10^{-14}–10^{-15} М) [5], онкомаркера легких D-NFATc1 с чувствительностью 2.5×10^{-15} М [6].

Фемтомольный уровень чувствительности НП-сенсоров ограничен вероятностью адсорбции аналита на его поверхность. Это ограничение частично снимается, например, за счет использования микрожидкостных ячеек с циклической прогонкой тестируемого раствора и/или за счет увеличения площади сенсорного элемента. Используемый нами подход позволил не только обеспечить внутреннее усиление считываемого сигнала, но и снять ограничение на нанометровый размер сенсорного элемента.

Принцип работы нанопроволочных сенсоров основан на полевом эффекте. Адсорбция частиц приводит к изменению потенциала на поверхности НП. Соответственно, изменяется концентрация свободных носителей в сенсоре и его проводимость (в режиме реального времени, что и обеспечивает экспрессность индикации аналита). Если при адсорбции происходит обеднение сенсорного элемента свободными носителями в локальной области и область обеднения сопоставима с размерами НП-элемента, то одна частица способна полностью блокировать его проводимость. В результате достигается максимальный отклик с предельной чувствительностью – одна частица на сенсорный элемент. Отметим, что экспериментально предельная чувствительность НП-сенсоров была достигнута при детекции вируса гриппа в работе [7]. Ширина области обеднения определяется концентрацией свободных носителей. Подпороговый режим транзистора позволяет изменять концентрацию свободных носителей в пределах нескольких порядков, т.е. “настраивать” ширину области обеднения. Соответственно, появляется возможность снять ограничение на нанометровый размер (увеличить эффективную площадь) сенсорного элемента и перейти полностью к оптической литографии при его формировании.

Фемтомольный уровень чувствительности для сенсоров с микронной шириной сенсорных элементов (полосок КНИ), изготовленных с использованием стандартной оптической литографии был получен нами при детекции коротких последовательностей РНК, соответствующим маркерам немелкоклеточного рака легкого (с динамическим диапазоном 10 порядков) [8], субфемтомольный уровень (до 10^{-17} М) – для микро-РНК, содержащихся в плазме крови больных раком груди [9]. В недавней работе [10] показана возможность применения таких сенсоров для индикации модельного белка VP-40 вируса Эбола и его комплексов со специфичными моноклональными антителами.

Высокая чувствительность сенсоров достигается при условии, что сигнал от аналита больше, чем сигнал от фоновых частиц. Сигнал от фоновых частиц определяется по отклику сенсоров без зондов на поверхности. То есть для верификации измерений чип с сенсорами должен иметь, как минимум, два типа элементов:

1) модифицированных зондами для селективного специфического взаимодействия с аналитом;

2) не модифицированных или модифицированных неспецифичными зондами (для сравнения). В работе [8] предложен метод модификации поверхности сенсоров, позволяющий получить его отклик на фоновые РНК (на неспецифическое взаимодействие с олигонуклеотидными зондами), не больше 2% даже при изменении их концентрации на 9 порядков (от 10^{-15} до 10^{-6} М). Для подавления фонового сигнала использовалась пассивация остаточных связей на поверхности сенсоров, не прореагировавших с зондами, молекулами глицина. Вопрос об эффективности и особенностях пассивации поверхности сенсоров исследован в работе [11].

В то же время перспективы широкого применения КНИ-биосенсоров для реализации их кон-

курентных преимуществ при решении практически важных задач современной биомедицины и вирусологии сдерживаются рядом проблем. Основными из них являются: 1) проблема подготовки поверхности и индикация аналита в реальных биожидкостях с высокой концентрацией фоновых частиц различного вида (например, в крови, плазме крови с концентрацией частиц на уровне 150 мМ, в питательных средах для вирусов, бактерий, с высокой концентрацией белков и т.д.), 2) проблема совмещения технологии модификации поверхности сенсоров с формированием микрожидкостных ячеек, 3) проблема накопления заряда на поверхности сенсоров при их хранении [12]. Фемтомольная и субфемтомольная чувствительность сенсоров, как говорилось выше, ограничена доставкой аналита к сенсорным элементам. Перспективным решением этих проблем является диэлектрофорез (**ДЭФ**).

Диэлектрофорез – это электрокинетическое движение диэлектрически поляризованных материалов в неоднородном переменном электрическом поле [13]. ДЭФ-манипуляция биочастицами зависит от их поляризуемости и поляризуемости окружающей среды. Сила, действующая в неоднородном электрическом поле напряженностью E на частицу сферической формы радиусом r, определяется как:

$$\vec{F} = 2\pi r^3 \varepsilon_m \,\mathrm{Re}[F_{CM}]\nabla|E^2| = 2\pi r^3 \varepsilon_m \,\mathrm{Re}\left[\frac{\varepsilon_p^* - \varepsilon_m^*}{\varepsilon_p^* + 2\varepsilon_m^*}\right]\nabla|E^2|. \quad (1)$$

Здесь ε_m – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $\mathrm{Re}[F_{CM}]$ – реальная часть фактора Клаузиуса-Массотти, знак которой определяет направление действующей силы – положительный (+) или отрицательный (–) ДЭФ, ε_p^* и ε_m^* – комплексные диэлектрические проницаемости частицы и среды, соответственно. При +ДЭФ ($\varepsilon_p^* > \varepsilon_m^*$) частицы движутся в область высоких полей и захватываются в пространстве между электродами, к которым прикладывается переменное электрическое поле. При –ДЭФ ($\varepsilon_p^* < \varepsilon_m^*$) частицы вытесняются из области между ДЭФ-электродами.

Поскольку поляризуемость биочастиц отражает их уникальность и определяется их формой/размерами (см. выражение (1)), то использование эффекта диэлектрофореза открывает широкие возможности в манипуляции местоположением аналита и фоновых частиц между ДЭФ-электродами. В настоящее время известно успешное применение ДЭФ для манипуляции наноматериалами, Si-нанопроволоками [14], биочастицами, включая их сепарацию в растворах [13], самоформирование интерфейсов между нанопроволоками и биочастицами (био/наноинтерфейсов) [15] и др.

Целью данной работы являлось использование диэлектрофореза для управляемого изменения концентрациии биочастиц в области НП-сенсорных элементов. Для этого были изготовлены КНИ-сенсоры с латеральными ДЭФ-электродами. Задачами работы являлись определение отклика сенсоров без ДЭФ и с ДЭФ-управляемой манипуляцией вирусами при воздействии ДЭФ разного знака. В качестве аналита в работе использовались вирусы ядерного полиэдроза и осповакцины. Результаты исследований показали возможность увеличения адресной доставки аналита к сенсорному элементу за счет положительного ДЭФ и возможность выделения полезного сигнала на уровне фонового при отрицательном ДЭФ без использования модификации поверхности сенсоров. В работе также обсуждаются преимущества и ограничения, связанные с применением ДЭФ для индикации биочастиц.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

КНИ-сенсоры были изготовлены на основе пленок КНИ (Smart-Cut [16]) p-типа проводимости с конструктивными параметрами: толщина отсеченного слоя кремния t_{si} = 30 нм, толщина скрытого диэлектрика t_{box} = 200 нм. Концентрация акцепторов в пленке КНИ составляла 2×10^{16} см$^{-3}$. Сенсорные элементы, представляли собой полоски кремния-на-изоляторе шириной 1 мкм, длиной 10 мкм, имеющие контактные области стока-истока на концах. Часть сенсоров на чипе содержала латеральные ДЭФ-электроды, которые были изготовлены из высоколегированного CVD-поликремния. Поскольку максимальная напряженность электрического поля достигается в угловых областях прямоугольных электродов, мы использовали конструкцию со смещенными относительно друг друга (асимметричными) электродами, чтобы получить максимальное значение E в центре сенсорного элемента. Оптическое и схематическое изображение сенсора показано на рис. 1. Изоляция поверхности чипа осуществлялась пленкой пиролитического диоксида кремния. В области сенсорных элементов (центральная часть на рис. 1*а*) защитный слой имел окна для открытого доступа растворов с аналитом.

Измерялись временные зависимости тока сенсоров $I_{\text{си}}(t)$ при последовательном нанесении на их поверхность водных растворов аналита разной

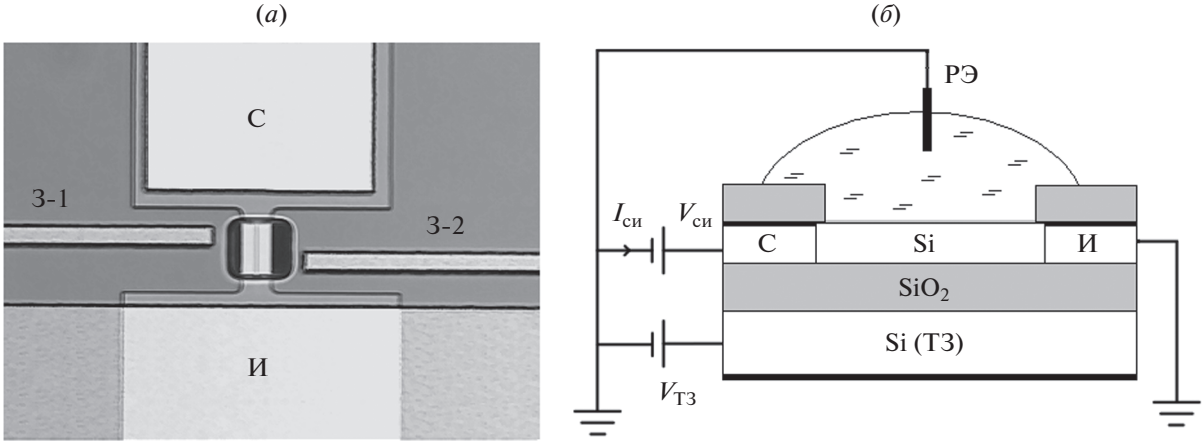

Рис. 1. Оптическое (*а*) и схематическое (*б*) изображения КНИ-сенсора: И – исток, С – сток, З-1 и З-2 – латеральные ДЭФ-электроды, РЭ – референсный электрод.

концентрации. Регистрация тока сенсоров проводилась с использованием многоканальной системы сбора данных на основе модуля NI 6363 с пакетом графического програмирования LabView (фирма National Instrument, США). При измерениях подложка структур КНИ использовалась в качестве управляющего электрода – нижнего или тылового затвора ТЗ, позволяющего целенаправленно изменять режим проводимости сенсорного элемента (рис. 1*б*). Для выбора напряжения на затворе ТЗ, обеспечивающего максимальный отклик к заряду, адсорбируемому на поверхность сенсоров, был использован легко программируемый алгоритм, который детально описан в работе [17]. В качестве референсного электрода РЭ, поддерживающего постоянным потенциал раствора на поверхности сенсоров, использовался Pt-электрод. Неоднородное электрическое поле в пространстве между латеральными электродами и сенсорными элементами создавалось переменным напряжением, прикладываемым к электродам (затворам) З-1, З-2 (рис. 1*а*). Отклик сенсоров на адсорбцию аналита определялся как

$$\text{Resp.} = (I_{си} - I^{o}_{си})\big/ I^{o}_{си}. \qquad (2)$$

Здесь $I^{o}_{си}$ – значение тока сенсора в деионизованной воде до добавления аналита в раствор.

В качестве аналита в работе использовались вирусы ядерного полиэдроза (ВЯП) и осповакцины (ВО). Исходные вирусные суспензии были получены в ФБУН ГНЦ вирусологии и биотехнологии "Вектор" Роспотребнадзора и представляли собой:

1) вирус ядерного полиэдроза в концентрации 10^{11} мл$^{-1}$ (или ~2×10^{-10} М) в 0.3 М растворе сахарозы;

2) инактивированный бета-пропиолактоном вирус осповакцины, штамм ЛИВП в концентрации 10^{9} мл$^{-1}$ (или ~2×10^{-12} М). Исходные растворы также содержали остаточные белки поддерживающей жизнедеятельность вирусов среды. Для получения изотонических растворов вирусов с высоким удельным сопротивлением использовалось их разведение в деионизованной воде (ДВ). Растворы с разной концентраций вирусов (пробы) наносились на поверхность сенсоров капельным способом (пиппетированием). Объем капли составлял ~0.5 мкл.

Используемые в работе вирусы (и их комплексы) являются прозрачными в водных растворах. Чтобы определить знак ДЭФ для прозрачного в растворах аналита осуществлялась визуализация его ДЭФ-управляемого движения в оптическом микроскопе на просвет. Для этого в работе были использованы тестовые структуры, представляющие собой хромовые ДЭФ-электроды прямоугольной формы, нанесенные на стекло. Расстояние между электродами составляло 70 мкм.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Для качественного понимания особенностей распределения напряженности электрического поля E (без учета эффектов, связанных с диффузией подвижных ионов в электролите, адсорбцией заряда на электродах и др.) использовано масштабированное моделирование исследуемых структур в среде TCAD Sentarius. Рассмотрены асимметричная и симметричная конфигурации ДЭФ-электродов (со смещением и без смещения относительно друг друга, соответственно). При моделировании электролит принимался за среду с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_m = 81$, напряжение на электродах З-1 и З-2 принималось равным 8 и 0 В соответственно.

На рис. 2 приведены результаты моделирования распределения напряженности электрического поля E в структурах с ДЭФ-электродами двух

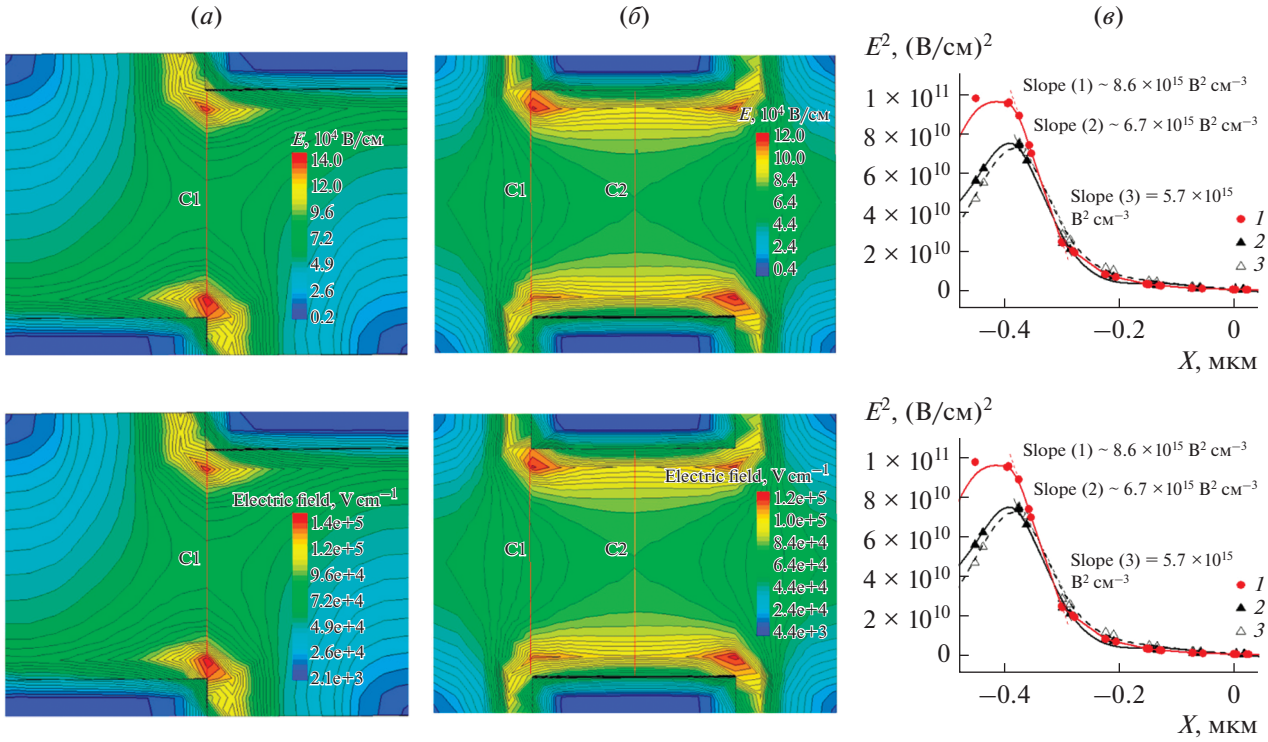

Рис. 2. Распределение напряженности электрического поля E в структурах с (*а*) – асимметричными и (*б*) – симметричными ДЭФ-электродами, (*в*) – $E^2(x)$ зависимости для структур типа (*а*) – 1 и (*б*) – 2, 3 в сечениях С1 – 1, 2 и С2 – 3. $x = 0$ соответствует 1/2 расстояния между электродами.

конфигураций и соответствующие $E^2(x)$ зависимости, полученные в разных сечениях структур. Как и следовало ожидать, структуры со смещенными электродами, по сравнению с симметричной конфигурацией, обеспечивают максимальные значения E и максимальный градиент E^2.

На рис. 3 показаны результаты моделирования распределения напряженности электрического поля E для КНИ-сенсоров с асимметричными ДЭФ-электродами и $E^2(x)$ зависимости, полученные при разных напряжениях на управляющем затворе ТЗ. Значения E^2:

1) имеют максимумы вблизи ДЭФ-электрода и НП-сенсорного элемента;

2) зависят от напряжения $V_{ТЗ}$. Увеличение управляющего напряжения $V_{ТЗ}$ ведет к увеличению градиента E^2 вблизи сенсорного элемента и его уменьшению вблизи ДЭФ-электрода.

На рис. 4 показано оптическое изображение структур с симметричными электродами при ДЭФ-манипуляции вирусами ядерного полиэдроза при частоте переменного напряжения 2×10^4 Гц. Результаты исследований показали, что в субмегагерцовом диапазоне для ВЯП наблюдается положительный ДЭФ. Увеличение концентрации вирусов, в первую очередь, происходит в угловой части электродов, т.е., в соответствие с данными рис. 2, частицы собираются в области увеличенных значений ∇E^2.

На рис. 5 показаны временные зависимости тока сенсоров с +ДЭФ-управлением и без ДЭФ-управления, измеренные при индикации ВЯП разной концентрации в пробах. Для сравнения, исходные значения тока $I_{си}$ сенсоров (в деионизованной воде) приведены к одному уровню. Видно, что сенсор без ДЭФ-управления слабо реагирует на пробы с низкой концентрацией аналита. Для сенсора с ДЭФ-управлением наблюдается увеличение $I_{си}$ с задержкой 100–200 с относительно момента внесения проб с ВЯП. Для проб с субаттомолярной концентрацией аналита (единицы 10^{-17} М) отклик сенсоров с ДЭФ- и без ДЭФ-управления составляет (23–90) и 10% соответственно. Увеличение тока сенсора характерно при адсорбции положительно заряженных частиц на его поверхность, т.е. в исследуемых растворах вирусы ядерного полиэдроза положительно заряжены.

На рис. 6 показаны оптические изображения сенсоров после индикации ВЯП, промывания в ДВ и сушки. Несмотря на то, что модификация поверхности сенсоров для ковалентного связывания с вирусами не проводилась (т.е. в экспериментах наблюдается их физическая адсорбция), из рис. 6 видно, что очистка в ДВ не полностью удаляет вирусы с поверхности кристалла. Сенсоры с

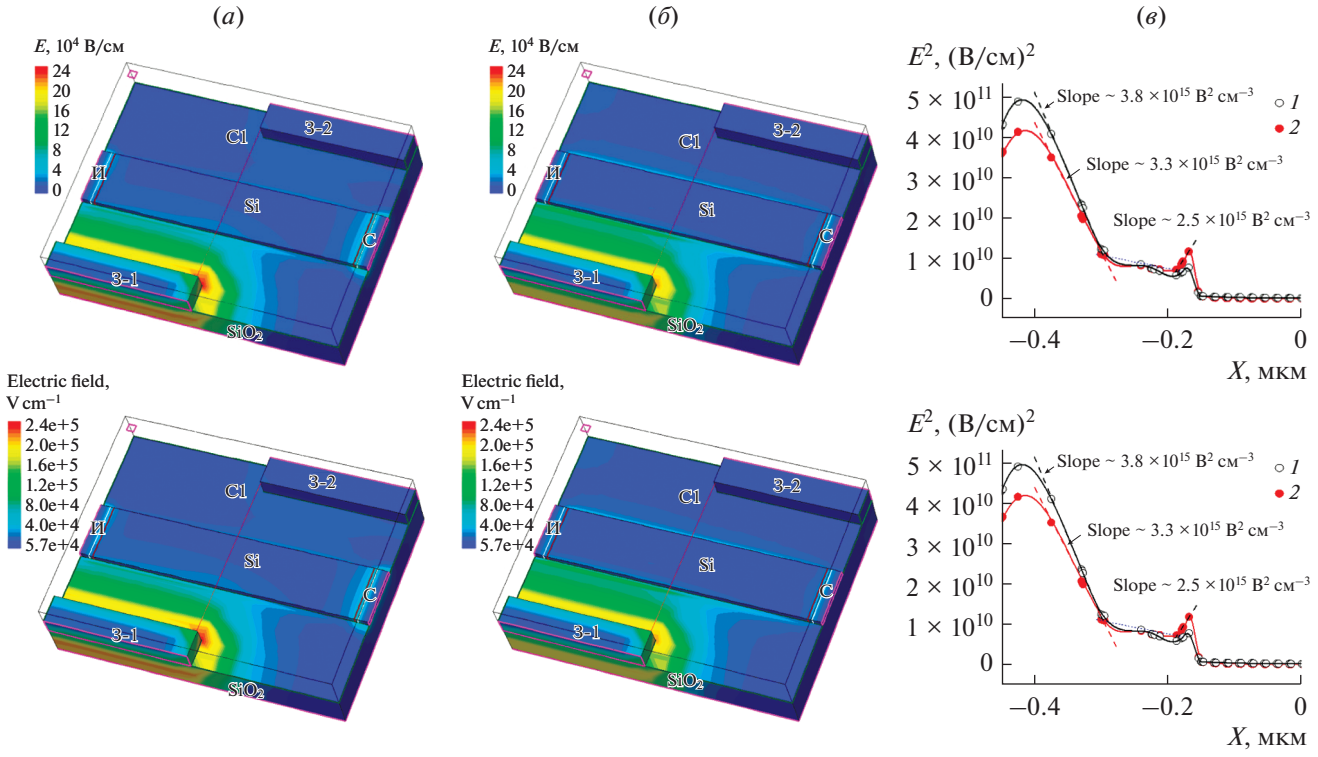

Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля E для сенсора с ДЭФ-электродами при напряжении $V_{ТЗ}$, В: (*а*) – 0 и (*б*) – 0.4, (*в*) – $E^2(x)$ зависимости при $V_{ТЗ}$, В: (*1*) – 0 и (*2*) – 0.4 в сечении С1. $x = 0$ соответствует середине сенсорного элемента.

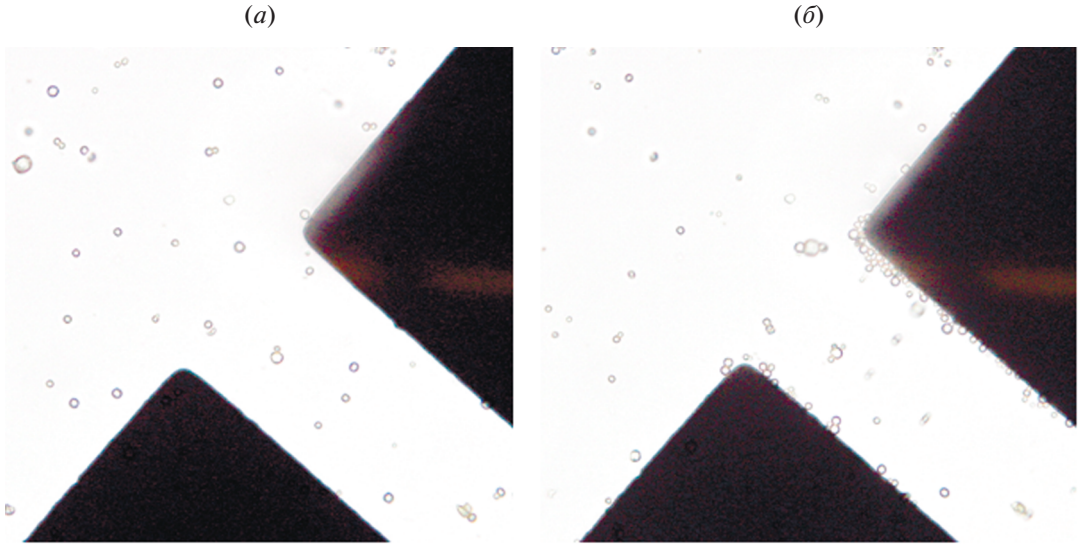

Рис. 4. Оптическое изображение распределения концентрации вирусов ядерного полиэдроза при напряжении на ДЭФ-электродах $V_з$, В: 0 – (*а*) и 8 – (*б*). $f = 2 \times 10^4$ Гц.

ДЭФ-электродами, в отличие от сенсоров без ДЭФ-электродов, содержат вирусы на поверхности. Таким образом, использование +ДЭФ в субмегагерцовом диапазоне позволяет увеличить концентрацию ВЯП в области сенсорного элемента и, соответственно, его отклик.

На рис. 7 показаны $I_{си}(t)$ зависимости сенсоров при тестировании проб с вирусом осповакцины. Видно, что при увеличении концентрации ВО, в отличие от ВЯП (ср. с рис. 5), наблюдается уменьшение тока $I_{си}$ сенсоров. Причем, модуляция тока больше для сенсора с ДЭФ-управлением.

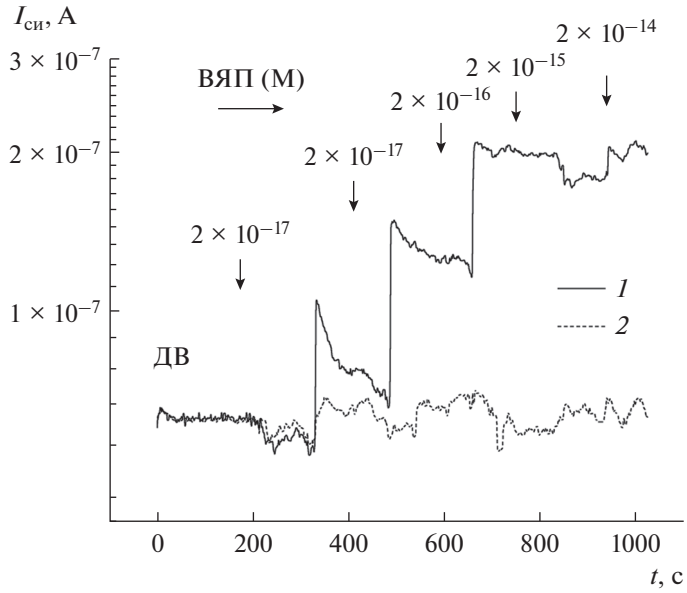

Рис. 5. $I_{си}(t)$ зависимости сенсоров с ДЭФ-управлением (*1*) и без ДЭФ-управления (*2*) при индикации вирусов ядерного полиэдроза в пробах с разной концентрацией вирусов. $f = 2 \times 10^4$ Гц.

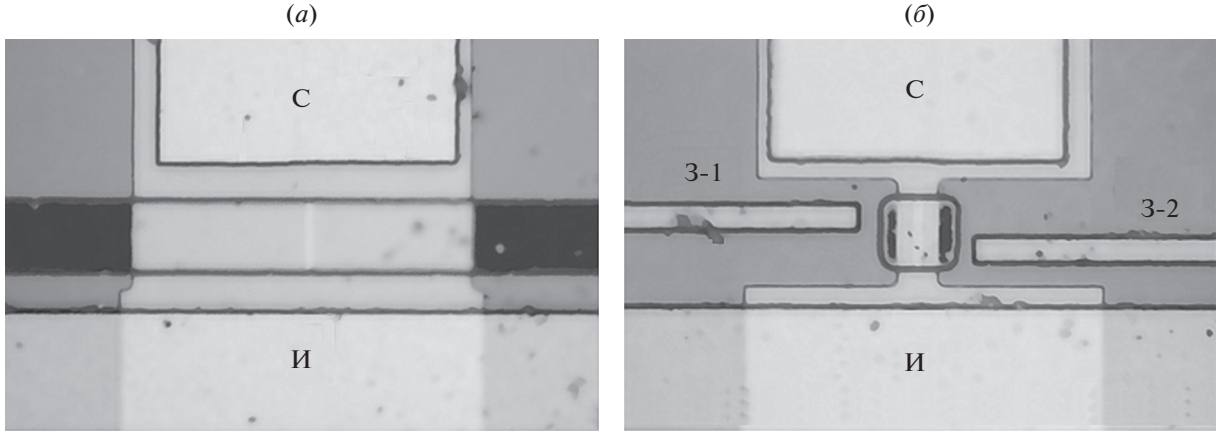

Рис. 6. Оптическое изображение сенсоров: (*а*) – без ДЭФ-электродов; (*б*) – с ДЭФ-электродами после детекции вируса ядерного полиэдроза и очистки в деионизованной воде.

Уменьшение тока сенсора означает увеличение эффективного отрицательного заряда на его поверхности (точнее, на и вблизи поверхности сенсора в растворе в пределах длины экранирования Дебая), т.е. эффективный заряд аналита и фоновых частиц в пробах с ВО отрицательный. Эксперименты по визуализации ДЭФ-управления вирусами показали, что в диапазоне частот 10^4–10^5 Гц наблюдается отрицательный ДЭФ для ВО, т.е. вирусы вытесняются из области между электродами. Поэтому меньшие значения $I_{си}$ для сенсоров с ДЭФ-управлением по сравнению с сенсорами без ДЭФ-управления означают, что при –ДЭФ происходит обеднение области вокруг сенсорного элемента положительно заряженными вирусами осповакцины.

Таким образом, ДЭФ-манипуляция аналита может быть использована не только для увеличения обнаружительной способности сенсоров, но и для верификации сигнала от аналита и его зарядового состояния в растворах. При этом, как показывают проведенные эксперименты на вирусах, не обязательна модификация поверхности сенсоров. Такой подход:

1) снимает ряд проблем по многостадийной модификации поверхности сенсоров [11], включая проблему возможного изменения свойств самого аналита при взаимодействии с зондами;

2) обеспечивает возможность создания относительно недорогих высокочувствительных тест-систем, в том числе, для лабораторной исследовательской экспресс-диагностики в области вирусо-

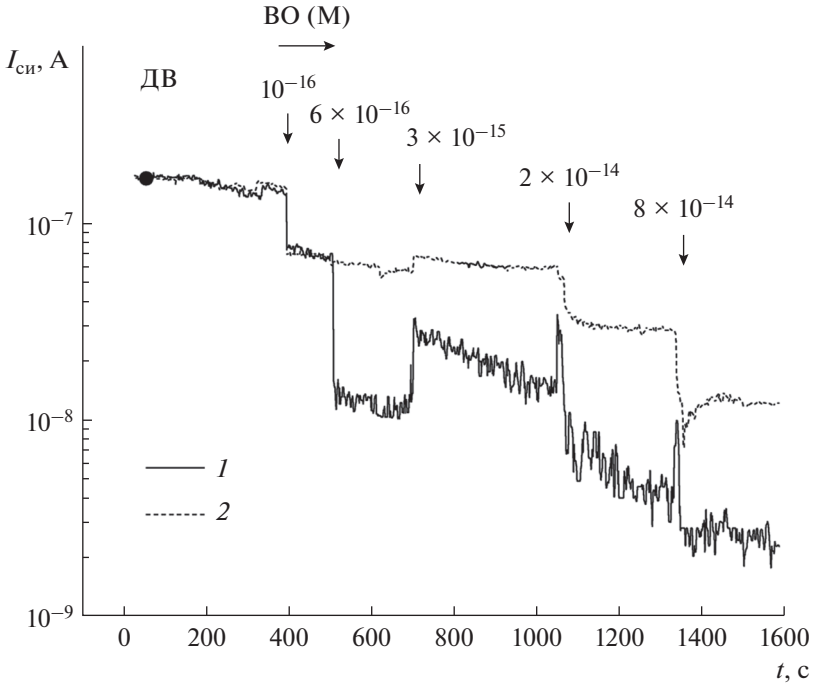

Рис. 7. $I_{си}(t)$ зависимости сенсоров с ДЭФ-управлением (*1*) и без ДЭФ-управления (*2*) при индикации вирусов осповакцины в пробах. $f = 5 \times 10^4$ Гц.

логии и микробиологии, что особенно актуально, как показывает ситуация с пандемией.

Другим положительным моментом использования сенсоров с ДЭФ-управлением является то, что уже их конструктивные параметры обеспечивают некую селективность при индикации аналита. Диэлектрофоретическая сила, согласно выражению (1), зависит от геометрических размеров частиц и напряженности электрического поля (соответственно, расстояния между электродами). Для эффективного ДЭФ-управления вирусами и бактериями требуется расстояние между электродами на уровне единиц и десятков микрон, для управления белками – субмикронный диапазон. То есть, в случае сенсоров с ДЭФ-управлением вирусами и бактериями используемое переменное напряжение не влияет на концентрацию фоновых белков вблизи сенсорного элемента.

К недостаткам метода следует отнести следующее. При увеличении частоты увеличивается проводимость электролита (емкостная составляющая проводимости сенсор-электролит). Это означает ограничение частотного диапазона при индикации аналита в режиме реального времени. Например, для водных растворов исследуемых в данной работе вирусов это ограничение лежит в мегагерцовой области. Исследования показали, что для вируса осповакцины +ДЭФ наблюдается при частоте в единицы мегагерц. В этом случае, результат +ДЭФ-увеличения концентрации ВО на сенсорном элементе можно получить только:

1) при иммобилизации (закреплении) аналита на сенсоре при высоких частотах с помощью соответствующих зондов;

2) при последующем измерении $I_{си}(t)$ зависимостей при допустимых, более низких частотах, т.е. процесс +ДЭФ-манипуляции и индикация (измерение $I_{си}(t)$ зависимостей) должны быть разнесены по времени.

Кроме того, вирусы, бактерии и т.д. – это биочастицы, которые могут менять свои свойства. Например, при длительном воздействии переменного сигнала мы наблюдали тенденцию к комплексообразованию и уменьшению, вплоть до полной потери, подвижности вирусов. В любом случае, сенсоры с ДЭФ-управлением являются только инструментальной платформой с опцией управления концентрацией аналита в области сенсорного элемента. Тестовая система должна иметь целевое назначение и быть оптимизирована под определенный тип аналита.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе результаты показывают, что изготовленные на основе оптической литографии КНИ-сенсоры с ДЭФ-управляющими электродами способны обеспечить:

1) экспресс индикацию вирусов с чувствительностью на уровне ~2×10^{-17} М;

2) увеличение отклика сенсоров в 2–9 раз (по сравнению с откликом сенсоров без ДЭФ-управ-

ления) при субаттомолярной концентрации аналита;

3) возможность определения зарядового состояния вирусов (в частности, положительный эффективный заряд ВЯП и ВО) в тестируемых растворах без модификации поверхности сенсоров.

Изложенные в настоящей работе результаты применения высокочувствительных КНИ-сенсоров для регистрации вирусов – переносчиков социально значимых заболеваний вместе с накопленными к этому времени данными по их применению в решении разнообразных задач биомедицины свидетельствуют о перспективности их применения в качестве инструментальной платформы для исследовательских и диагностических задач по индикации патогенов вирусной и бактериальной формы в реальном масштабе времени, что чрезвычайно важно в экстренных ситуациях (условиях эпидемии, пандемии и.т.п.).

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-29-02091. Пробоподготовка вирусов осуществлялось в рамках Государственного задания ГЗ 11/16, отраслевой научно-исследовательской программы Роспотребнадзора на 2016–2020 гг. “Проблемно-ориентированные научные исследования в области эпидемиологического надзора за инфекционными и паразитарными болезнями”.

Авторы выражают свое глубокое уважение и искреннюю признательность безвременно ушедшему из жизни ведущему научному сотруднику ИФП СО РАН Борису Ивановичу Фомину, основному разработчику технологии КНИ-сенсоров, без вклада которого не состоялась бы ни одна из перечисленных работ авторов, включая данную. Авторы благодарят к. ф.-м. н. Д.В. Щеглова за обсуждение и помощь в организации работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Неизвестный И.Г.* Полупроводниковые нанопроволочные сенсоры // Микроэлектроника. 2009. Т. 38. № 4. С. 243–259.
2. *Naumova O.V., Popov V.P., Safronov L.N., Fomin B.I., Nasimov D.A., Latyshev A.V., Aseev A.L., Ivanov Yu.D., Archakov A.I.* Ultra-Thin SOI Layer Nanostructuring and Nanowire Transistor Formation for FemtoMole Electronic Biosensors // ESC Transactions. 2009. V. 25. № 10. P. 83–87.
3. *Наумова О.В., Фомин Б.И., Сафронов Л.Н., Насимов Д.А., Ильницкий М.А., Дудченко Н.В., Девятова С.Ф., Жанаев Э.Д., Попов В.П., Латышев А.В., Асеев А.Л.* Кремниевые нанопроволочные транзисторы для электронных биосенсоров // Автометрия. 2009. Т. 45. № 4. С. 6–11.
4. *Naumova O.V., Fomin B.I., Nasimov D.A., Dudchenko N.V., Devyatova S.F., Zhanaev E.D., Popov V.P., Latyshev A.V., Aseev A.L., Ivanov Yu.D., Archakov A.I.* SOI nanowires as sensors for charge detection // Semiconductor Science and Technology. 2010. V. 25. P. 055004.
5. *Ivanov Yu.D., Pleshakova T.O., Kozlov A.F., Malsagova K.A., Krohin N.V., Shumyantseva V.V., Shumov I.D., Popov V.P., Naumova O.V., Fomin B.I., Nasimov D.A., Aseev A.L., Archakov A.I.* SOI nanowire for the high-sensitive detection of HBsAg and α-fetoprotein // Lab on a Chip. 2012. V. 12. № 23. P. 5104–5111.
6. *Иванов Ю.Д., Плешакова Т.О., Козлов А.Ф., Мальсагова К.А., Крохин Н.В., Кайшева А.Л., Шумов И.Д., Попов В.П., Наумова О.В., Фомин Б.И., Насимов Д.А., Асеев А.Л., Арчаков А.И.* КНИ-нанопроволочный транзистор для детекции молекул D-NFATc1 // Автометрия. 2013. Т. 49. № 5. С. 119–126.
7. *Patolsky F., Zheng G.F., Hayden O., Lakadamyali M., Zhuang X.W., Lieber C.M.* Electrical detection of single viruses // Proc. Natl. Acad. Sci. USA., 2004. V. 101. P. 14017–14022.
8. *Dmitrienko E., Naumova O., Fomin B., Kupryushkin M., Volkova A., Amirkhanov N., Semenov D., Pyshnaya I., Pyshnyi D.* Surface modification of SOI-FET sensors for label-free and specific detection of short RNA analyte // Nanomedicine. 2016. V. 11. № 16. P. 2073–2082.
9. *Ivanov Yu.D., Pleshakova T.O., Malsagova K.A., Kozlov A.F., Kaysheva A.L., Shumov I.D., Gabiullin R.A., Kurbatov L.V., Popov V.P., Naumova O.V., Fomin B.I., Nasimov D.A., Aseev A.L., Alferov A.A., Kushlinsky N.E., Lisitsa A.V., Archakov A.I.* Detection of marker miRNAs in plasma using SOI-NW biosensor // Sensors and Actuators B: Chemical. 2018. V. 261. P. 566–571.
10. *Генералов В.М., Наумова О.В., Фомин Б.И., Пьянков С.А., Хлистун И.В., Сафатов А.С., Зайцев Б.Н., Зайцева Э.Г., Асеев А.Л.* Индикация белка VP-40 вируса Эбола с помощью нанопроволочного КНИ-биосенсора/ / Автометрия. 2019. Т. 55. № 6. С. 102–107.
11. *Наумова О.В., Фомин Б.И., Дмитриенко Е.В., Пышная И.А., Пышный Д.В.* Модификация поверхности КНИ-сенсоров для детекции РНК-биомаркеров // ФТП. 2020. Т. 54. № 4. Р. 394–399.
12. *Naumova O.V., Fomin B.I., Malyarenko N.F., Popov V.P.* Modification and Characterization of the Surface of SOI Nanowire Sensors // J. Nano Research. 2012. V. 18–19. P. 139–147.
13. *Qian C., Huang H., Chen Liguo, Li X., Ge Z., Chen T., Yang Z., Sun L.* Dielectrophoresis for Bioparticle Manipulation. Int // J. Mol. Sci. 2014. V. 15. P. 18281–18309.
14. *Santos M.V.P., Béron F., Pirota K.R., Diniz J.A., Moshkalev S.* Electrical Manipulation of a Single Nanowire by Dielectrophoresis. In: Nanowires – New Insights, Intech Open. 2017. Ch. 3. P. 41–58. https://doi.org/10.5772/67386
15. *Suehiro J.* Fabrication and characterization of nanomaterial-based sensors using dielectrophoresis // Biomicrofluidics. 2010. V. 4. P. 022804.
16. *Celler G.K., Cristoloveanu S.* Frontiers of silicon-on-insulator // J. App. Phys. 2003. V. 93. № 9. P. 4955–4978.
17. *Наумова О.В., Фомин Б.И.* Оптимизация отклика нанопроволочных биосенсоров // Автометрия. 2016. Т. 52. № 5. С. 21–25.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 175–183

ТЕХНОЛОГИИ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.377.622

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА ЭЛЕКТРОФОРМОВКИ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ МЕМРИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ОТКРЫТЫХ “СЭНДВИЧ”-СТРУКТУР В СРЕДЕ КИСЛОРОДА

© 2021 г. В. М. Мордвинцев[a], *, Е. С. Горлачев[a], С. Е. Кудрявцев[a]

[a]Ярославский филиал Физико-технологического института им. К. А. Валиева Российской АН, ул. Университетская, 21, Ярославль, 150007 Россия

**E-mail: Mordvintsev-Viktor@yandex.ru*

Поступила в редакцию 01.06.2020 г.
После доработки 01.06.2020 г.
Принята к публикации 15.10.2020 г.

Объектом исследования были образцы элементов энергонезависимой электрически перепрограммируемой памяти (мемристоров) на основе открытых “сэндвич”-структур $TiN–TiO_2–SiO_2–W$, в которых после выполнения электроформовки образуются проводящие наноструктуры с электрически изменяемыми характеристиками. Исследовано влияние давления кислорода и режима электроформовки на переключения элемента памяти. На новом экспериментальном материале подтвержден установленный ранее характер зависимости порогового давления кислорода (P_{th}) для импульсного “включения” элемента памяти от тока ограничения при переключениях (I_{lim}). Продемонстрировано наличие сдвига кривой $P_{th}(I_{lim})$ для различных условий выполнения электроформовки, которое может быть объяснено соответствующим изменением размеров проводящей наноструктуры. На основе полученных экспериментальных данных проведена оценка изменения размеров и удельного поверхностного сопротивления материала проводящей среды при изменении тока ограничения при электроформовке I_{limf}, которая демонстрирует увеличение “компактности” наноструктуры с его уменьшением. Уточнены ранее предложенные механизмы процессов. Разработана обоснованная методика выбора режимов выполнения электроформовки открытых “сэндвич”-структур.

Ключевые слова: электроформовка, элемент памяти, мемристор, переключение состояний, проводящая наноструктура, влияние кислорода, пороговое давление

DOI: 10.31857/S054412692102006X

ВВЕДЕНИЕ

Исследования конструкций, материалов и свойств мемристоров, т.е. элементов энергонезависимой электрически перепрограммируемой памяти, в которой информация кодируется величиной сопротивления, являются перспективным направлением микро- и наноэлектроники [1, 2]. Одним из типов материалов, в которых наблюдаются переключения сопротивления, являются оксиды кремния [3–5]. При этом они используются в виде тонких (порядка нескольких десятков нанометров) пленок в структурах металл–диэлектрик–металл (**МДМ**), которые подвергаются электроформовке путем подачи на них напряжения амплитудой около десяти вольт, после чего структуры приобретают нетривиальные свойства: N-образные вольтамперные характеристики (**ВАХ**) и эффекты бистабильности (памяти и переключений с использованием импульсов напряжения) [6, 7].

Для возникновения эффектов бистабильности в МДМ-структурах на основе SiO_2 необходимо наличие не просто слоя диэлектрика, а участка его поверхности, открытого в газовую фазу и расположенного между электродами (изолирующей щели), что обеспечивает обмен молекулами кислорода между поверхностью и газовой средой [6, 7]. Проще всего такие, “открытые”, структуры сформировать в обычных (“закрытых”) МДМ-“сэндвич”-структурах путем локального удаления верхнего электрода и диэлектрика. При этом свободный торец слоя диэлектрика, располагающийся между двумя электродами, образует изолирующую щель, ширина которой определяется толщиной слоя диэлектрика [6]. Поскольку ее значения имеют порядок десятков нанометров, при используемых напряжениях между электродами (до 10 В) на поверхности изолирующей щели достигаются высокие электрические поля (около 10^6 В/см), которые необходимы и для электроформовки, и для переключений между низко- и высокопроводящим состояниями. Механизм процесса электроформовки – образование в изолирующей щели частиц проводящей фазы (**ЧПФ**), в случае окси-

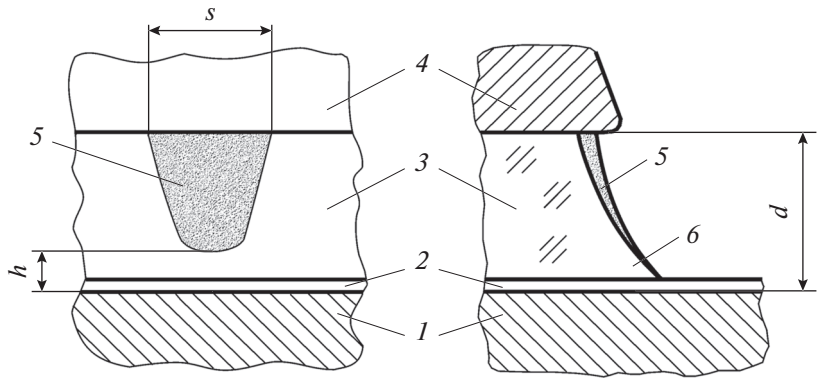

Рис. 1. Схематическое изображение изолирующей щели открытой “сэндвич”-структуры TiN–TiO_2–SiO_2–W после выполнения электроформовки. *1* – нижний электрод изолирующей щели (TiN); *2* – слой диэлектрика (TiO_2) толщиной 2–3 нм; *3* – слой диэлектрика (SiO_2) толщиной 25 нм; *4* – верхний электрод изолирующей щели (W); *5* – проводящая среда (наноструктура) на поверхности открытого торца (изолирующей щели); *6* – изолирующий зазор переменной ширины *h*.

дов кремния – это атомы кремния, возникающие за счет деструкции молекул SiO_2 при электронном ударе и удаления кислорода в газовую среду. Накопление ЧПФ приводит к формированию связного кластера – проводящей среды, которая отделяется от катода структуры изолирующим зазором с переменной (зависящей от напряжения) нанометровой шириной. Проводящая среда образует наноструктуру, которая вместе с изолирующим зазором определяют сопротивление структуры в целом [8].

Особенностью элементов памяти на электроформованных открытых “сэндвич”-МДМ-структурах является их чувствительность к давлению кислорода над поверхностью изолирующей щели. В работе [9] были представлены результаты по воздействию кислорода на импульсные переключения в структурах TiN–TiO_2–SiO_2–W после стандартной (ранее используемой) процедуры электроформовки. В данной работе исследуется влияние режима электроформовки на чувствительность таких структур к кислороду.

ПОДГОТОВКА ОБРАЗЦОВ И МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 1 схематически показана открытая “сэндвич”-структура TiN–TiO_2–SiO_2–W. Особенности конструкции образцов элементов памяти и технология их изготовления приведены в [9]. Единственным значимым отличием структур была несколько большая толщина пленки диоксида титана, за счет большего давления кислорода при отжиге поверхности титана в кислородной плазме [10]. В [9] он выполнялся при потоке кислорода 7.6 $см^3$/мин, в данном случае – при 9.2 $см^3$/мин. Как и ранее, все исследованные образцы были получены с одной и той же (но другой) кремниевой пластины.

Методика электроформовки по-прежнему включала размещение образцов в вакууме с остаточным давлением порядка 10^{-2} Па, однако, в отличие от [9], это была вакуумная камера установки с безмасляной откачкой, которая использовалась и в дальнейших экспериментах. Предварительные эксперименты показали, что электроформовка протекала одинаково в масляном и безмасляном вакууме. На структуры подавались треугольные импульсы напряжения амплитудой около 10 В со скоростью изменения 2 В/с, при этом ток искусственно ограничивался на заданном уровне I_{limf}. Во всех экспериментах использовалась полярность напряжения с “плюсом” на верхнем вольфрамовом электроде, при которой обеспечивается бо́льшая надежность электроформовки и переключений элементов памяти. В частности, это приводило к тому, что проводящая среда в изолирующей щели, которая образуется со стороны анода [6] в результате электроформовки, должна располагаться вблизи пленки вольфрама (рис. 1). Факт успешного выполнения электроформовки фиксировался по появлению характерных N-образных ВАХ [8] и возможности перевода структуры из полученного высоко- в низкопроводящее состояние (“выключение”) коротким импульсом напряжения той же полярности с амплитудой ~8 В и длительностью 100 нс. Обратное переключение (“включение”) происходило при достижении порогового значения напряжения ($U_{th} \approx 3$ В) для процесса образования ЧПФ [9]. Сразу после электроформовки каждый элемент памяти “прирабатывался” с целью достижения более стабильного состояния: на него подавался треугольный импульс напряжения амплитудой около 10 В и длительностью 120 с с тем же ограничением тока I_{limf}.

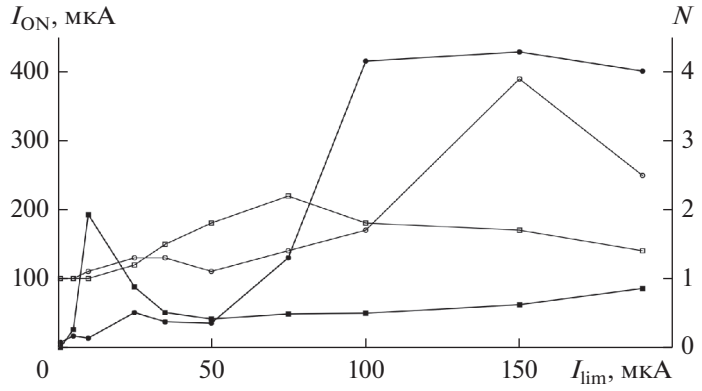

Рис. 2. Зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния (зачерненные фигуры) и среднего числа N, необходимых для "включения" импульсов (полые фигуры) от тока ограничения I_{lim} при переключениях для двух образцов в высоком вакууме. Ток ограничения при электроформовке I_{limf} = 190 мкА.

Фактически эта процедура была частью операции электроформовки.

Подробное описание экспериментальной установки для исследования влияния газовой среды на процессы переключения элементов памяти, а также методики переключений приведены в [9]. Для переключения из низко- в высокопроводящее состояние ("включения") применялись прямоугольные импульсы напряжения амплитудой 5 В и длительностью 30 мс, вырабатываемые прибором ИППП-1/2 с ограничением тока на уровне I_{lim} и измерением среднего значения тока i_{av} за время около 1 мс в конце импульса напряжения. Ток ограничения I_{lim} мог варьироваться в диапазоне от 1 до 200 мкА. Для последующего контроля состояния элемента памяти фиксировалось значение тока при напряжении 1 В (ток i_{ON} "включенного" состояния). "Выключение" элемента проводилось подачей одиночного прямоугольного импульса длительностью 100 нс с амплитудой 6–9 В, схема ограничения тока при этом отключалась. Для каждого исследуемого элемента памяти для каждого значения давления и тока ограничения I_{lim} выполнялась серия из 30 циклов "включения"/"выключения" в режиме одиночных импульсов. "Включение" считалось успешным, если ток i_{av} был более $0.95I_{lim}$. В противном случае импульс "включения" повторялся. Для каждого цикла фиксировались значения i_{ON} и потребовавшееся количество n импульсов "включения". i_{ON} и n могли отличаться для разных циклов в несколько раз, поэтому вычислялись средние по серии значения тока I_{ON} "включенного" состояния и числа N потребовавшихся импульсов. Отказ по "включению" элемента памяти фиксировался, если высокопроводящее состояние не появлялось после подачи 200 одиночных импульсов.

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДИКИ ЭЛЕКТРОФОРМОВКИ

В обычной методике электроформовки использовалось ранее эмпирически выбранное значение тока ограничения I_{limf}, равное 190 мкА. Однако для образцов элементов памяти с исследуемой в данной работе кремниевой пластины при этом получались нестандартные результаты. На рис. 2 приведены зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния от I_{lim} при переключениях в высоком вакууме (до подачи в систему кислорода). Вместо ожидаемого монотонного увеличения I_{ON}, стремящегося к насыщению (такая кривая приведена на рис. 5) наблюдались значительные выбросы тока на кривых, которые можно было трактовать как проявления пробойных эффектов. На некоторых образцах, действительно, наблюдались заметные разрушения структур даже в оптическом микроскопе. В принципе, такие результаты могут быть связаны с повышенной толщиной слоя диоксида титана (см. выше), что и должно приводить к большей нестабильности при прохождении тока через пленку TiO_2. В любом случае, пробойные эффекты должны были быть устранены, что можно обеспечить путем уменьшения значения тока ограничения I_{limf} при электроформовке, которое не должно превышаться и при последующих переключениях элемента памяти.

Эти соображения привели к несколько иной, более обоснованной, методике электроформовки. Она состояла в том, чтобы постепенно уменьшать значение тока I_{limf} и, снимая кривые зависимости $I_{ON}(I_{lim})$ при переключениях, остановиться на том значении I_{limf}, при котором исчезают значительные выбросы тока на этих кривых. Результат использования такой методики иллюстрирует рис. 3. I_{limf} и максимальное значение тока ограничения I_{lim} постепенно уменьшались от 190 до

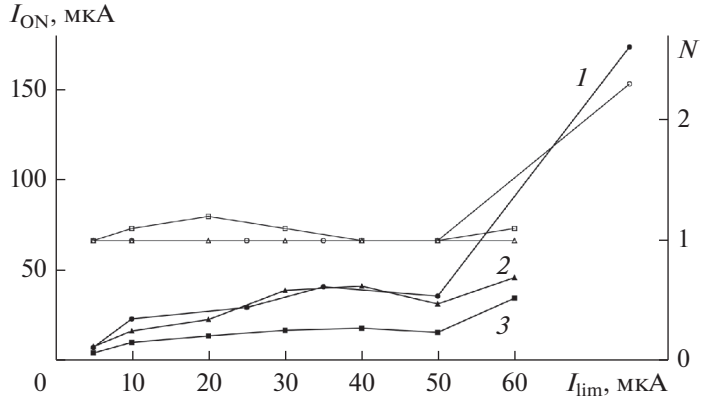

Рис. 3. Типичные зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния (зачерненные фигуры) и среднего числа N, необходимых для "включения" импульсов (полые фигуры) от тока ограничения I_{lim} при переключениях в высоком вакууме для трех образцов с различными токами ограничения при электроформовке I_{limf}: *1* – 75 мкА, *2* и *3* – 60 мкА.

60 мкА. Как видно, электроформовка при I_{limf} = = 75 мкА еще дает резкий скачок тока на зависимости $I_{ON}(I_{lim})$ при максимальном его значении. При электроформовке же следующих двух элементов памяти с ограничением по току 60 мкА на соответствующих кривых выбросы тока отсутствуют. Аналогичным образом ведет себя среднее число N потребовавшихся импульсов "включения". Это явилось обоснованием использования 60 мкА в качестве максимального значения тока ограничения (и при электроформовке, и при переключениях) для всех элементов памяти с исследуемой в данной работе кремниевой пластины.

Значительное уменьшение тока I_{limf} (со 190 до 60 мкА) по сравнению с ранее использовавшимся значением потребовало отдельного исследования стабильности высокопроводящего состояния структур, возникающего после электроформовки в таком режиме. С этой целью были выполнены эксперименты, включающие измерение

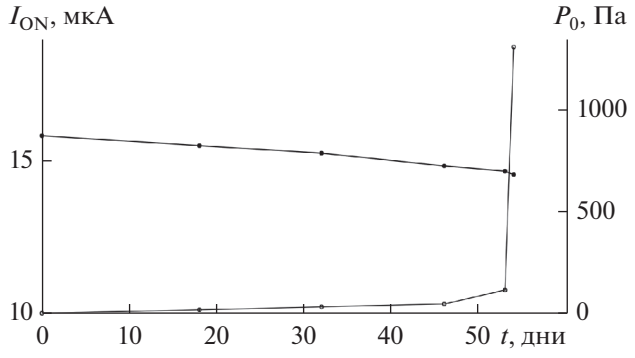

Рис. 4. Типичные зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния (зачерненные кружки) и остаточного давления P_0 в вакуумной камере (полые кружки) от времени t хранения "включенного" элемента.

тока "включенного" состояния в процессе "хранения" отформованных структур в течение большого времени в камере вакуумной установки. Типичные данные представлены на рис. 4. Ток I_{ON} уменьшается приблизительно на 10% за два месяца хранения, что не отличается от данных для прежних стандартных режимов электроформовки. Поскольку в течение этого времени за счет натекания в вакуумную камеру увеличивалось и давление воздуха в ней, встал вопрос о разделении воздействия двух возможных факторов, которые могут вести к уменьшению проводимости наноструктуры: времени хранения и парциального давления кислорода воздуха. С этой целью после 53 дней хранения давление кислорода было резко увеличено путем искусственного его напуска в вакуумную камеру (рис. 4). Как видно, это дало эффект несколько превышающий ожидаемый от просто "хранения", но и он оказался незначительным. Полученные результаты позволяет утверждать, что на уменьшение тока I_{ON} сказываются оба фактора: и время "хранения" и давление кислорода, – однако первый из них имеет основное значение. При дальнейшей выдержке в тех же условиях проводимость "включенного" состояния стабилизируется. В целом, уменьшение I_{ON} не превышает 10%, что не должно сказаться на функционировании элементов памяти.

В последующих экспериментах использовалась описанная выше модифицированная и, тем самым, более обоснованная методика выполнения электроформовки.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

На рис. 5 приведены усредненные по четырем элементам памяти зависимости $I_{ON}(I_{lim})$, снятой в ходе их переключений в высоком вакууме (порядка 10^{-2} Па), для тока ограничения I_{limf} при элек-

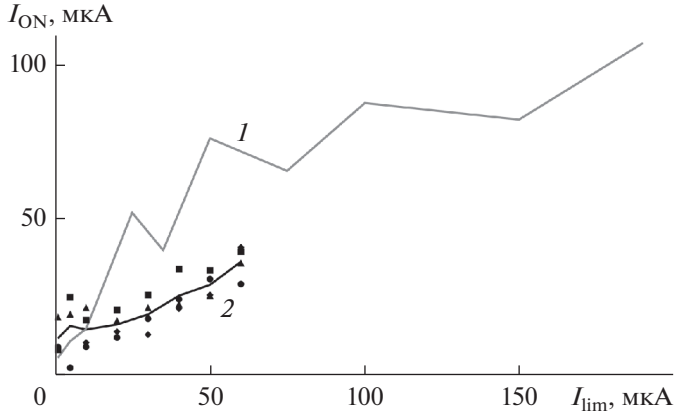

Рис. 5. Усредненные зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния от тока ограничения I_{lim} при переключениях в высоком вакууме для образцов с разных кремниевых пластин и различных токов ограничения при электроформовке I_{limf}: *1* – первая пластина и 190 мкА [9], *2* – вторая пластина и 60 мкА, получена усреднением по 4 образцам.

троформовке 60 мкА. Для сравнения показана аналогичная кривая для образцов с другой кремниевой пластины при прежней методике электроформовки – с ограничением тока на уровне 190 мкА [9]. Видно, что уменьшение тока ограничения приводит к двум принципиальным эффектам. Во-первых, существенно уменьшаются токи I_{ON} "включенного" состояния. Это означает, что образующиеся в ходе электроформовки наноструктуры имеют меньшую проводимость. Во-вторых, при I_{lim} до 60 мкА мы находимся на линейном участке зависимости. Замедление роста I_{ON}, очевидное для бóльших токов, здесь еще не начинается. Это означает, что накопление ЧПФ, активируемое электронным ударом [11], т.е. самим током, при образовании проводящей среды еще не ограничивается внутренними процессами в наноструктуре [9]. Отмеченное качество кривой $I_{ON}(I_{lim})$ можно рассматривать как еще один, дополнительный, и более жесткий, критерий правильности методики электроформовки: ток ограничения при ее выполнении должен уменьшаться до таких значений, когда зависимость $I_{ON}(I_{lim})$, снятая в ходе переключений элемента памяти, перестанет отклоняться от линейной в области больших I_{lim}.

Для данных при электроформовке с током ограничения 60 мкА более четко видна еще одна особенность кривой $I_{ON}(I_{lim})$ – она заметно отклоняется от линейной зависимости при малых значениях I_{lim}. I_{ON} почти перестает зависеть от тока ограничения и превышает I_{lim}, при этом, для больших значений I_{lim} выполняется обратное их соотношение. Этот эффект связан с тем, что как показано в [9], процесс "включения" структуры при постоянном напряжении (длительности импульсов 30 мс) ~5 В фактически представляет собой серию самопроизвольных наносекундных импульсов "включения"-"выключения", постепенно выводящих ее на высокое значение проводимости. Механизм ограничения тока работает следующим образом. Если в результате самопроизвольного наносекундного импульса из-за роста проводимости структуры (накопления проводящей среды) мгновенное значение тока i превысило установленное значение I_{lim}, напряжение на структуре падает, пока не начнет выполняться обратное соотношение: $i < I_{lim}$, – после чего напряжение восстанавливается до 5 В и процесс "включения" продолжается. Но если значения I_{lim} малы, то уже первые самопроизвольные импульсы приводят к уменьшению напряжения до значений меньше порогового ($U_{th} \approx 3$ В), когда становятся невозможными образование и выгорание ЧПФ, причем напряжение сохраняется на этом уровне. Тогда проводящее состояние структуры может фиксироваться при условии $I_{ON} > I_{lim}$.

Было исследовано влияние давления P кислорода на процессы переключения элемента памяти с использованием различных значений I_{lim}, которые изменялись при переходе от одного образца к другому. В то же время, для каждого из них давление кислорода менялось от минимального (вакуум на уровне 10^{-2} Па) до значения, при котором "включение" переставало происходить. На рис. 6 показаны типичные изменения тока I_{ON} "включенного" состояния и среднего числа N импульсов, необходимых для "включения", с ростом давления кислорода для трех образцов с разными токами ограничения. Отсутствие экспериментальных точек для каждой кривой при бóльших давлениях означает, что на следующем значении давления "включение" оказалось невозможным, что фиксирует пороговое давление P_{th} для процесса "включения". В целом, характер кривых не отличался от данных приведенных в [9]. В частно-

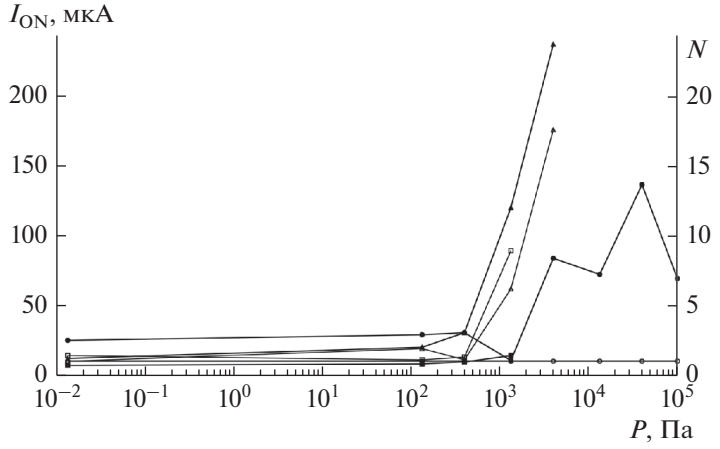

Рис. 6. Зависимости среднего тока I_{ON} "включенного" состояния (зачерненные фигуры) и среднего числа N необходимых для "включения" импульсов (полые фигуры) от давления P кислорода. Ток ограничения при электроформовке I_{limf} = 60 мкА. Ток ограничения I_{lim} при переключениях (в мкА) для трех образцов: кружки – 5, треугольники – 20, квадраты – 50.

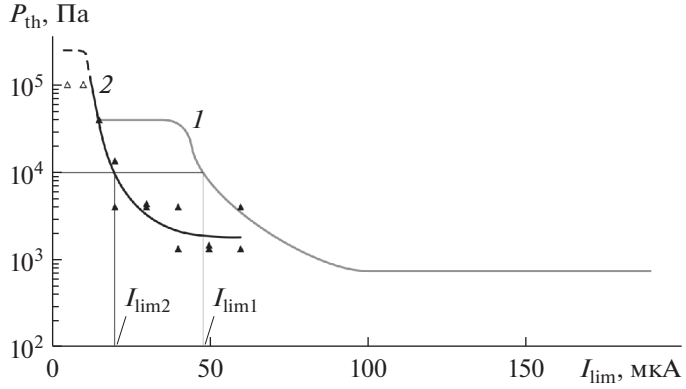

Рис. 7. Зависимости порогового давления P_{th}, при котором элемент памяти перестает "включаться", от тока ограничения I_{lim} при переключениях для образцов с разных кремниевых пластин и различных токов ограничения при электроформовке I_{limf}: *1* – первая пластина и 190 мкА [9], *2* (с экспериментальными точками) – вторая пластина и 60 мкА.

сти видно, что перед приближением к значению P_{th} увеличивается необходимое число N импульсов "включения", которое до этого, при малых P, было близко к 1, т.е. вероятность "включения" заметно уменьшается уже при подходе к пороговому давлению, и становится равной 0 после его достижения.

В то же время, зависимости порогового давления P_{th} от тока I_{lim} ограничения при переключениях значительно отличаются для разных токов I_{limf} ограничения при электроформовке (рис. 7). Для I_{limf} = 60 мкА по сравнению со значением 190 мкА [9], кривая сдвигается влево и вверх. Кроме того, показанная на рисунке "полочка" при малых I_{lim} для экспериментальных данных при I_{limf} = 60 мкА отражает только тот факт, что пороговые давления P_{th} в этом диапазоне выше значения 10^5 Па, поскольку используемое оборудование не приспособлено для работы при избыточном (более 1 атмосферы) давлении в рабочей камере. Элементы памяти успешно функционируют и при атмосферном давлении кислорода, а фактически кривая должна идти выше отмеченных экспериментальных точек, поэтому они показаны полыми треугольниками, а кривая выполнена пунктиром.

Смысл диаграммы рис. 7 состоит в том, что для точек, определяемых значениями давления P кислорода и тока I_{lim}, лежащих ниже кривой $P_{th}(I_{lim})$, процесс "включения" элемента памяти происходит успешно, а выше ее – он становится невозможным. В [9] экспериментальная кривая $P_{th}(I_{lim})$ в диапазоне изменения давления P_{th} объяснялась совместным действием трех факторов. Во-первых, это скорость поступления молекул кислорода на поверхность изолирующей щели, пропорциональ-

ная давлению P. Во-вторых, это линейная зависимость локальной температуры T поверхности изолирующей щели (и наноструктуры), на которой образуются ЧПФ (атомы кремния), от среднего тока I_{ON} через структуру (считается, что поверхность разогревается за счет джоулева тепла, а напряжение на структуре поддерживается постоянным), который пропорционален току I_{lim} (рис. 5). В-третьих, это экспоненциальная зависимость P_{th} от обратной температуры T поверхности изолирующей щели:

$$P_{th} = C\exp\left(\frac{E}{\kappa T}\right) = C\exp\left(\frac{E}{BI_{lim}}\right), \quad (1)$$

где E – энергия активации окисления атома кремния, к – постоянная Больцмана, B и C – константы. При этом избыточные атомы кремния (ЧПФ), образующиеся за счет деструкции поверхностных молекул SiO_2 при электронном ударе, термически окисляются поступающим из газовой фазы кислородом, что и препятствует накоплению ЧПФ (образованию проводящей среды) и "включению" структуры. Чем выше средняя температура во время действия импульса "включения", тем меньшего давления кислорода достаточно для подавления накопления ЧПФ. Выражение (1) хорошо объясняет наблюдающийся быстрый, на два порядка, рост P_{th} при изменении I_{lim} только в несколько раз.

Смещение кривой $P_{th}(I_{lim})$ влево при уменьшении I_{limf} означает, что соответствующие условию (1) температуры T поверхности изолирующей щели достигаются при меньших значениях I_{lim}, т.е. токи I_{ON}, которым пропорциональна температура T, при этом должны быть больше. Но как видно из рис. 5, I_{ON}, наоборот, заметно падает при уменьшении I_{limf} от 190 до 60 мкА, т. е. должно бы было наблюдаться обратное смещение кривой $P_{th}(I_{lim})$ – вправо. Отмеченное противоречие может быть устранено, если предположить, что при разных значениях I_{limf} при выполнении электроформовки образуются проводящие наноструктуры с различными характеристиками. Прежде всего, надо ввести фактор формы наноструктур. Фактически это можно сделать путем учета различной их ширины s (рис. 1). Температура поверхности изолирующей щели (и наноструктуры) пропорциональна плотности рассеиваемой на ней мощности, которая отводится в слой диэлектрика за счет теплопроводности. Мы считаем, что все джоулево тепло выделяется в проводящей наноструктуре, поскольку удельная проводимость ее материала значительно меньше проводимости подводящих металлических электродов. Поэтому длина источника тепла (наноструктуры) для образцов с одинаковой толщиной d слоя диэлектрика всегда одна и та же, а площадь зависит только от ширины s. Если при меньших значениях тока I_{ON} температура оказывается выше, это означает, что больше должна быть **плотность** тока (она пропорциональна I_{ON}/s), т.е. меньше ширина s проводящей наноструктуры. Соответствующий фактор формы должен быть введен в выражение (1):

$$P_{th} = A\exp\left(\frac{Es}{DI_{lim}}\right), \quad (2)$$

где A и D – константы, а ширина s проводящей наноструктуры определяется условиями при выполнении электроформовки. Выражение (2) дает правильное смещение кривой $P_{th}(I_{lim})$ при изменении параметра s, с его уменьшением она сдвигается влево.

Наличие экспериментальных зависимостей порогового давления P_{th} от тока ограничения I_{lim} при переключениях позволяет получить определенную информацию о характеристиках проводящих наноструктур, образующихся в различных условиях электроформовки – при токах I_{limf} 190 и 60 мкА. Отношение размеров наноструктур можно оценить из следующих соображений. Одно и то же значение P_{th}, для определенности возьмем 10^4 Па (рис. 7), должно достигаться при одной и той же температуре поверхности наноструктуры, которая, в первом приближении, задается условием одинаковой плотности рассеиваемой мощности. Последняя величина пропорциональна току I_{ON} включенного состояния и обратно пропорциональна ширине s наноструктуры. Тогда должно выполняться условие $I_{ON1}/s_1 = I_{ON2}/s_2$, где индекс 1 относится к случаю $I_{limf} = 190$ мкА, а 2 – к случаю $I_{limf} = 60$ мкА. Поскольку предполагается пропорциональная зависимость между I_{ON} и I_{lim}, можно записать $I_{ON} = kI_{lim}$, однако коэффициент k должен быть различным для разных случаев. Из данных рис. 5 видно, что, приблизительно, выполняется соотношение $k_1 = 2k_2$. Тогда отношение размеров наноструктур

$$\frac{s_2}{s_1} = \frac{I_{ON2}}{I_{ON1}} = \frac{k_2 I_{lim\,2}}{k_1 I_{lim\,1}} = \frac{I_{lim\,2}}{2I_{lim\,1}} \approx \frac{20}{2\times 50} = 0.2,$$

где значения I_{lim1} и I_{lim2} взяты с рис. 7. Таким образом, ширина s образующейся проводящей наноструктуры при электроформовке с ограничением тока 60 мкА, получается в 5 раз меньше, чем в случае тока ограничения 190 мкА. Такой результат, в принципе, ожидаем, поскольку при электроформовке с бóльшими токами ограничения, т.е. до бóльших значений тока "включенного" состояния, проводимость наноструктуры может увеличиваться, прежде всего, за счет расширения области протекания тока, что и должно приводить к увеличению ширины наноструктуры.

Полученный результат одновременно означает и то, что удельное поверхностное сопротивление материала наноструктуры в случае электро-

формовки с током I_{limf} = 60 мкА в несколько раз ниже, чем с током I_{limf} = 190 мкА. Действительно, в обоих случаях токи I_{ON} измерялись при одинаковом напряжении на структуре (1 В). В первом случае токи "включенного" состояния были в 2 раза меньше (рис. 5), т.е. сопротивление наноструктуры – в 2 раза больше, но ширина *s* наноструктуры – в 5 раз меньше. Отсюда следует, что удельное поверхностное сопротивление должно быть в 2.5 раза выше.

Уточнения требуют представления о причине образования полочки на кривых $P_{th}(I_{lim})$ при больших значениях тока ограничения (рис. 7). В [9] для I_{limf} = 190 мкА она объяснялась выходом на полочку при $I_{lim} > 100$ мкА зависимости $I_{ON}(I_{lim})$, однако для случая I_{limf} = 60 мкА эта зависимость остается линейной и при больших значениях I_{lim} (рис. 5). В то же время, наличие полочки на кривой $P_{th}(I_{lim})$ и во втором случае вполне очевидно. Поэтому нужен другой, более общий механизм, объясняющий эту особенность. Она может быть связана с тем, что кинетика процесса исчезновения ЧПФ при реакции с кислородом предполагает, как минимум, две последовательные стадии: поступление молекул кислорода на поверхность наноструктуры (оно зависит от давления кислорода в газовой фазе) и собственно реакция ЧПФ с молекулой кислорода (она зависит от температуры поверхности). С ростом I_{lim} растет температура, а значит, и скорость второй стадии. Это приводит к тому, что при некоторой температуре скорость процесса в целом перестает зависеть от второй стадии и целиком лимитируется стадией первой, т.е. давлением кислорода. Но это и означает постоянство значения P_{th} и отсутствие его зависимости от I_{lim} в соответствующем диапазоне токов ограничения. Такой механизм может объяснить и сдвиг полочки на кривой $P_{th}(I_{lim})$ в сторону больших давлений при изменении режима электроформовки от I_{limf} = 190 мкА к I_{limf} = 60 мкА. Как показано выше, в последнем случае достигаются более высокие температуры поверхности наноструктур, поэтому скорость второй стадии оказывается выше, а значит, при более высоком значении давления происходит переход к режиму лимитирования процесса поступлением кислорода.

Изменилась форма кривой $P_{th}(I_{lim})$ и при низких значениях I_{lim}. Наличие полочки для I_{limf} = = 190 мкА объяснялось механизмом действия наносекундных импульсов тока при "включении" элемента памяти [9]. В случае I_{limf} = 60 мкА такая полочка, если и присутствует (пунктирная линия на рис. 7), то расположена при заметно бóльших давлениях кислорода (экспериментальные точки, обозначенные полыми треугольниками на рис. 7, обусловлены невозможностью в эксперименте подать давления, превышающие 1 атмосферу). Но механизм действия наносекундных импульсов является универсальным. С чем тогда может быть связано увеличение P_{th} выше значения полочки для I_{limf} = 190 мкА при низких значениях I_{lim}? Можно предложить два возможных механизма этого эффекта. Во-первых, как показано выше, средняя плотность тока через наноструктуру для I_{limf} = = 60 мкА в несколько раз выше, чем для I_{limf} = = 190 мкА. Но тогда естественно предположить, что скорость увеличения проводимости наноструктуры ("включения"), пропорциональная скорости накопления ЧПФ, которая, в свою очередь, пропорциональна плотности тока, должна быть больше. Значит, меньше должна быть длительность наносекундных импульсов тока, поэтому требуются большие давления кислорода, чтобы вероятность окисления ЧПФ за один такой импульс оставалась близкой к 1 (это и есть условие образования полочки [9]). В то же время, экспериментально не удалось уловить уменьшение длительности этих импульсов с помощью измерения осцилограммы, аналогичной приведенной в [9]. Впрочем, это может быть связано просто с тем, что соответствующая методика работает на пределе своего временнóго разрешения. Вторым потенциальным механизмом увеличения P_{th} является возможное расположение ЧПФ не только в первом монослое на поверхности проводящей наноструктуры, но и во втором, в глубине материала. На это указывает в несколько раз бóльшая удельная поверхностная проводимость ее материала. Тогда бóльшие давления кислорода требуются, чтобы компенсировать затруднение его проникновения ко второму монослою.

В целом, можно констатировать, что уменьшение тока ограничения I_{limf} при электроформовке повышает чувствительность переключений элементов памяти к кислороду в диапазоне средних значений I_{lim} и понижает ее при низких значениях I_{lim}.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена обоснованная методика выбора режимов выполнения электроформовки открытых "сэндвич"-структур TiN–TiO_2–SiO_2–W. Продемонстрирована возможность использования электроформованных структур в качестве мемристоров – элементов памяти, в которых информация кодируется их проводимостью. Исследовано влияние давления кислорода и режима электроформовки на переключения элемента памяти.

На дополнительном экспериментальном материале подтвержден установленный ранее характер зависимости порогового давления кислорода (P_{th}) для импульсного "включения" элемента памяти от тока ограничения при переключениях (I_{lim}). Показано наличие сдвига кривой $P_{th}(I_{lim})$ для раз-

личных условий выполнения электроформовки. Причем, уменьшение тока ограничения при электроформовке (I_{limf}) сдвигает эту кривую влево и вверх, что возможно только при соответствующем уменьшении размеров проводящей наноструктуры, образующейся в ходе электроформовки. Уточнены ранее предложенные механизмы процессов, приводящих к наблюдаемой форме кривой $P_{th}(I_{lim})$. На основе полученных экспериментальных данных проведена оценка изменения размеров и удельного поверхностного сопротивления материала проводящей среды при изменении тока I_{limf}, которая демонстрирует увеличение "компактности" наноструктуры с его уменьшением.

Авторы выражают признательность за участие в изготовлении экспериментальных образцов В.В. Наумову, Ю.В. Позднякова, Л.В. Левиной, Д.Н. Сергушову, А.А. Хребтюгову, А.И. Якубинской, а также за участие в подготовке экспериментальной установки для исследования влияния газовой среды на процессы переключения элементов памяти – В.Л. Левину.

Работа выполнена в рамках Государственного задания Федерального государственного бюджетного учреждения науки Физико-технологического института имени К.А. Валиева Российской академии наук Министерства образования и науки Российской Федерации по теме № 0066-2019-0003.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Abunahla H., Mohammad B.* Memristor Device Overview. In: Memristor Technology: Synthesis and Modeling for Sensing and Security Applications. Analog Circuits and Signal Processing. Cham: Springer, 2018. 106 p.
2. *Белов А.Н., Перевалов А.А., Шевяков В.И.* Мемристорные структуры для микро- и наноэлектроники. Физика и технология // Изв. Вузов. Электроника. 2017. Т. 22. № 4. С. 305–321.
3. *Mehonic A., Munde M.S., Ng W.H., Buckwell M., Montesi L., Bosman M., Shluger A.L., Kenyon A.J.* Intrinsic resistance switching in amorphous silicon oxide for high performance SiO_x ReRAM devices // Microelectronic Engineering. 2017. V. 178. P. 98–103.
4. *Тихов С.В., Горшков О.Н., Антонов И.Н., Касаткин А.П., Королев Д.С., Белов А.И., Михайлов А.Н., Тетельбаум Д.И.* Изменение иммитанса при электроформовке и резистивном переключении в мемристивных структурах "металл–диэлектрик–металл" на основе SiO_x // ЖТФ. 2016. Т. 86. Вып. 5. С. 107–111.
5. *Захаров П.С., Итальянцев А.Г.* Эффект переключения электрической проводимости в структурах металл–диэлектрик–металл на основе нестехиометрического оксида кремния // Труды МФТИ. 2015. Т. 7. № 2. С. 113–118.
6. *Мордвинцев В.М., Кудрявцев С.Е., Левин В.Л.* Электроформовка как процесс самоформирования проводящих наноструктур для элементов энергонезависимой электрически перепрограммируемой памяти // Российские нанотехнологии. 2009. Т. 4. № 1–2. С. 174–182.
7. *Chang Y.F., Fowler B., Zhou F., Chen Y.-C., Lee J.C.* Study of self-compliance behaviors and internal filament characteristics in intrinsic SiO_x-based resistive switching memory // Appl. Phys. Lett. 2016. V. 108. 033504.
8. *Мордвинцев В.М., Кудрявцев С.Е., Левин В.Л.* Высокостабильная энергонезависимая электрически перепрограммируемая память на самоформирующихся проводящих наноструктурах // Российские нанотехнологии. 2009. Т. 4. № 1–2. С. 183–191.
9. *Мордвинцев В.М., Горлачев Е.С., Кудрявцев С.Е., Левин В.Л.* Влияние давления кислорода на переключения мемристоров на основе электроформованных открытых "сэндвич"-структур // Микроэлектроника. 2020. Т. 49. № 4.
10. *Мордвинцев В.М., Наумов В.В., Симакин С.Г.* Влияние давления кислорода на процесс окисления поверхности нитрида титана в плазме // Микроэлектроника. 2019. Т. 48. № 6. С. 460–466.
11. *Мордвинцев В.М., Кудрявцев С.Е., Левин В.Л.* Влияние толщины слоя диоксида кремния на процесс электроформовки в открытых "сэндвич"-структурах $TiN–SiO_2–W$ // ЖТФ. 2018. Т. 88. Вып. 11. С. 1681–1688.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 184–189

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 530.145

МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ Ku И Ka ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ НА ПОДЛОЖКАХ КРЕМНИЯ

© 2021 г. Ю. В. Федоров[a], *, А. С. Бугаев[a], С. А. Гамкрелидзе[a], Д. Л. Гнатюк[a], **, О. С. Матвеенко[a], А. Ю. Павлов[a], Р. Р. Галиев[a], А. В. Зуев[a], М. В. Майтама[a], Н. В. Щаврук[a], К. Н. Томош[a]

[a]Федеральное государственное автономное научное учреждение Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники имени В.Г. Мокерова Российской АН (ИСВЧПЭ РАН), Нагорный проезд, 7, Москва, 117105 Россия

**E-mail: iuhfseras2010@yandex.ru*

***E-mail: dgnatyuk@yandex.ru*

Поступила в редакцию 03.05.2020 г.
После доработки 23.11.2020 г.
Принята к публикации 23.11.2020 г.

Впервые в России в ИСВЧПЭ РАН разработаны, изготовлены и исследованы три типа монолитных интегральных схем Ku и Ka диапазонов длин волн на основе гетероструктур нитрида галлия на подложках кремния диаметром 100 мм. Приведены результаты измерения СВЧ характеристик полученных микросхем.

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, гетероструктура GaN, кремний, Ku-диапазон, Ka-диапазон, малошумящий усилитель, генератор управляемый напряжением, преобразователь сигнала

DOI: 10.31857/S0544126921030042

ВВЕДЕНИЕ

Ведущими европейскими организациями в аэрокосмической отрасли нитрид галлия был выбран как основной материал для создания следующего поколения радиолокационной аппаратуры и ее компонентов. Причиной этому явились, с одной стороны, большая ширина запрещенной зоны нитрида галлия по сравнению с арсенидом галлия и кремнием, а соответственно и большие пробивные напряжения, работоспособность в области высоких температур, высокие удельные мощности, стойкость к воздействию внешних и специальных факторов, и с другой стороны, успехи в решении вопросов технологического характера, обеспечившие функциональные параметры, надежность и экономическую целесообразность применения транзисторов и монолитных интегральных схем (МИС) на основе нитрида галлия [1–3].

Для роста гетероструктур нитрида галлия используются подложки сапфира, кремния и карбида кремния (см. табл. 1). Поскольку для приборов с высокой удельной мощностью необходимо обеспечить хороший теплоотвод, наиболее предпочтительными являются подложки карбида кремния, имеющие теплопроводность на порядок выше, чем у сапфира и примерно в 3 раза выше, чем у кремния. Карбид кремния также наиболее согласован с нитридом галлия по параметру кристаллической решетки и коэффициенту теплового расширения. Однако подложки кремния экономически более выгодны: их стоимость на порядок ниже стоимости подложек карбида кремния при большей доступной площади подложки. При высоких температурах теплопроводность кремния всего в два раза ниже теплопроводности карбида кремния. Обработка подложек кремния (шлифовка, травление сквозных отверстий) намного проще и быстрее, чем для карбида кремния. Поэтому подложки кремния находят применение для решения широкого круга задач, не требующих достижения предельных параметров по максимальной удельной мощности, особенно для миллиметрового диапазона частот.

В настоящей статье приведены результаты работы ИСВЧПЭ РАН по созданию ряда МИС сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн на основе гетероструктур нитрида галлия на подложках кремния диаметром 100 мм. Насколько известно авторам, подобные МИС были изготовлены впервые в России.

Таблица 1. Свойства подложек для роста гетероструктур нитрида галлия [2]

	Si	Сапфир	SiC
Ширина запрещенной зоны, (эВ)	1.11	9.9	3.26
Теплопроводность при 300 K, (Вт/см · K)	1.5	0.35	4.9
Рассогласование параметра кристаллической решетки по сравнению с GaN, (%)	17	14	3.5
Коэффициент теплового расширения, ($\times 10^{-6}$ K^{-1})	2.6	7.5	4.46
Отличие коэффициента теплового расширения по сравнению с GaN, (%)	52.7	36.4	18.9
Доступный размер подложки, (мм)	300	150	150
Стоимость подложки	Очень низкая	Средняя	Высокая

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ОСНОВНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ БАЗОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ GaN-HEMT

Изготовление монолитных интегральных схем в ИСВЧПЭ РАН осуществляется по базовой технологии [4], исходными структурами для которой являются любые типы гетероструктур на основе нитридов элементов третьей группы с квазидвумерным электронным газом (HEMT-структуры), выращенные на подложках сапфира, карбида кремния, высокоомного кремния. Базовая технология обеспечивает для транзисторов предельную частоту усиления по току F_t = 60–100 ГГц и предельную частоту усиления по мощности F_{max} > > 120–200 ГГц при заданной (относительно частотных требований МИС) оптимальной длине затвора ~0.16–0.08 мкм.

При изготовлении в микрополосковом варианте на кремниевой подложке толщина утоненной подложки составляла 50 мкм при диаметре сквозных отверстий 50–80 мкм. Использовалась совмещенная технология формирования сквозных отверстий и разделения готовой пластины на кристаллы без использования механической резки. Для этого перед напылением слоя первого металла в хлорсодержащей плазме вытравливаются все слои AlN и GaN как в местах будущих сквозных отверстий, так и по дорожкам реза границ кристаллов с небольшим заглублением в кремниевую подложку. После завершения всех технологических операций на лицевой части пластины и ее утонения до 50 мкм во фторсодержащей плазме вытравливаются отверстия в кремниевой подложке до металла. После напыления металла на обратную сторону и нанесения сплошного слоя гальванического золота толщиной ~6 мкм в металле вытравливаются дорожки реза. Далее, используя гальваническое золото в качестве маски, во фторсодержащей плазме вытравливаются дорожки реза по границам кристаллов. После растворения клея, используемого для приклеивания подложки к носителю перед утонением, получаются готовые кристаллы GaN-HEMT МИС.

ОПИСАНИЕ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

На основе гетероструктур AlN/GaN на подложках кремния в ИСВЧПЭ РАН были разработаны, изготовлены и исследованы три типа монолитных интегральных схем:

• малошумящий усилитель (МШУ) и генератор управляемый напряжением (ГУН) Ka-диапазона изготовлены в микрополосковом варианте с заземляющими сквозными отверстиями;

• приемо-передающий преобразователь сигнала Ku-диапазона изготовлен в копланарном варианте.

Микросхемы изготавливались в инициативном порядке для отработки технологических вопросов и оценки достижимых параметров по сравнению с ранее разработанными МИС аналогичного функционального назначения и частотного диапазона на подложках сапфира [5–7].

Для изготовления МИС МШУ и МИС ГУН была выбрана длина грибообразного затвора L_g = = 0.12 мкм, обеспечивающая F_t = 70 ГГц и F_{max} = = 120 ГГц в геометрии транзистора с шириной 2 × × 50 мкм. Для МИС преобразователя сигнала Ku-диапазона L_g = 0.16 мкм, F_t = 60 ГГц, F_{max} = 125 ГГц.

В данной работе были использованы зарубежные подложки высокоомного кремния диаметром 100 мм с выращенной на них гетероструктурой AlN/GaN.

МШУ Ka-диапазона имеет пять усилительных каскадов с транзисторами с шириной затворов 2 × 40 мкм, включенными по схеме с общим истоком. За счет применения цепей автосмещения МШУ работает от источника однополярного питания. При напряжении питания 5 В ток потребления составляет 80–90 мА. В полосе частот 30–45 ГГц МШУ имеет коэффициент усиления до

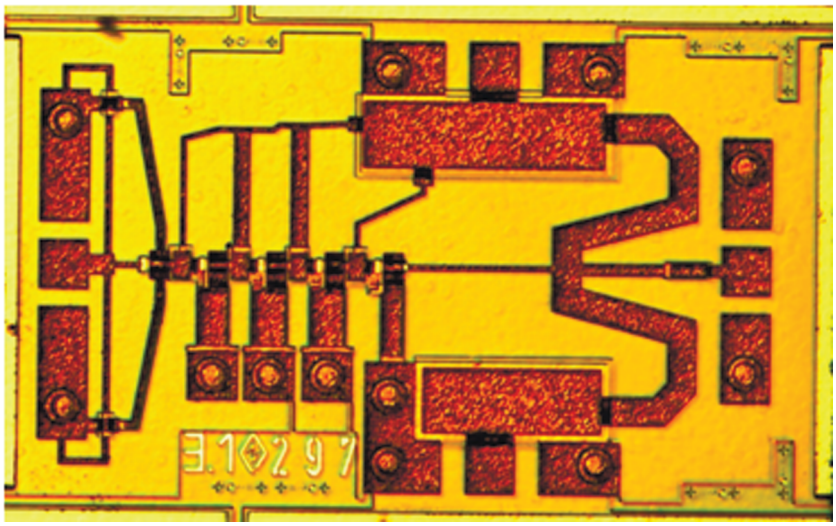

Рис. 1. Фотография МИС МШУ.

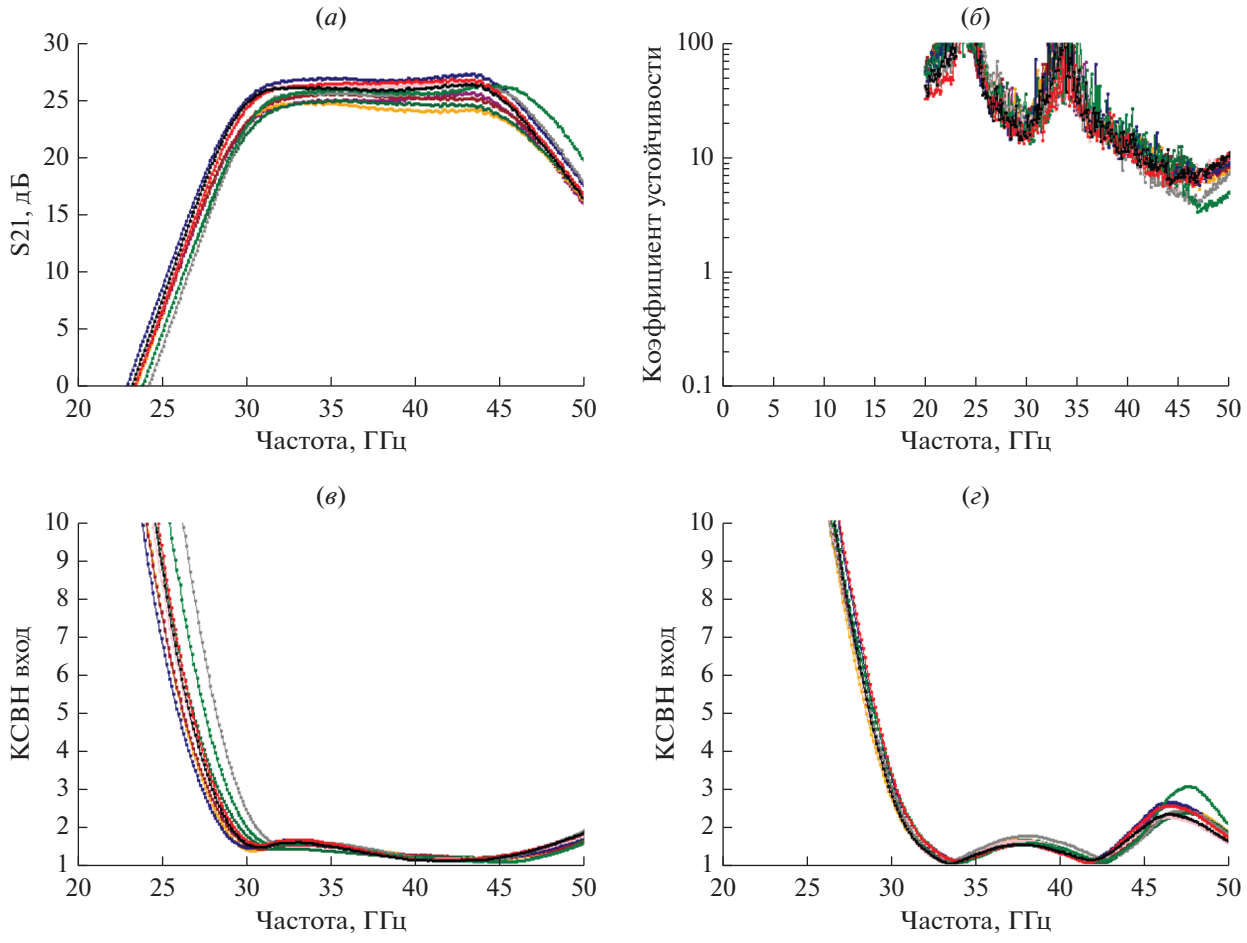

Рис. 2. Частотные зависимости S21 (*а*), коэффициента устойчивости (*б*), КСВН по входу (*в*), КСВН по выходу (*г*) десяти образцов МИС МШУ.

25 дБ и является хорошо согласованным по входу и выходу. Коэффициент шума находится в пределах 4.5–6 дБ, достигая минимума на частотах 34–38 ГГц. Размер кристалла: 1.75 × 1.12 мм^2. Фотография изготовленной МИС МШУ представлена на рис. 1. Измеренные СВЧ характеристики и коэффициент шума десяти образцов показаны на рис. 2 и рис. 3.

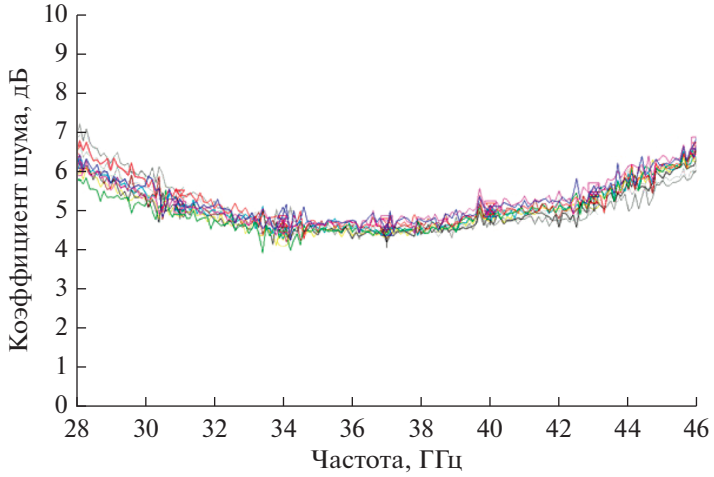

Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента шума десяти образцов МИС МШУ.

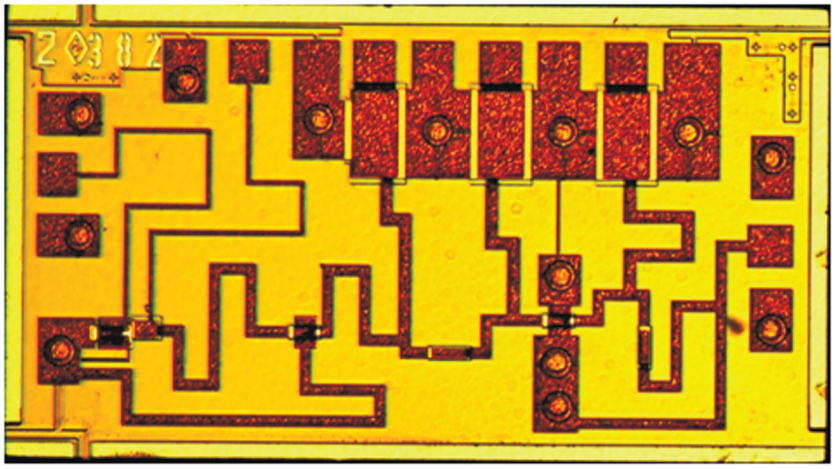

Рис. 4. Фотография МИС ГУН.

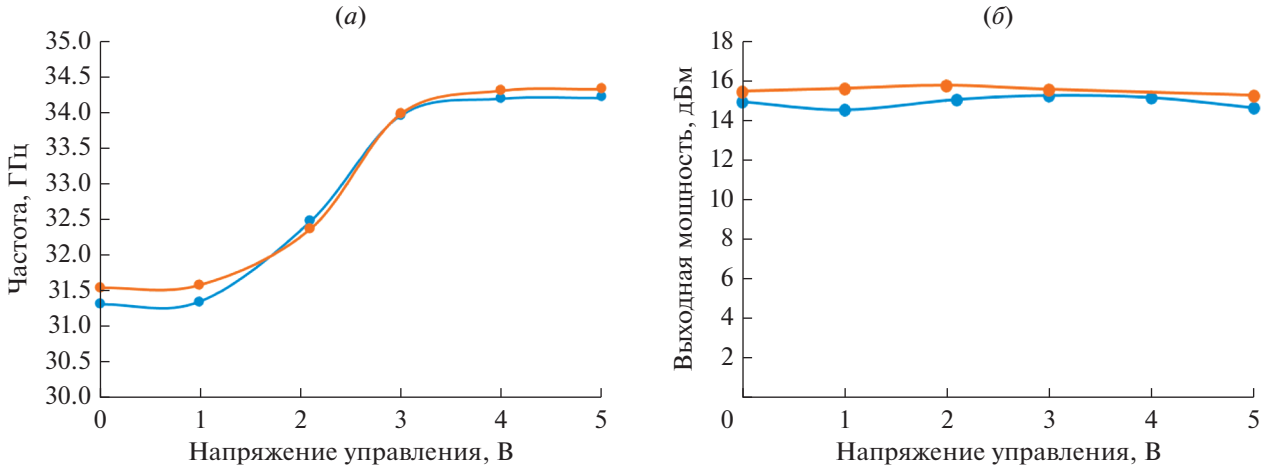

Рис. 5. Зависимости частоты генерации (*а*) и выходной мощности (*б*) МИС ГУН от напряжения управления.

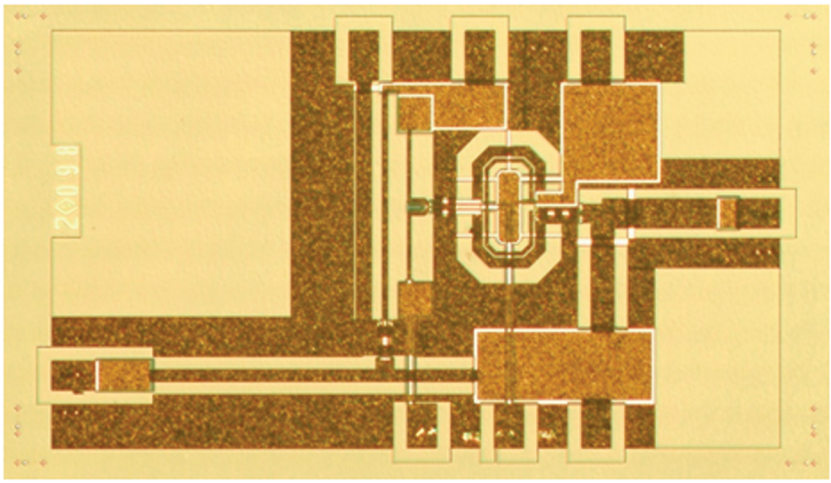

Рис. 6. Фотография приемо-передающего преобразователя сигнала.

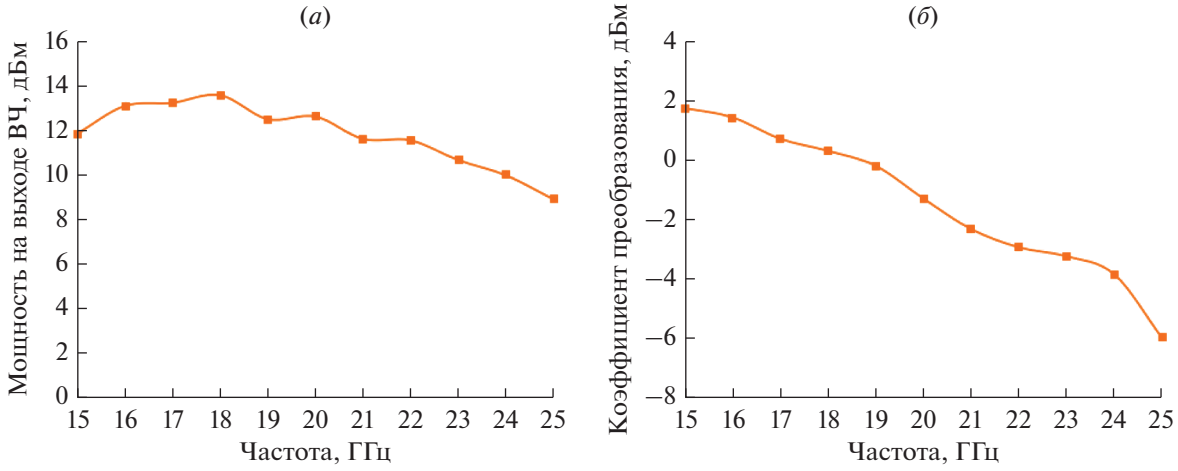

Рис. 7. Зависимости выходной мощности (*а*) и коэффициента преобразования (*б*) МИС приемо-передающего преобразователя сигнала.

ГУН Ka-диапазона реализован на GaN HEMT транзисторе с шириной затворов 2 × 50 мкм. Перестройка частоты генерации осуществляется с помощью варактора, представляющего собой HEMT транзистор в диодном включении. Колебательный LC контур генератора образован емкостями затвор-исток транзистора, варактора и индуктивностями микрополосковых линий в цепях затвора, стока и истока транзистора. К выходу ГУН добавлен однокаскадный буферный усилитель, служащий для увеличения выходной мощности и развязки выходного сигнала. Емкость варактора регулируется подаваемым на него напряжением управления.

Фотография изготовленной МИС ГУН показана на рис. 4. На рис. 5 представлены зависимости частоты генерации и выходной мощности МИС ГУН от напряжения управления в диапазоне от 0 до 5 В для двух образцов. При напряжении питания 5 В выходная мощность достигает 14–16 дБм, ток потребления 60 мА. Спектральная плотность мощности фазовых шумов при отстройке 100 кГц составляет минус 65 дБн/Гц. Размер кристалла: 2.0 × 1.12 мм^2.

Фотография МИС приемо-передающего преобразователя сигнала Ku-диапазона представлена на рис. 6. Преобразователь имеет в своем составе усилитель входного ВЧ сигнала, балансный смеситель на основе моста Маршанда, усилитель сигнала внешнего гетеродина. Усиленный сигнал гетеродина разделяется между входом смесителя и выходом ВЧ. На выходе смесителя формируется сигнал на разностной частоте. При напряжении питания 10 В ток потребления составляет 100–120 мА. В диапазоне частот 15–25 ГГц мощность на ВЧ выходе достигает 10–15 дБм при коэффициенте преобразования от минус 5 до плюс 2 дБ (рис. 7). Размер кристалла: 2.84 × 1.63 мм^2.

ВЫВОД

Впервые в России на основе гетероструктур нитрида галлия на подложках кремния диаметром 100 мм изготовлены три разновидности монолитных интегральных схем Ku и Ka диапазонов длин волн. Рассмотренные монолитные интегральные схемы, а также заложенные в них схемотехнические и технологические решения могут послужить основой для создания перспективных систем радиолокации и связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. High Performance Transmitters for Small Satellites for Data Transmission and Remote Sensing / N. Deo // 2019 IEEE Aerospace Conference. Big Sky, MT, USA. 2019. P. 1–6.
2. Gallium Nitride (GaN) Physics, Devices and Technology / F. Medjdoub, K. Iniewski // CRC Press. 2016. P. 372.
3. *Кищинский А.А.* Твердотельные СВЧ-усилители на нитриде галлия – состояние и перспективы развития // Материалы XIX Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”. Севастополь, Вебер, 2009.
4. *Фёдоров Ю.В., Бугаев А.С., Павлов А.Ю.* Технология изготовления и разработка монолитных интегральных схем на основе нитрида галлия // Нано- и микросистемная техника. 2017. Т. 19. № 5. С. 273–293.
5. *Федоров Ю.В., Матвеенко О.С.* Топология ИМС “Генератор управляемы напряжением для диапазона частот 32–36 ГГц”, свидетельство о государственной регистрации № 2017630088 от 03.05.2017.
6. *Федоров Ю.В.* Топология ИМС “Малошумящий усилитель для диапазона частот 32–36 ГГц”, свидетельство о государственной регистрации № 2017630019 от 04.05.2017.
7. *Федоров Ю.В.* Топология ИМС “Двойной балансный смеситель для диапазона частот 32–36 ГГц”, свидетельство о государственной регистрации № 2017630085 от 02.05.2017.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 190–198

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.3.049.77

ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ КВАНТОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

© 2021 г. В. М. Балабанов, Н. Ф. Карушкин[a], И. А. Обухов[b, *], Е. А. Смирнова[c]

[a]Научно-исследовательский институт "Орион", ул. Э. Потье, 8А, Киев, 03680 Украина

[b]Научно-производственное предприятие "Радиотехника", ул. Скаковая, 36, Москва, 125040 Россия

[c]Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Физико-технологический институт имени К.А. Валиева Российской академии наук, Нахимовский пр-т, 36/1, Москва, 117218 Россия

**E-mail: iao001@mail.ru*

Поступила в редакцию 15.10.2020 г.
После доработки 28.10.2020 г.
Принята к публикации 28.10.2020 г.

Для будущих высокоскоростных цифровых электронных схем с низким энергопотреблением предлагается использовать транзисторно-транзисторную логику. Базовым элементом этих схем может стать релаксационный квантовый транзистор. Такой подход позволяет обойти трудности, возникающие на пути применения полевых транзисторов на основе нанопроводов.

Ключевые слова: нанопровод, высокоскоростная наноэлектроника с низким энергопотреблением, цифровая схема, транзисторно-транзисторная логика, антимонид индия, квантовый транзистор

DOI: 10.31857/S0544126921030030

ВВЕДЕНИЕ

Транзисторы на основе полупроводниковых нанопроводов уже достаточно давно рассматриваются в качестве кандидатов на роль базовых элементов будущих цифровых электронных схем [1–9]. Ввиду рекордно высокой подвижности электронов в антимониде индия (InSb), ряд авторов возлагает большие надежды на использование этого материала [3–8].

Ожидается, что схемы на основе таких транзисторов смогут функционировать на частотах 100 ГГц и выше, а энергопотребление на один элемент составит менее 100 нВт. Теоретические оценки коррелируют с экспериментальными результатами, полученными разными авторами [5–9].

Обычно в качестве основного элемента цифровой электроники предлагается использовать полевой транзистор на нанопроводе [1, 4–8]. Образцы таких транзисторов с проводящими каналами из нанопроводов InSb *n*- и *p*-типов созданы, и их характеристики исследованы [5–8].

Частотные характеристики транзисторов с каналом *p*-типа оказываются значительно хуже, чем необходимо для создания базовой ячейки современной цифровой электроники – быстродействующей комплементарной пары из транзисторов с каналами *n*- и *p*-типов [7]. Это обусловлено низкой подвижностью дырок в антимониде индия, которая на два порядка меньше, чем подвижность электронов.

Однако полученные результаты не означают, что создание элементной базы логических схем на основе нанопроводов невозможно. Хорошо известно, что в первых твердотельных процессорах применялись не полевые, а биполярные транзисторы [10].

Аналогичные цифровые схемы, реализующие транзисторно-транзисторную логику (ТТЛ), можно создавать, используя квантовые приборы на основе нанопроводов. Мы полагаем, что для их функционирования целесообразно использовать неравновесные квантовые явления [11], которые возникают в нанопроводах с геометрическими размерами меньшими, чем длина размерного квантования энергии электронов

$$L_{dq} = \sqrt{\frac{3\pi^2\hbar^2}{2m_e k_B T}} \quad (1)$$

и длина их релаксации к термодинамическому равновесию

$$L_{rel} = \sqrt{\frac{\hbar\mu_e}{e}}, \quad (2)$$

где $\hbar$ – редуцированная постоянная Планка; m_e и μ_e – эффективная масса и подвижность электрона проводимости в нанопроводе; e – элементарный

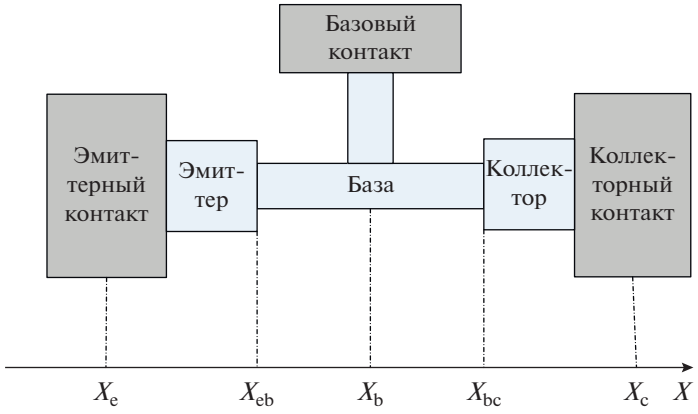

Рис. 1. Топология релаксационного квантового транзистора [9].

электрический заряд; k_B – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

Длина L_{rel} является пространственной характеристикой процесса установления химического равновесия в смеси, состоящей из групп электронов с различными химическими потенциалами [11]. Такие группы формируются в приборе, например, в результате инжекции электронов из контактных областей, к которым приложены различные напряжения. Также они могут возникать при протекании тока через неоднородности потенциального рельефа. Равновесие устанавливается за счет стохастического рассеяния электронов. В полупроводниках это рассеяние электронов на фононах, примесях, дефектах кристаллической решетки, друг на друге и т.д. То есть те процессы, которые приводят к появлению электрического сопротивления [12].

В различных полупроводниках величины L_{rel} при комнатной температуре ($T = 300$ K) составляют от единиц до десятков нанометров [11]. Поэтому в классических полупроводниковых приборах эффекты, связанные с релаксацией химических потенциалов электронов, несущественны. Однако в приборах на нанопроводах их можно использовать в качестве основы функционирования.

Чтобы такие приборы работали без дополнительного охлаждения и их можно было бы массово изготавливать при помощи современных технологий, следует использовать материалы с максимальными при комнатной температуре значениями L_{dq} и L_{rel}. По этим показателям, как и по подвижности, лидером среди полупроводниковых материалов оказывается антимонид индия, для которого $L_{dq} = 58$ нм и $L_{rel} = 73$ нм при $T = 300$ K.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ КВАНТОВЫЙ АНАЛОГ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

В работах [13, 14] предложена конструкция нового транзистора на основе нанопроводов и рассчитаны его характеристики. Этот прибор был назван релаксационным квантовым транзистором (РКТ). Его схематическое изображение представлено на рис. 1. Система уравнений и граничные условия, на основе которых проводилось моделирование характеристик РКТ, даны в Приложении.

Активными областями РКТ являются переходы между нанопроводами разного поперечного сечения, выполняющими функции эмиттера, базы и коллектора. Базовый нанопровод должен иметь поперечные размеры меньшие, чем длина размерного квантования L_{dq} и поперечные размеры эмиттера и коллектора. В этом случае переходы между нанопроводами представляют для электронов потенциальные барьеры, как показано на рис. 2 (площади поперечного сечения эмиттерного и коллекторного проводящих каналов равны L_{dq}^2, а базового проводящего канала – $(L_{dq}/2)^2$, E_F – энергия Ферми электронов в контактных областях [11]). Длина базового нанопровода L_b должна быть меньше, чем длина релаксации неравновесных электронов L_{rel}.

Если между эмиттерным и базовым контактами приложено положительное напряжение, то наличие потенциального барьера на переходе эмиттер-база обеспечивает инжекцию неравновесных электронов в базовый нанопровод. Если напряжение на коллекторе также положительно, то при $L_b < L_{rel}$ инжектированные из эмиттера неравновесные электроны достигнут коллектора. Модуляция их тока током базы приводит к усилению поданного на базу сигнала на коллекторе.

Таким образом, благодаря размерному квантованию энергии электронов, в нанопроводах за счет изменения их поперечного сечения могут

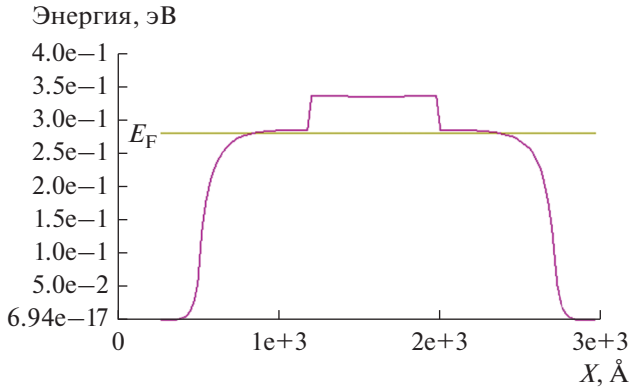

Рис. 2. Потенциальный рельеф для электронов в РКТ при нулевых приложенных напряжениях. Площади поперечного сечения эмиттерного и коллекторного проводящих каналов равны L_{dq}^2, а базового проводящего канала – $(L_{dq}/2)^2$. E_F – энергия Ферми электронов в контактных областях [11].

быть сформированы различные потенциальные рельефы. В частности, могут быть созданы области, при протекании тока через которые образуются неравновесные носители заряда, необходимые для получения транзисторного эффекта.

Расчеты показывают [3, 11, 13, 14], что электрические характеристики РКТ должны быть аналогичны характеристикам обычного биполярного транзистора (см. рис. 3, 4). Это сходство не случайно. В основе работы биполярного транзистора лежат процессы рекомбинации электронов и дырок в базе. В рассматриваемом приборе дырки отсутствуют. Аналогом рекомбинации является релаксация в базе к химическому равновесию электронов, инжектированных из эмиттера. Процесс релаксации характеризуется временами порядка 10^{-13} с [11, 15], что обеспечивает прибору высокое быстродействие.

На рис. 5 показано распределение величины $F^{(-)}$ в приборе при разных приложенных напряжениях [11].

$$F^{(-)} = 2k_B T \ln\left(n/n_0\right). \quad (3)$$

В формуле (3) n – концентрация электронов, а n_0 – их равновесная концентрация. Так же, как и в биполярном *npn*-транзисторе область эмиттера оказывается обогащенной неравновесными электронами, а область коллектора – обедненной. Поэтому при протекании тока дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода уменьшается, а коллекторного – возрастает. Этот эффект обеспечивает усиление на коллекторе сигнала, поданного на базу при схеме включения транзистора с общим эмиттером.

Как показано в работах [11, 13, 14] коэффициенты усиления РКТ по току при схемах включения с общей базой α и общим эмиттером β пропорциональны $\exp\{-L_b/L_{rel}\}$. Минимальная длина базового нанопровода ограничена возможностями технологии его формирования и подсоединения к базовому контакту. Она не может быть слишком маленькой. Поэтому характеристики транзистора будут тем лучше, чем больше длина релаксации неравновесных электронов. Это обстоятельство существенно влияет на выбор материала для изготовления транзисторов рассматриваемого типа.

Коэффициент усиления β зависит от напряжения на коллекторе и изменяется в пределах от пятидесяти до семидесяти при частотах до 10 ТГц [11, 13, 14]. Максимальная рассеиваемая мощность оказывается менее 1 мкВт.

Мы полагаем, что наиболее подходящая технология создания релаксационных квантовых

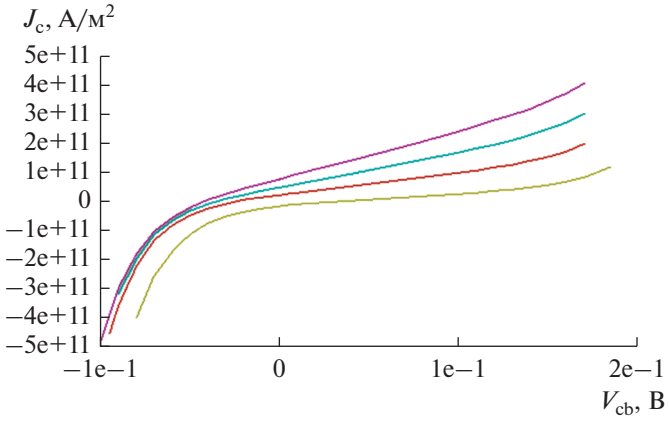

Рис. 3. ВАХ РКТ при схеме включения с общей базой при (снизу вверх): V_{eb} = 0.01 В; V_{eb} = –0.025 В; V_{eb} = –0.03 В; V_{eb} = –0.05 В [11].

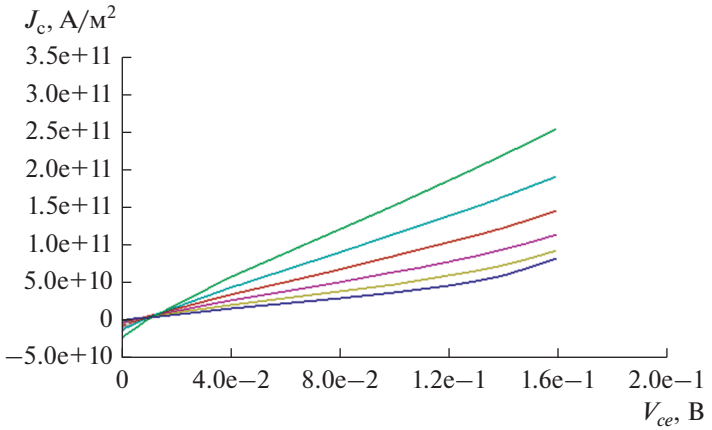

Рис. 4. ВАХ РКТ при схеме включения с общим эмиттером при (снизу вверх): V_{be} = 0.00 В; V_{be} = 0.01 В; V_{be} = 0.02 В; V_{be} = 0.03 В; V_{be} = 0.04 В; V_{be} = 0.05 В [11].

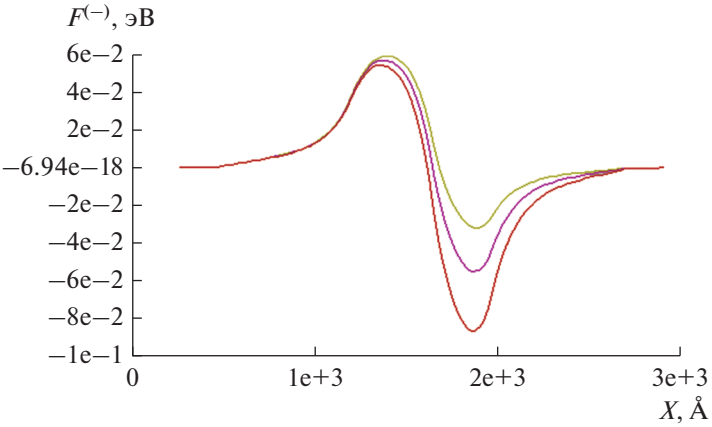

Рис. 5. Распределение $F^{(-)}$ в РКТ при V_{be} = 0.06 В и (снизу вверх) при: V_{cb} = 0.1 В; V_{cb} = 0.08 В; V_{cb} = 0.05 В [11].

транзисторов должна основываться на молекулярно-лучевой эпитаксии, нанолитографии и прецизионном травлении, как показано на рис. 6. Структура, представленная на рис. 6 слева была создана авторами статьи [16] для полевого транзистора с квантовой ямой из антимонида индия в качестве канала. На рис. 6 справа демонстрируется структура нанопровода, который может быть создан при помощи нанолитографии и травления из этого канала. Создавая литографический рисунок, подобный представленному на рис. 1, можно сформировать структуру для релаксационного квантового транзистора. Для этого может быть применена, например, технология, описанная в работе [17].

РАСЧЕТ ПРОСТЕЙШИХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ РЕЛАКСАЦИОННОГО КВАНТОВОГО ТРАНЗИСТОРА

Для расчета электронных схем на основе РКТ мы использовали параметры его схемы замещения в модели Гуммеля–Пуна [18]. Они были получены при помощи специальных расчетов с применением собственного специализированного программного обеспечения. При этом учитывались результаты измерений сопротивлений и емкостей нанопроводов InSb и контактов к ним [19].

На рис. 7 показана принципиальная схема простейшего инвертора с нагрузкой, в котором применены четыре РКТ. На рис. 8 показаны эпюры входного и выходного сигналов этой схемы, а также рассеиваемая мощность. Видно, что фронты импульсов составляют десятые доли пикосекунд. Максимальная мощность, потребляемая схемой, не превышает 16 нВт, а в пересчете на один транзистор составляет 4 нВт.

Расчеты более сложной схемы 2-х ступенчатого RS-триггера, содержащего 42 транзистора, показали, что длительность фронтов импульсов не превышает одной пикосекунды. Мощность, рассеиваемая схемой, не превышает 2.5 мкВт, а мак-

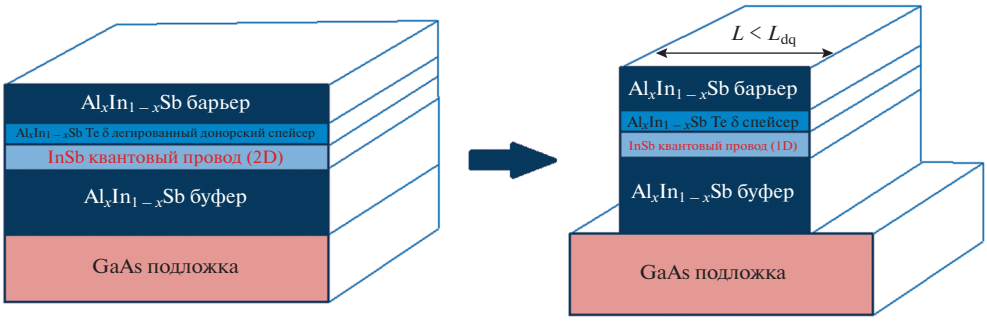

Рис. 6. Иллюстрация возможной технологии создания РКТ.

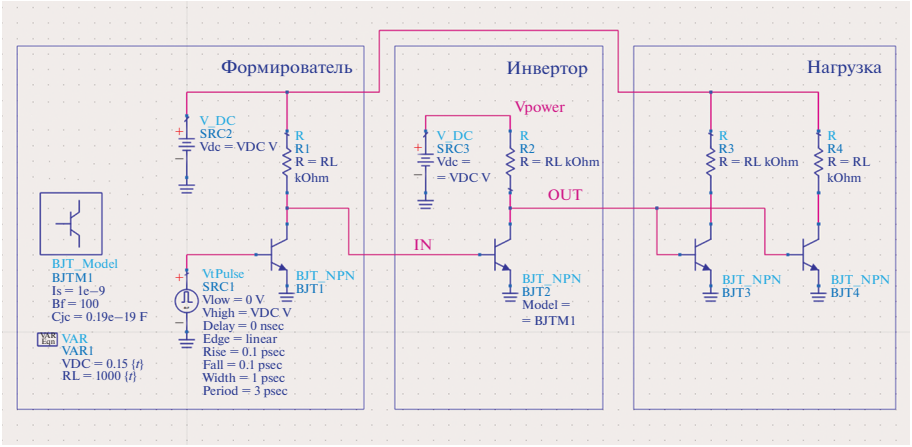

Рис. 7. Принципиальная схема инвертора с нагрузкой.

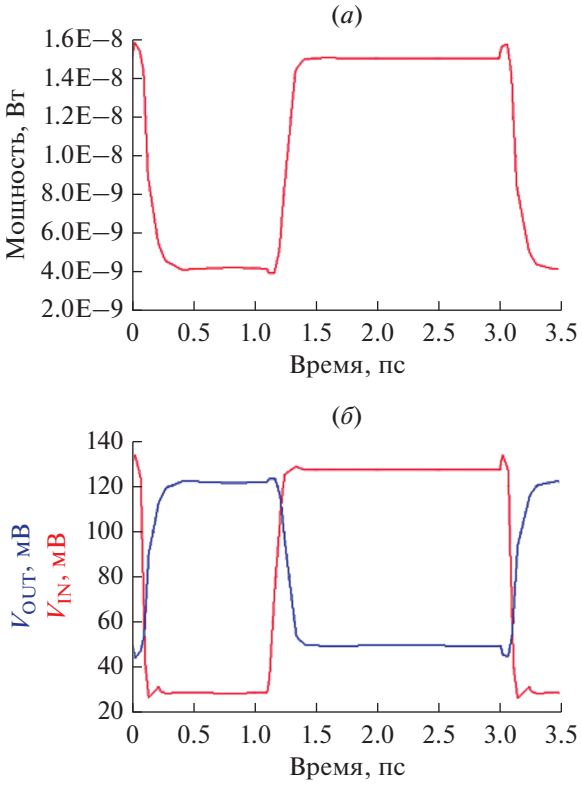

Рис. 8. Входной и выходной сигнал (*а*) и рассеиваемая мощность инвертора с нагрузкой (*б*).

симальное энергопотребление каждого транзистора не более 58 нВт.

Мы проводили расчеты характеристик и других простых логических и аналоговых схем на основе РКТ [20], таких как однокаскадный усилитель, схемы 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ и т.д. Все они демонстрировали высокое быстродействие и низкое энергопотребление.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные здесь теоретические результаты показывают, что квантовые приборы на основе нанопроводов являются реальными претендентами на роль базовых элементов будущей цифровой электроники. Согласно расчетам, логические схемы, построенные на этих приборах, будут иметь энергопотребление существенно ниже, чем 100 нВт на один элемент и будут функционировать на частотах свыше 100 ГГц.

Наилучшим полупроводниковым материалом для создания рассмотренных квантовых транзисторов является антимонид индия. Этот полупроводник имеет уникальные характеристики, что делает его наиболее привлекательным для наноэлектроники.

Трудности с созданием комплементарной пары на полевых транзисторах из нанопроводов антимонида индия не являются принципиальным тормозящим фактором на пути развития сверхбыстродействующей цифровой электроники с низким энергопотреблением. Мы показали здесь, что вместо полевых транзисторов могут быть использованы релаксационные квантовые транзисторы, позволяющие реализовать транзисторно-транзисторную логику. Расчетное энергопотребление РКТ в рабочих режимах настолько низкое, что построенные на них логические схемы должны рассеивать на три порядка меньше мощности, чем современные КМОП схемы.

Работа выполнена в рамках Государственного задания ФТИАН им. К.А. Валиева РАН Минобрнауки РФ по теме № 0066-2019-0004.

ПРИЛОЖЕНИЕ

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЛАКСАЦИОННОГО КВАНТОВОГО ТРАНЗИСТОРА

Для расчета характеристик РКТ использовалась модель, подробно описанная в книге [11]. Рассматривался одномерный стационарный перенос заряда в направлении 0X (см. рис. 1). Предполагалось, что нанопровода, показанные на рис. 1, представляют собой параллелепипеды квадратного поперечного сечения со стороной квадрата, равной $L(x)$, где $L(x)$ – кусочно-постоянная функция.

Вычисления энергии электронов проводилось по приближенной формуле

$$E\left(k_y, k_z, p_x\right) = U_{\min} + \frac{1}{2m_e}\left(\frac{\hbar\pi}{L}\right)^2\left(k_y^2 + k_z^2\right) + \frac{p_x^2}{2m_e}, \tag{П1.1}$$

где числа k_y, k_z = 1, 2, 3 .... нумеруют уровни размерного квантования; p_x – импульс электрона в направлении $0x$; $U_{\min}$ – минимальное значение одномерного потенциала для электронов

$$U(x) = U_0(x) - e\varphi(x), \tag{П1.2}$$

$U_0(x)$ – встроенный потенциал, определяемый разрывами зон на гетерограницах, $\varphi(x)$ – электростатический потенциал.

Численно решалась самосогласованная система уравнений Шредингера, Пуассона и переноса

$$\frac{\hbar^2}{2}\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{m_e}\frac{d\Psi(x, E_x)}{dx}\right) + \left(E_x - U^{eff}(x)\right)\Psi(x, E_x) = 0, \tag{П2.1}$$

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dx}\left(\varepsilon\dfrac{d\varphi}{dx}\right) = e\left(n_e + n_c + n_b - N\right), & \text{(П2.2)} \\ \dfrac{dJ_{ec}}{dx} = -R, & \text{(П2.3)} \\ \dfrac{dJ_b}{dx} = R. & \text{(П2.4)} \end{cases}$$

Здесь $\Psi(x, E_x)$ – волновые функции электронов с энергией E_x, отсчитываемой от минимума эффективного потенциала

$$U^{eff}(x) = U(x) + \frac{1}{m_e}\left(\frac{\hbar\pi}{L(x)}\right)^2, \tag{П3.1}$$

ε – диэлектрическая проницаемость материала, выраженная в единицах диэлектрической проницаемости вакуума; n_e, n_c, n_b – концентрации электронов, попадающих в структуру из эмиттерного, коллекторного и базового контактов, соответственно; N – концентрация легирующей примеси и дырок, которая полагалась в полупроводнике равной собственной концентрации n_i, а в металле – суммарному заряду электронов; J_{ec} – суммарная плотность тока электронов, попадающих в структуру из эмиттерного и коллекторного контактов, а J_b – из базового контакта; величина R описывает скорость релаксации неравновесных электронов к состоянию химического равновесия, для нее принято выражение [11]

$$R = \frac{e\gamma}{\hbar}(F - F_b)\gamma\left(n_e + n_c + n_b\right), \tag{П3.2}$$

где γ – безразмерная постоянная, которая в расчетах считалась равной единице.

Для волновых функций электронов $\Psi(x, E_x)$ принимались граничные условия, соответствующие падающим волнам единичной амплитуды, учитывались только состояния непрерывного спектра. В точках x_e и x_c производилась сшивка решений из условий непрерывности волновых функций и их первых производных.

В результате, в точке x_e при $E_x > U^{eff}(x_e)$

$$ip_x(x_e)\Psi_e(x_e, E_x) + \frac{\hbar d\Psi_e(x_e, E_x)}{dx} = 2ip_x(x_e)e^{-ip_x(x_e)x_e/\hbar},$$

$$ip_x(x_e)\Psi_c(x_e, E_x) + \frac{\hbar d\Psi_c(x_e, E_x)}{dx} = 0 \qquad (П4.1)$$

и при $E_x < U^{eff}(x_e)$ и $E_x > U^{eff}(x_c)$

$$\Psi_e(x_e, E_x) = 0$$

$$\frac{\hbar d\Psi_c(x_e, E_x)}{dx} - q_x(x_e)\Psi_c(x_e, E_x) = 0. \qquad (П4.2)$$

В точке x_c при $E_x > U^{eff}(x_c)$

$$ip_x(x_c)\Psi_c(x_c, E_x) + \frac{\hbar d\Psi_c(x_c, E_x)}{dx} = 2ip_x(x_c)e^{-ip_x(x_c)x_c/\hbar},$$

$$-ip_x(x_c)\Psi_e(x_c, E_x) + \frac{\hbar d\Psi_e(x_c, E_x)}{dx} = 0 \qquad (П4.3)$$

и при $E_x < U^{eff}(x_c)$ и $E_x > U^{eff}(x_e)$

$$\Psi_c(x_c, E_x) = 0,$$

$$\frac{\hbar d\Psi_e(x_c, E_x)}{dx} + q_x(x_c)\Psi_e(x_c, E_x) = 0. \qquad (П4.4)$$

Здесь импульсы

$$p(x_e) = 2m_e(x_e)\sqrt{E_x - U^{eff}(x_e)}, E_x > U^{eff}(x_e),$$

$$p(x_c) = 2m_e(x_c)\sqrt{E_x - U^{eff}(x_c)}, E_x > U^{eff}(x_c)$$

и декременты затухания

$$q_x(x_e) = 2m_e(x_e)\sqrt{U^{eff}(x_e) - E_x}, E_x < U^{eff}(x_e),$$

$$q_x(x_c) = 2m^*(x_c)\sqrt{U^{ext}(x_c) - E_x}, E_x < U^{eff}(x_c).$$

В качестве волновой функции $\Psi_b(x_b)$ принималась следующая функция

$$\Psi_b(x_b, E) = e^{-ipx/\hbar}\sin\frac{\hbar\pi k_y y}{L_1}\sin\frac{\hbar\pi k_z z}{L_1}, \qquad (П4.5)$$

$$p = 2m_e(x_b)\sqrt{E - U^{eff}(x_b)}, E > U^{eff}(x_b), \qquad (П4.6)$$

L_1 – поперечный размер базового нанопровода.

В качестве граничных условий для электростатического потенциала $\varphi(x)$ в точках x_e и x_c принималось требование электронейтральности

$$(n_e + n_c + n_b - N)\big|_{x=x_e,x_c} = 0. \qquad (П5.1)$$

Концентрации электронов вычислялись по формулам

$$n_e(x) = \frac{1}{2\pi\hbar L^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int dE_x\sqrt{E_x - U^{eff}(x_e)}^{-1}\sum_{k_y,k_z}\sin\frac{\hbar\pi k_y y}{L}\sin\frac{\hbar\pi k_z z}{L}\left|\Psi_e(x, E_x)\right|^2 f(s_e(F,T)), \qquad (П5.2)$$

$$n_c(x) = \frac{1}{2\pi\hbar L^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int dE_x\sqrt{E_x - U^{eff}(x_c)}^{-1}\sum_{k_y,k_z}\sin\frac{\hbar\pi k_y y}{L}\sin\frac{\hbar\pi k_z z}{L}\left|\Psi_c(x,E_x)\right|^2 f\left(s_c(F,T)\right), \quad (П5.3)$$

$$n_b(x) = \frac{1}{2\pi\hbar L_1^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int dE\sqrt{E - U^{eff}(x_b)}^{-1}\sum_{k_y,k_z}\sin\frac{\hbar\pi k_y y}{L_1}\sin\frac{\hbar\pi k_z z}{L_1}\left|\Psi_b(x_b,E)\right|^2 f\left(s_b(F_b,T)\right), \quad (П5.4)$$

$$f(s) = \frac{1}{e^s + 1} \quad (П5.5)$$

– функция распределения Ферми–Дирака;

$$s_e(F,T) = \frac{E(k_y,k_z,p_x) - F + \tau_e u_e\dfrac{dF}{dx}}{k_B T}, \quad (П5.6)$$

$$s_c(F,T) = \frac{E(k_y,k_z,p_x) - F + \tau_e u_c\dfrac{dF}{dx}}{k_B T}, \quad (П5.7)$$

$$s_b(F,T) = \frac{E(k_y,k_z,p) - F_b + \tau_e u_e\dfrac{dF}{dx}}{k_B T}, \quad (П5.8)$$

$$\tau_e = \frac{m_e\mu_e}{e} \quad (П5.9)$$

– среднее время релаксации импульса электрона;

$$u_e = \frac{j_e(x,E_x)}{\left|\Psi_e(x,E_x)\right|^2}, \quad u_c = \frac{j_c(x,E_x)}{\left|\Psi_c(x,E_x)\right|^2}, \quad u_b = \frac{j_b(x_b,E)}{\left|\Psi_b(x_b,E)\right|^2} \quad (П5.10)$$

– микроскопические скорости электронов;

$$j_e(x,E_x) = \frac{i\hbar}{2m_e}\left(\Psi_e^*(x,E_x)\frac{d\Psi_e(x,E_x)}{dx} - \frac{d\Psi_e^*(x,E_x)}{dx}\Psi_e(x,E_x)\right), \quad (П5.11)$$

$$j_c(x,E_x) = \frac{i\hbar}{2m_e}\left(\Psi_c^*(x,E_x)\frac{d\Psi_c(x,E_x)}{dx} - \frac{d\Psi_c^*(x,E_x)}{dx}\Psi_c(x,E_x)\right), \quad (П5.12)$$

$$j_b(x,E) = \frac{p}{m_e}\left|\Psi_b(x_b,E)\right|^2 \quad (П5.13)$$

– плотности потоков электронов.

Плотности токов определены J_{ec} и J_b выражениями

$$J_{ec} = J_e + J_c, \quad (П6.1)$$

$$J_e = \frac{e}{2\pi\hbar L^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int dE_x\sqrt{E_x - U^{eff}(x_e)}^{-1}\sum_{k_y,k_z} j_e(x,E_x)\,f\left(s_e(F,T)\right), \quad (П6.2)$$

$$J_c = \frac{e}{2\pi\hbar L^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int dE_x\sqrt{E_x - U^{eff}(x_c)}^{-1}\sum_{k_y,k_z} j_c(x,E_x)\,f\left(s_c(F,T)\right), \quad (П6.3)$$

$$J_b = \frac{e}{2\pi\hbar L_1^2}\sqrt{\frac{m_e}{2}}\int E\sqrt{E - U^{eff}(x_b)}^{-1}\sum_{k_y,k_z} j_b(x,E)\,f\left(s_b(F_b,T)\right). \quad (П6.4)$$

Для химических потенциалов F и F_b ставились граничные условия

$$F(x_e) = -eV_e, \quad F(x_c) = -eV_c, \quad (П7.1)$$

$$F_b(x_b) = -eV_b, \quad F_b(x_e) = -eV_e, \; F_b(x_c) = -eV_c \; , \qquad (П7.2)$$

где V_e, V_c и V_b – напряжения приложенные к эмиттерному, коллекторному и базовому контактам, соответственно. По своему физическому смыслу эти условия аналогичны применяемым при одномерном моделировании биполярных транзисторов (см. Энгль В.Л., Диркс Х.К., Майнерцхаген Б. Моделирование полупроводниковых приборов // Труды Института инженеров по электротехнике и радиотехнике (ТИИЭР). М., 1983. Т. 71. № 1. С. 14–42).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Datta S.* Quantum devices // Superlattices and Microstructures. 1989. V. 5. № 1. P. 83–93.
2. *Obukhov I.A.* Electronic devices based on quantum wires: prospects and problems // Physics, Chemistry and Application of Nanostructures. Review and Short Notes of Nanomeeting'97 (Ed. by V.E. Borisenko). Minsk. Belarus. 1997. P. 322–325.
3. *Obukhov I.A.* Some aspects of nanoelectronics development in Russia // WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials. S. Petersburg. 1997. P. 85–92.
4. *Datta S.* The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor // Formerly with Advanced Transistor & Nanotechnology Group Intel Corporation Hillsboro, Oregon, USA, October 9th, 2007.
5. *Das S.R., Delker C.J., Zakharov D., Chen Y.P., Sands T.D., Janes D.B.* Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 98. P. 243504-1–243504-3.
6. *Candebat D.* InSb Nanowire Field Effect Transistors // 67th Device Research Conference Digest, ISBN: 978-1-4244-3528-9, 13–14 (2009).
7. *Yang Z.-X., Han N. et al.* Carbon doping of InSb nanowires for high-performance p-channel field-effect-transistors // Nanoscale. 2013. V. 5. P. 9671–9676
8. *Gül1 Ö., Woerkom D.J., Weperen I., Car D., Plissard S.R., Bakkers E.P.A.M., Kouwenhoven L.P.* Towards high mobility InSb nanowire devices // Nanotechnology, 2015. V. 26. P. 215202-1–215202-7.
9. *Gazibegovic S., Car D. et al.* Epitaxy of advanced nanowire quantum devices // Nature 2017. V. 548. P. 434–438.
10. *Lojek B.* History of Semiconductor Engineering // Springer Science & Business Media. 2007, p. 321. ISBN 9783540342588.
11. *Обухов И.А.* Неравновесные эффекты в электронных приборах // Вебер. Москва–Киев–Минск–Севастополь. 2010. 303 с.
12. Вопросы квантовой теории необратимых процессов / Сборник статей под редакцией Бонч-Бруевича В.Л. // М.: Изд. Иностранной литературы, 1961. 365 с.
13. *Обухов И.А.* О возможности создания релаксационных квантовых приборов // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 9. Вып. 17. С. 12–16.
14. *Obukhov I.A.* Planar One-Dimensional Quantum Devices // Nanoscience and Nanotechnology. 2013. V. 3. № 5. P. 115–122.
15. *Obukhov I.A.* About the Frequency-Dependence of Electrical Characteristics of Quantum Devices // Nanoscience and Nanotechnology. 2012. V. 2. № 5. P. 144–147.
16. *Ashley T., Barnes A.R., Buckle L., Datta S., Dean A.B., Emery M.T., Fearn M., Hayes D.G., Hilton K.P., Jefferies R., Tushpeng M., Nash K.J., Phillips T.J., Tang W.A., Wilding P.J., Chau R.* Novel InSb-based quantum well transistors for ultra-high speed, low power logic applications // Proceedings. 7th International Conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology, 2004, Beijing, China, 2004. V. 3. P. 2253–2256.
17. *Taketomo S., Isao T., Hideki H.* Selective MBE Growth of GaAs Ridge Quantum Wire Arrays on Patterned (001) Substrates and Its Growth Mechanism // Institute of Physics Conference Series 2003. V. 174. P. 145–148.
18. *Gummel H.K., Poon H.C.* An integral charge control model of bipolar transistors // Bell Syst. Tech. J. 1970. V. 49. P. 827–852.
19. *Божьев И.В., Горох Г.Г., Карушкин Н.Ф., Лозовенко А.А., Новоселов А.С., Обухов И.А., Румянцев С.В., Смирнова Е.А.* Электрические характеристики нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия // 28-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2018): материалы конференции 2018. Т. 4. С. 1041–1046.
20. *Obukhov I.A., Balabanov V.M.* Some Possibilities of Quantum Integrated Circuits // Proceeding of CriMiCo. 1999. P. 76–77.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 199–207

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.382.323

ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ СВЧ И ШУМОВОЙ МОДЕЛИ МЕТАМОРФНОГО 0.15 МКМ MHEMT INALAS/INGAAS ТРАНЗИСТОРА

© 2021 г. А. А. Горелов[a], В. В. Локотко[a], Н. И. Каргин[a], И. С. Васильевский[a], К. С. Гришаков[a], Р. В. Рыжук[a, *]

[a]Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ", Каширское ш., 31, Москва, 115409 Россия

E-mail: ryzhuk-rom@yandex.ru

Поступила в редакцию 30.07.2020 г.
После доработки 02.11.2020 г.
Принята к публикации 25.11.2020 г.

Проведено исследование AlGaAs MHEMT-транзисторов СВЧ диапазона частот с длиной затвора 0.15 мкм. Установлено, что расхождение экспериментальных и теоретически рассчитанных, в рамках модели, *S*-параметров не превышает 0.5% в диапазоне частот от 1 до 30 ГГц. Статические характеристики прибора удовлетворительно описываются указанной моделью в диапазоне напряжения стока до 2.5 В. Для анализа шумовых характеристик использовалась модель Фукуи. Было установлено, что влияние паразитной емкости стока и значений индуктивностей стока и истока не оказывают заметного влияния на шумовые характеристики транзистора, а увеличение паразитной емкости и уменьшение паразитной индуктивности затвора могут привести к существенному снижению коэффициента высокочастотного шума.

DOI: 10.31857/S0544126921030054

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время сверхвысокочастотные монолитные интегральные схемы (СВЧ МИС) на основе GaAs технологий являются одним из важнейших элементов в современных системах связи, включая 5G [1]. Наибольшее распространение получили псевдоморфные (PHEMT) и метаморфные (MHEMT) GaAs технологии, которые позволяют достичь оптимального компромисса между параметрами и стоимостью изделий. При этом использование метаморфной гетероструктуры позволяет значительно расширить диапазон применяемой концентрации индия для формирования канала транзистора и тем самым оптимизировать соотношение между коэффициентом усиления и уровнем шумов изготавливаемых СВЧ устройств [2]. Ведущие отечественные разработчики СВЧ МИС (ИСВЧПЭ РАН, НИЯУ МИФИ, НИЦ "Курчатовский институт", ТУСУР, и др.) активно осваивают GaAs MHEMT технологии [3–5]. Значение граничной частоты усиления по мощности превышает величину 600 ГГц [3]. В зарубежных лабораториях эти значения достигают отметки 800 ГГц [6], причем расчетные показатели превышают 0.9 ТГц [7]. Параметры коммерчески доступных приборов несколько ниже. Так известная французская компания OMMIC предлагает изготовление малошумящих усилителей диапазона частот от 500 МГц до 160 ГГц по GaAs MHEMT технологии в режиме контрактного производства (foundry) [8].

Одной из важнейших составляющих проектирования GaAs СВЧ МИС являются библиотеки элементов. Для построения этих библиотек требуется проведение комплексного исследования статических и частотных свойств тестовых структур (дискретные транзисторы, пассивные компоненты), позволяющее получить параметрические масштабируемые модели. Повышение точности создания моделей указанных компонент во многом упрощает процедуры разработки последующих иерархических систем на их основе.

На сегодняшний день имеется ряд моделей транзистора, позволяющих в достаточной мере его охарактеризовать (ANGELOV, CURTICE, FUJII, TOM, YHLAND и др.) [9]. Такие модели обычно встраиваются в современные САПР (AWR, ADS и т.д.) и позволяют в некотором интервале провести анализ характеристик транзистора. Зачастую принцип их построения основан на разложении функции в полиномиальный ряд, используя параметры сопротивлений, емкостей и индуктивностей, составляющие модель транзистора [10, 11]. Однако имеющиеся модели не позволяют одновременно охарактеризовать частотные, статические и шумовые свойства прибора. По-

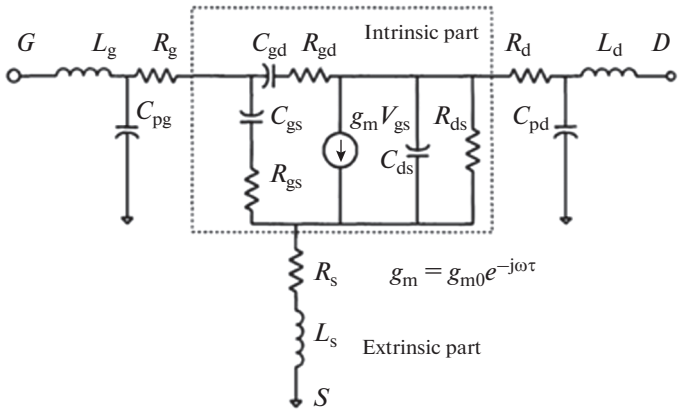

Рис. 1. Эквивалентная схема полевого транзистора.

этому для разработки СВЧ МИС необходимо обладать собственным набором библиотек элементов, позволяющих адекватно описать выбранный компонент в необходимых режимах функционирования.

В данной работе проводится исследование AlGaAs MHEMT транзисторов СВЧ диапазона частот с длиной затвора 0.15 мкм, изготовленных на метаморфных гетероструктурах путем анализа его статических, частотных и шумовых свойств в диапазоне частот до 50 ГГц.

МЕТОДИКА

Для анализа частотных свойств транзистора использовалась модель, рассмотренная в работе [12]. На рис. 1 представлена его схема, состоящая из двух основных частей: внутренней и внешней. Внутренняя часть представляет собой непосредственно структуру транзистора, а внешняя описывает паразитные параметры.

Внешняя часть состоит из 8 элементов: R_g, L_g, C_{pg} – паразитные сопротивление, индуктивность и емкость затвора; R_d, L_d, C_{pd} паразитные сопротивление, индуктивность и емкость стока; R_s, L_s паразитные сопротивление и индуктивность истока. Внутренняя часть стоит из 7 элементов R_{ds}, C_{ds} – внутренние сопротивление и емкость перехода сток-исток, R_{gd}, C_{gd} – внутренние сопротивление и емкость перехода сток-затвор; R_{gs}, C_{gs} – внутренние сопротивление и емкость перехода исток-затвор; g_mV_{gs} – эквивалентный источник тока, где $g_m = g_{m0}e^{-j\omega\tau}$, τ – время задержки, g_{m0} – крутизна транзистора, V_{gs} – напряжение между истоком и затвором.

Для определения указанных параметров были проведены измерения статических и СВЧ характеристик транзистора в диапазоне частот до 50 ГГц в следующих режимах:

1. Режим отсечки (U_{gs}= –0.5 В; U_{ds} = 0 В);

2. “Холодный” режим (U_{gs} = 0 В; U_{ds} = 0 В);

3. Рабочий режим (U_{gs} = –0.1 В; U_{ds} = 2.3 В).

Первый режим измерений использовался для нахождения паразитных параметров транзистора. Из измерений S-параметров транзистора по следующим зависимостям были определены паразитные емкости из выражений:

$$C_{pg} = \frac{\mathrm{Im}\left(Y_{11} + 2Y_{12}\right)}{\omega}; \quad (1)$$

$$C_{pd} = \frac{\mathrm{Im}\left(Y_{22} + Y_{12}\right)}{\omega}, \quad (2)$$

где C_{pd} – паразитная емкость стока, C_{pg} – паразитная емкость затвора.

Паразитные индуктивности и сопротивления определены из измерения импеданса в “холодном” режиме работы транзистора путем анализа Z-параметров:

$$Z_{11} = R_g + R_s + i\omega\left(L_s + L_g\right), \quad (3)$$

$$Z_{12} = R_s + i\omega L_s, \quad (4)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + i\omega\left(L_s + L_d\right), \quad (5)$$

где R_g, L_g – паразитные емкость, индуктивность и сопротивление затвора;

R_d, L_d – паразитные емкость, индуктивность и сопротивление стока;

R_s, L_s – паразитные сопротивление и индуктивность истока,

Z-параметры были рассчитаны путем выделения действительных и мнимых частей выражений (3)–(5).

Значения индуктивностей определялись из линейных зависимостей мнимых частей от частоты, а сопротивления – из действительных частей импеданса. Действительные и мнимые части приводились к частотным формам путем умножения на ω и построения соответствующих зависимостей $\omega\mathrm{Im}(Z)$ и $\omega^2\mathrm{Re}(Z)$ от ω^2.

Для определения внутренних параметров эквивалентной схемы использовались *S*-параметры, измеренные в рабочем режиме. *Y*-параметры внутренней модели вычислялись следующим образом: измеренные *S*-параметры преобразовывались в *Z*-параметры, из Z_{11} вычиталось сопротивление индуктивности L_g, а из Z_{22} — сопротивление L_d; новые *Z*-параметры преобразовывались в *Y*-параметры, из Y_{11} вычиталась проводимость емкости C_{pg}, а из Y_{22} – проводимость емкости C_{pd}; новые *Y*-параметры преобразовывались в *Z*-параметры, из Z_{11} вычиталось сопротивление R_g, из Z_{22} – сопротивление R_d, а также из сех *Z*-параметров вычитались сопротивления R_s и индуктивности L_s. Вновь полученные *Z*-параметры преобразовывались в *Y*-параметры, которые использовались для определения значений внутренних элементов модели с помощью соотношений:

$$g_{m0} = |Y_{21} - Y_{12}|, \tag{6}$$

$$R_{ds} = 1/\mathrm{Re}(Y_{22}), \tag{7}$$

$$R_{gs} = \frac{\mathrm{Re}(Y_{11})}{\mathrm{Re}(Y_{11})^2 + \mathrm{Im}(Y_{11})^2}, \tag{8}$$

$$R_{gd} = \frac{\mathrm{Re}(-Y_{12})}{\mathrm{Re}(-Y_{12})^2 + \mathrm{Im}(-Y_{12})^2}, \tag{9}$$

$$\tau = g_{m0}\frac{\mathrm{Im}(Y_{21} - Y_{12})}{\omega} - R_{gs}C_{gs}, \tag{10}$$

$$C_{gd} = \frac{\mathrm{Im}(-Y_{12})}{\omega}, \tag{11}$$

$$C_{gs} = \frac{\mathrm{Im}(Y_{11} + Y_{12})}{\omega}, \tag{12}$$

$$C_{ds} = \frac{\mathrm{Im}(Y_{22} + Y_{12})}{\omega}. \tag{13}$$

Для аппроксимации ВАХ использовалась модель Angelov [13]:

$$I_d = I_{pk}(1 + \mathrm{th}(\Psi))(1 + \lambda V_{ds})\,\mathrm{th}(\alpha V_{ds}), \tag{14}$$

$$\Psi = P_1 V_{gs} + P_2 V_{gs}^2 + P_3 V_{gs}^3, \tag{15}$$

где V_{gs} – напряжение затвор-исток, V_{ds} – напряжение сток-исток, I_d – ток стока, I_{pk}, P_1, P_2, P_3, α, λ – коэффициенты аппроксимации.

Для анализа коэффициента шума использовалось выражение [14]:

$$NF = NF_{\min} + \frac{4R_n|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{Z_0\left(1 - |\Gamma_{opt}|^2\right)|1 + \Gamma_{opt}|^2}, \tag{16}$$

где Γ_s – коэффициент отражения на источнике, Γ_{opt} – коэффициент отражения, соответствующий минимальному коэффициенту шума $NF_{\min}$, R_n – параметр, описывающий приращение шума при отклонении от оптимального согласования импеданса.

Исходя из модели Fukui [15] минимальный коэффициент высокочастотного шума выражается следующим образом

$$NF_{\min} = 1 + K_f\frac{f}{f_t}\sqrt{\frac{(R_s + R_g)}{g_m}}. \tag{17}$$

В то же время выражение для граничной частоты f_t можно выразить в представлении эквивалентной схемы через крутизну и эффективную емкость области управления под затвором:

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}. \tag{18}$$

Тогда коэффициент шума в логарифмическом масштабе определяется как:

$$NF_{\min} = 10\log_{10}\left\{1 + 2\pi f\left(C_{gs} + C_{gd}\right)K_f\sqrt{g_m\left(R_s + R_g\right)}\right\}. \tag{19}$$

С целью определения факторов, оказывающих доминирующее влияние на шумовые характеристики транзистора, было проведено вариационное исследование коэффициента шума в диапазоне ±10% от номинального значения. На основе этих данных были получены двумерные поверхности, описывающие $NF_{\min}$ в зависимости от паразитных параметров транзисторов на частоте 20 ГГц. В каждой точке были рассчитаны частные производные для оценки влияния параметра на $NF_{\min}$. Исходя из выражений (6), (11) и (12), коэффициент шума был определен

$$NF_{\min} = 10\log_{10}\left(1 + \mathrm{Im}\left(Y_{11}^{i}\right) K_f \sqrt{\left|Y_{21}^{i} - Y_{12}^{i}\right|\left(R_s + R_g\right)}\right). \quad (20)$$

При этом внутренняя часть транзистора Y^i была выражена через паразитные параметры, как

$$Y^{i} = \left\{\left(\left[Y^{m-1} - Z^{R}\right]^{-1} - Y^{C}\right)^{-1} - Z^{L}\right\}^{-1}, \quad (21)$$

где Y^m – матрица измеренных Y – параметров транзистора

$$Z^{R} = \begin{pmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{pmatrix}; \quad (22)$$

$$Y^{C} = \begin{pmatrix} C_{pg} & 0 \\ 0 & C_{pd} \end{pmatrix}, \quad (23)$$

$$Z^{L} = \begin{pmatrix} L_g + L_s & L_s \\ L_s & L_d + L_s \end{pmatrix}. \quad (24)$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Изготовление транзистора

Гетероструктуры InAlAs/InGaAs с содержанием InAs 53% для МНЕМТ транзисторов выращивались по метаморфной технологии на подложках арсенида галлия методом молекулярно-лучевой эпитаксии на установке RiberCompact 21 на подложках диаметром 2 дюйма. Гетероструктуры изготавливались с линейным метаморфным буфером, имели толщину канала 12 нм и толщину широкозонного барьера InAlAs 14 нм. Холловские измерения на структуре-спутнике без n + InGaAs контактного слоя продемонстрировали концентрацию электронов в канале $n_s = 1.7 \times 10^{12}$ см$^{-2}$ и подвижность электронов $\mu = 10\,800$ см^2/(В · с) при температуре 295 K [4].

Изготовление НЕМТ-транзисторов на выращенных гетероструктурах состояло из следующих технологических операций:

– жидкостное травление меза-областей для межприборной изоляции;

– формирование омических контактов на основе составной металлизации Ni/Ge/Au/Ni/Au (265 нм) и их термическая обработка при температуре $T = 340$°C в течение 2 мин;

– пассивация поверхности методом плазмохимического осаждения слоя Si_3N_4 толщиной 0.15 мкм;

– электронно-лучевая литография для формирования грибообразных затворов с длиной затвора 0.15 мкм и шириной 200 мкм;

– вакуумное термическое напыление затворной металлизации Ti/Pd/Au (500 нм) с последующим “взрывом” резистов;

– формирование металлизации 1-го уровня толщиной 0.6 мкм;

– формирование металлизации 2-го уровня, включая воздушные мосты с толщиной металлизации 1.25 мкм;

– утонение пластины до 100 мкм и металлизация обратной стороны.

На рис. 2 представлено изображение изготовленного транзистора в растровом электронном микроскопе.

Свойства транзистора

Для измерения основных характеристик изготовленного транзистора был собран измерительный стенд, представленный на рис. 3.

Измерительный стенд состоял из источника питания AMCAD pivsystem, векторного анализатора цепей компании Keysight N5245A и ручной зондовой станции, объединенные интерфейсом GPIB с компьютером для оптимизации процесса измерения. Измерения транзистора проводилось при напряжении питания $U_{ds} = 0$–2.5 В, и напряжении смещения от –0.6 до –0.05 В. Для измере-

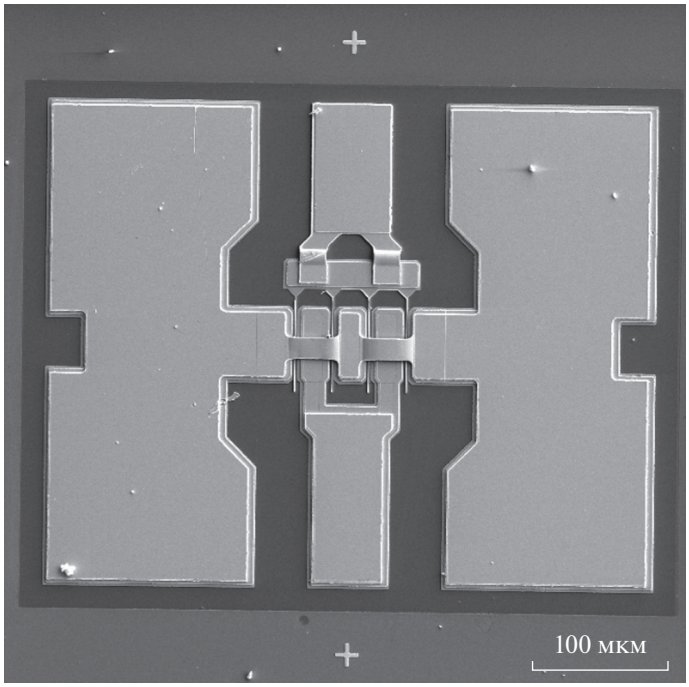

Рис. 2. Изображение HEMT-транзистора AlGaAs с длиной затвора L_g = 0.15 мкм.

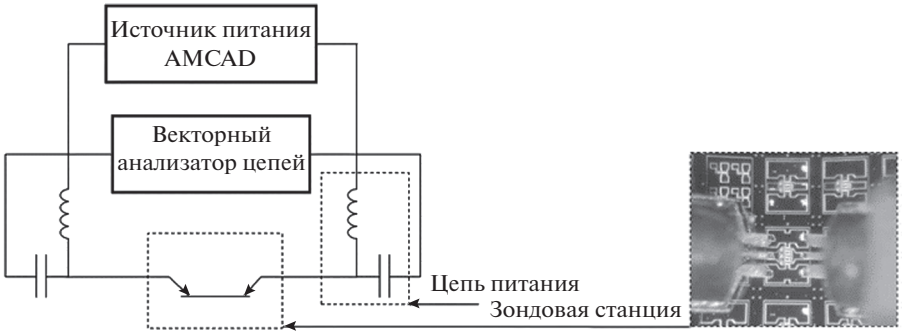

Рис. 3. Структурная схема измерительного стенда.

ния *S*-параметров и вольтамперных характеристик использовалось программное обеспечение IVCAD компании Maury. Транзистор был включен по схеме с общим истоком (ОИ), вход и выход были нагружены на 50-омный СВЧ тракт. Измерения проводились в статическом режиме. На рис. 4 представлены типичные выходные ВАХ прибора.

Транзисторы имели ток насыщения $I_{нас} \approx 70$ мА, наибольшую крутизну при напряжении смещения –0.05 В и напряжении питания 2 В. На рис. 5 представлены характеристики S_{21}, MSG, h_{21} и усиление Масона транзистора, измеренные в указанной точке (U_{ds} = 2 В, U_{gs} = –0.05 В). Видно, что коэффициент передачи на частоте 30 ГГц превысил 8 дБ, при этом максимально возможный коэффициент усиления по мощности на той же частоте составил 14 дБ, граничная частота усиления по мощности $f_{max} \approx 207$ ГГц, граничная частота усиления по току $f_t \approx 110$ ГГц.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Анализ S-параметров

В результате процедуры экстракции были получены параметры транзистора, представленные в табл. 1.

На рис. 6 представлено сравнение экспериментальных и теоретически рассчитанных *S*-параметров транзистора.

Как видно из рис. 6, процент расхождения экспериментальной и теоретической кривой составил 0.5% в полосе от 1 до 30 ГГц, что является до-

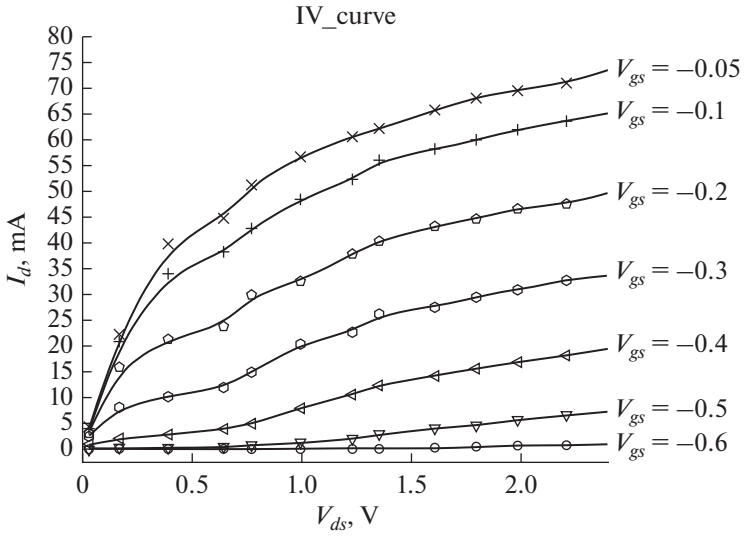

Рис. 4. Выходные ВАХ транзистора.

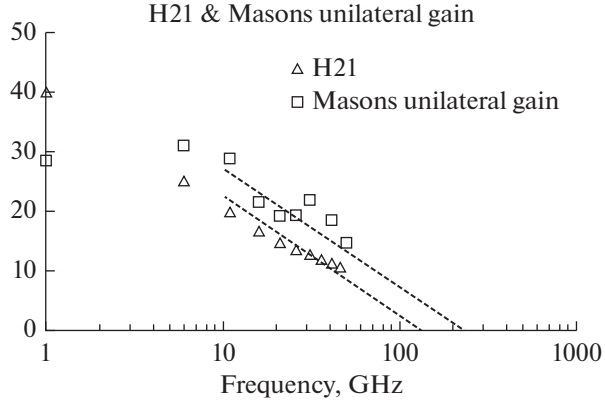

Рис. 5. Частотные зависимости модуля коэффициента передачи по току (h21) и коэффициент усиления Масона (Mason sunilateral gain).

статочно удовлетворительным совпадением для использования полученных данных в дальнейших расчетах.

Анализ вольтамперной характеристики

В табл. 2 представлены значения коэффициентов аппроксимации, а на рис. 7 – графики зависимости тока стока I_d от прикладываемого напряжения сток-истока U_{ds} при различных напряжениях на затвор-истоке U_{gs}.

Видно, что теоретически рассчитанные ВАХ достаточно удовлетворительно совпадают с экспериментальными зависимостями.

Анализ шумовых характеристик

Полученные значения параметров транзистора были использованы для нахождения мини-

Таблица 1. Полученные значения параметров транзистора

R_s, Ом	2.8	R_d, Ом	3.6	R_g, Ом	1.45	C_{pg}, фФ	11
L_s, пГ	10	L_d, пГ	53	L_g, пГ	51	C_{pd}, фФ	45
R_{gd}, Ом	67	R_{gs}, Ом	9.9	R_{ds}, Ом	90	g_m, мС	289
C_{gd}, фФ	32	C_{gs}, фФ	216	C_{ds}, фФ	172	τ, пс	1

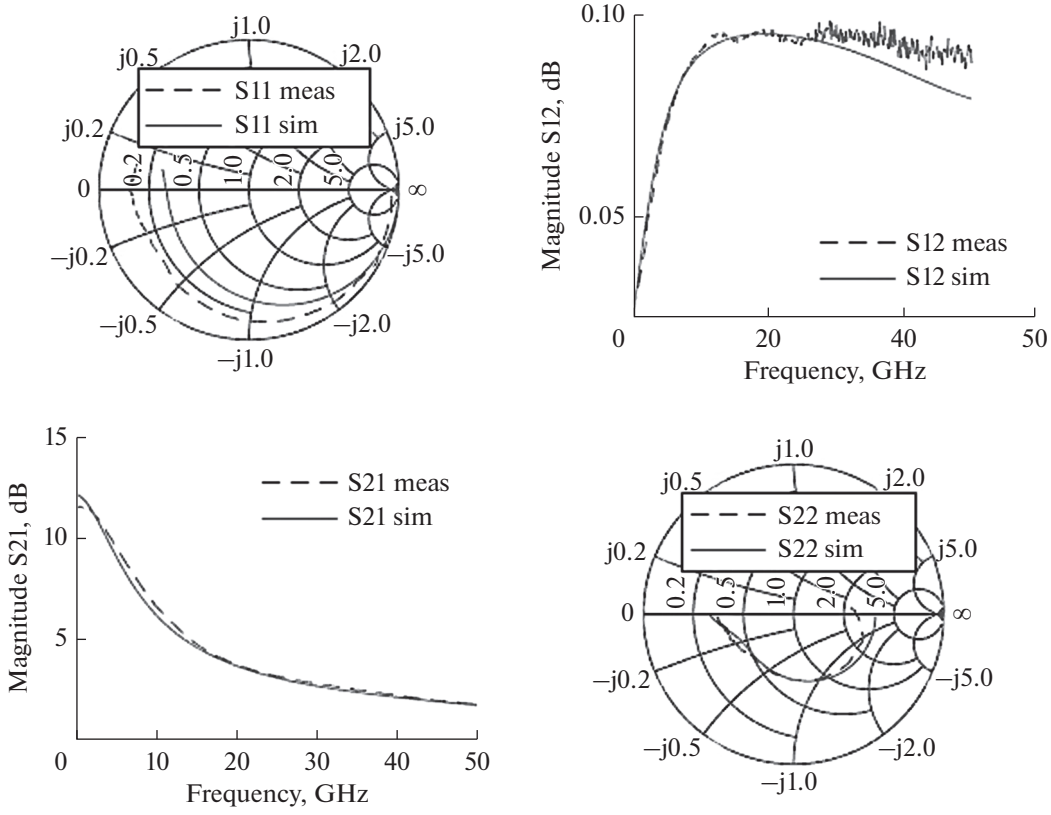

Рис. 6. Сравнение *S*-параметров измеренного и моделируемого транзистора.

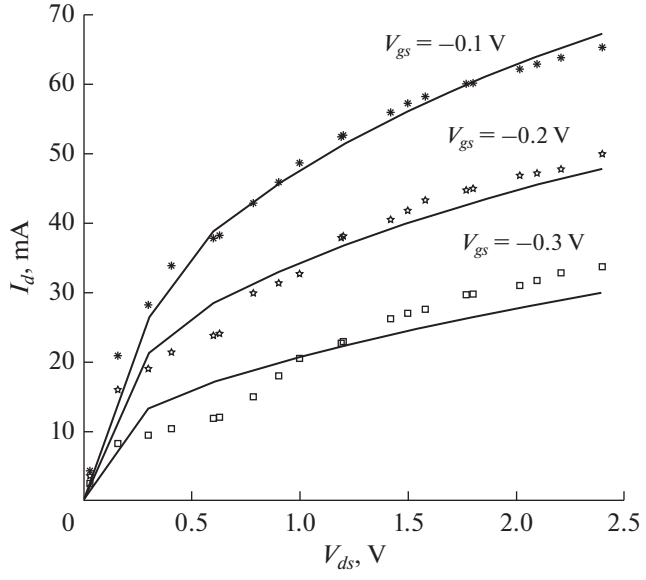

Рис. 7. Зависимости тока стока I_d от прикладываемого напряжения сток-истока U_{ds} при различных напряжениях на затвор-истоке U_{gs}. Точками на рисунке обозначены измеренные характеристики, линиями – модель.

мального коэффициента шума $NF_{\min}$. На рис. 8 представлена расчетная характеристика коэффициента шума для рабочего режима.

Параметры C_{pg}, C_{pd}, L_d, L_g, L_s и R_d не фигурируют в формуле $NF_{\min}$ (21), однако они определяют значения Y^i-параметров внутренней части тран-

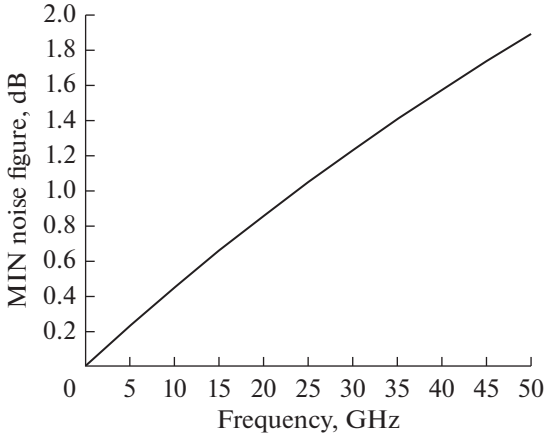

Рис. 8. Теоретическая зависимость коэффициента шума от частоты.

зистора. Из данных соображений была проведена вариативная оценка влияния паразитных параметров на минимальное значение коэффициента шума. На рис. 9 представлены результаты моделирования.

Цветным градиентом обозначено изменение NF_{min}: темный цвет соответствует минимальному значению, а светлый – максимальному. Видно, что влияние паразитной емкости стока C_{pd} и значений индуктивностей L_d и L_s не столь существенны, а увеличение паразитной емкости затвора C_{pg} и уменьшение паразитной индуктивности затвора L_g могут обеспечить наименьшее значение NF_{min}. В тоже время увеличение сопротивления стока R_d не оказывает значительного влияния на NF_{min}.

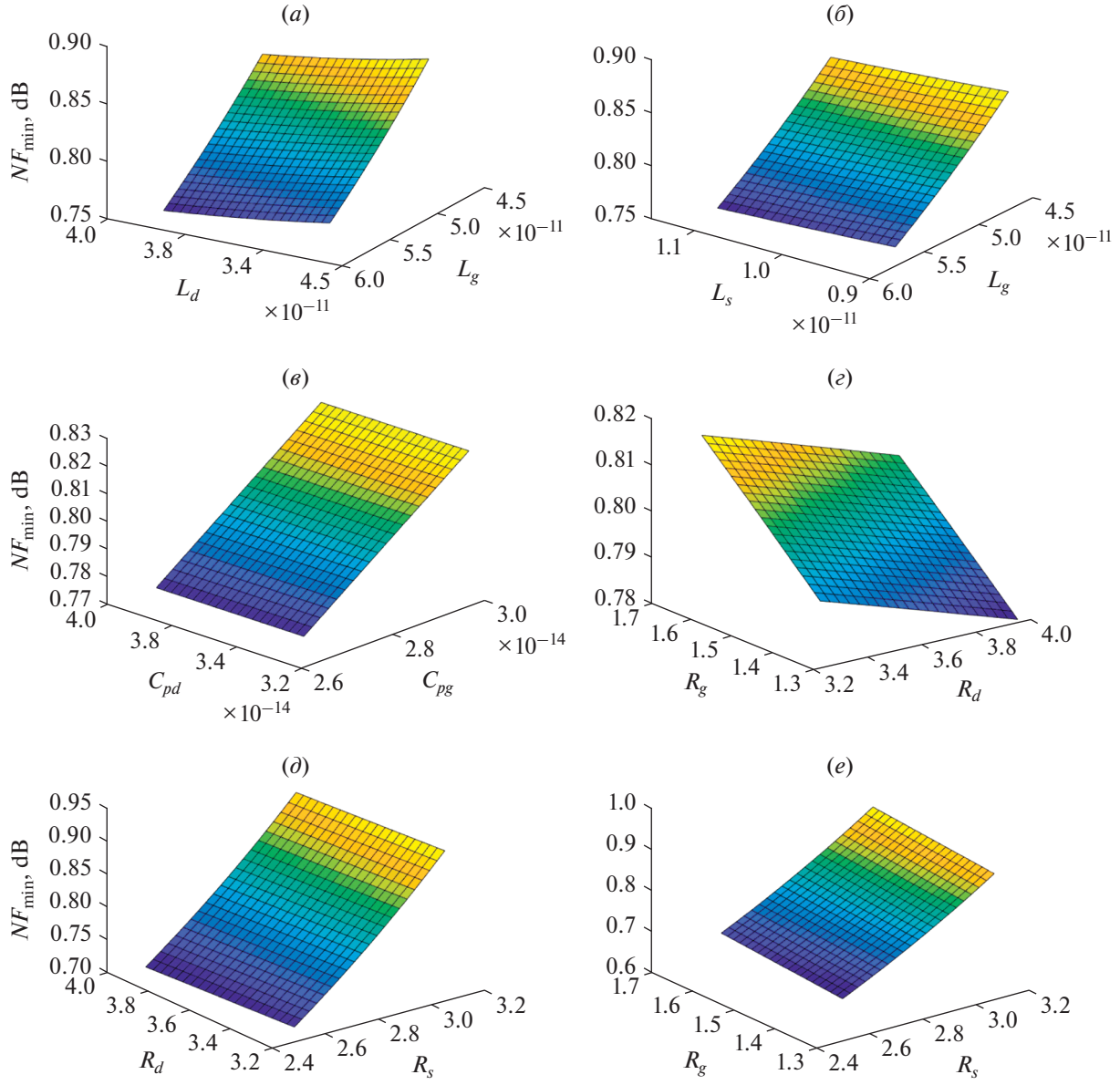

Рис. 9. Зависимости NF_{min} от значений паразитных индуктивностей, емкостей и сопротивлений.

Таблица 2. Значение коэффициентов в модели ANGELOV

P_1	−7.6	P_2	7.4	P_3	4.7
I_{pk}	20.1	α	16.7	λ	1.51

Зависимости минимального коэффициента шума от паразитных сопротивлений R_s и R_g имеют линейный вид, уменьшение этих значений приводит к уменьшению минимального коэффициента шума.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование параметров транзистора на основе метаморфной гетероструктуры InAlAs/InGaAs с длиной затвора 0.15 мкм. Для определения основных параметров была рассмотрена модель транзистора, состоящая из внешней (R, L, C-цепи затвора, стока и истока) и внутренней (R, L, C-цепи, а также источника тока) частей. Внешние части транзистора были определены путем анализа входных (S_{11}) и выходных (S_{22}) параметров. Внутренняя часть была рассчитана на основе анализа *S*-параметров в рабочей точке. Для аппроксимации вольт-амперных характеристик использовалась модель Angelov. Установлено, что расхождение экспериментальных и теоретически рассчитанных *S*-параметров не превышает 0.5% в диапазоне частот от 1 до 30 ГГц. Статические характеристики прибора удовлетворительно описываются указанной моделью в диапазоне напряжения стока до 2.5 В.

Для анализа шумовых характеристик использовалась модель Фукуи. Было установлено, что влияние емкости и индуктивности контактных площадок стока и истока не оказывают заметного влияния на шумовые характеристики транзистора, а увеличение паразитной емкости и уменьшение паразитной индуктивности контакта затвора могут привести к существенному снижению коэффициент шума.

На основе полученных данных были определены параметры внешней и внутренней цепей транзистора, которые в последующем могут быть использованы для построения малошумящих усилителей диапазона частот до 30 ГГц с величиной $NF_{\min}$ менее 1 дБ в диапазоне частот до 20 ГГц.

Работа выполнена при поддержке Программы повышения конкурентоспособности НИЯУ МИФИ с использованием оборудования центра коллективного пользования НИЯУ МИФИ “Гетероструктурная СВЧ-электроника и физика широкозонных полупроводников”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Thejas Vishnu R.* A 15 GHz 6 W GaAs HEMT RF Amplifier for 5G Communication // 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT). Bangalore, India. 2018. P. 638–642.
2. *Komiak James J., Smith Phillip M., Duh K.H. George, Xu Dong, Chao P.C.* Metamorphic HEMT Technology for Microwave, Millimeter-Wave, and Submillimeter-Wave Applications // 2013 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). 2013.
3. *Лаврухин Д.В., Ячменев А.Э., Галиев Р.Р., Хабибуллин Р.А., Пономарев Ю.В., Федоров Д.С., Мальцев П.П.* МНЕМТ с предельной частотой усиления по мощности $f_{\max}$ = 0.63 ТГц на основе наногетероструктуры $In_{0.42}Al_{0.58}As/In_{0.42}Ga_{0.58}As/In_{0.42}Al_{0.58}As/GaAs$ // Физика и техника полупроводников. 2014. Т. 48. Вып. 1. С. 73–76.
4. *Виниченко А.Н., Васильевский И.С., Пушкарев С.С., Каргин Н.И.* Эпитаксия и свойства метаморфных МНЕМТ-гетероструктур с буферным слоем InAlAs и содержанием InAs в КЯ от 20 до 100% // Сборник трудов 10-й Международной научно-практической конференции по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники “Мокеровские чтения”. 2019. С. 65–66.
5. *Михайлович С.В., Федоров Ю.В., Бугаев А.С., Галиев Р.Р., Ячменев А.Э., Щербакова М.Ю.* Построение масштабируемой шумовой модели МНЕМТ на GaAs с Lg от 50 до 250 нм // Доклады ТУСУРа. № 2(24). 2011. Ч. 2. С. 31–35.
6. *Dae-Hyun Kim, BerinderBrar, Jesús A. del Alamo.* f_t = = 688 GHz and $f_{\max}$ = 800 GHz in L_g = 40 nm $In_{0.7}Ga_{0.3}As$ MHEMT swith g_{m_max} > 2.7 mS/μm // IEEE International Electron Devices Meeting. Washington DC. 2011. P. 13.6.1–13.6.4.
7. *Ajayan J., Nirmal D.* 22 nm $In_{0.75}Ga_{0.25}As$ channel-based HEMTs on InP/GaAs substrates for future THz applications // J. Semiconductors. 2017. V.38. №4. P. 0440011-0440016.
8. Low noise amplifiers. Combine power and low noise figure // https://www.ommic.com/low-noise-amplifiers
9. *Коколов А.А.* Построение моделей гетероструктурных полевых транзисторов и автоматизированное проектирование монолитных СВЧ усилителей мощности на основе большесигнальных параметров рассеяния и нагрузочных диаграмм. Дисс. Канд. Техн. Наук. 2013. ТУСУР. 260 с.
10. AWR Microwave Office Element Catalog. Angelov HEMT Model: ANGELOV // https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Elements
11. Angelov_Model (Angelov (Chalmers) Nonlinear GaAsFET Model) // https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5692701
12. *Leong C.C.J., Shen Z., Tay L.C.* Small-signal modeling of a PHEMT up to 110 GHz based on the genetic algorithm // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. V. 29. № 6. P. 367–373.
13. *Angelov I., Bengtsson L., Garcia M.* Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1996. V. 44. № 10. P. 1664–1674.
14. *Pospieszalski M.W.* On the measurement of noise parameters of microwave two-ports (short paper) // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1986. V. 34. № 4. P. 456–458.
15. *Fukui H.* Design of microwave GaAs MESFET's for broad-band low-noise amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1979. V. 27. № 7. P. 643–650.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 208–218

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.3.049.779

ОДНОКОНДЕНСАТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ ДУПЛИКАТОРА БЕННЕТА

© 2021 г. В. П. Драгунов[a], *, Р. Е. Синицкий[a], **, Е. В. Драгунова[a]

[a] *Новосибирский государственный технический университет, Пр. Карла Маркса, 20, Новосибирск, 630073 Россия*

**E-mail: drag@adm.nstu.ru*

***E-mail: sinitsky.rodion@yandex.ru*

Поступила в редакцию 30.05.2020 г.
После доработки 04.09.2020 г.
Принята к публикации 28.09.2020 г.

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований одноконденсаторного преобразователя энергии механических колебаний в электрическую на основе дупликатора Беннета с источником питания в цепи переменного конденсатора. Получены аналитические выражения для расчета его основных характеристик, позволяющие существенно упростить поиск параметров элементов преобразователя на этапе предварительного проектирования. Показано, что результаты теоретических расчетов хорошо согласуются с экспериментальными данными, что позволяет их использовать для оптимального выбора элементов преобразователя при разработке электромеханических микрогенераторов, активных датчиков вибраций и ускорений, а также пороговых устройств для регистрации превышения амплитуды колебаний конструкции допустимого критического значения. Достоинство исследуемой, по сравнению с базовой схемой дупликатора Беннета, состоит в том, что она является универсальной и позволяет преобразователю работать при действии механической силы, вызывающей глубину модуляцию емкости конденсатора менее 2. В результате появляется возможность расширить диапазон используемых амплитуд внешних механических колебаний и номенклатуру используемых переменных конденсаторов.

DOI: 10.31857/S0544126921020046

ВВЕДЕНИЕ

За последнее десятилетие область прикладной науки, изучающая микро- и наноэлектромеханические системы, превратилась в мощную ветвь современной электроники. Вот уже несколько десятилетий среднегодовой рост мирового рынка микроэлектромеханических систем (**МЭМС**), в которых реализуется и используется совокупность механических и электрических взаимодействий и связей опережает рост рынка электронных компонентов. МЭМС применяются в системах мониторинга состояния человека, конденсаторных матрицах устройств сенсорного и бесконтактного ввода информации, измерительных системах, инерциальных платформах и навигационных системах, микрогироскопах, микроакселерометрах, автономных микрогенераторах электрической энергии, (энергетических харвестеров), в различного рода охранных системах и пороговых устройствах, например, сигнализирующих о превышении допустимых уровней вибраций и ускорений или механических напряжений. Внимание к таким системам обусловлено их гибкостью, надежностью, простотой реализации и малой ценой. Технологии МЭМС открывают новые возможности, способствующие повышению чувствительности, надежности и отказоустойчивости, снижению энергопотребления изделий на основе МЭМС. Области применения МЭМС продолжают неуклонно расширяться, а сами устройства улучшаться и становиться более сложными [1, 2].

Наличие в МЭМС электрических полей, движущихся механических узлов, а также заложенные принципы функционирования, определяют специфические проблемы и используемые методы их проектирования и изготовления. При этом большой интерес представляет поиск аналитических выражений, позволяющих на этапе предварительного проектирования существенно упростить поиск параметров элементов системы, а также провести расчет и оптимизацию конструкции для достижения необходимых параметров МЭМС с достаточной для практических применений точностью.

В настоящее время наиболее перспективными среди микроэлектромеханических систем счита-

ются электростатические МЭМС, т.к. процессы их производства полностью совместимы с современной интегральной технологией. Принцип работы электростатических МЭМС основан на использовании переменных конденсаторов, чья емкость изменяется при помощи механического воздействия так, что механические силы выполняют определенную работу против электростатических сил притяжения разноименно заряженных пластин конденсатора. В результате, энергия механических колебаний преобразуется в электрическую энергию переменного конденсатора – первичного преобразователя.

Так как переменный конденсатор должен быть предварительно заряжен, требуется внешний источник заряда, такой как батарея [1–13], электрет [14–17], контактная разность потенциалов электродов [18–20] и т.п. Как правило, переменный конденсатор не может быть подключен непосредственно к оконечному устройству – потребителю, необходимо иметь некую схему сопряжения – вторичный преобразователь, представляющую собой интерфейс между потребляющим и генерирующим устройствами. Схема сопряжения должна вырабатывать необходимую выходную мощность, уровень напряжения или тока, требуемые потребляющим устройством. Кроме того, сама схема не должна потреблять много энергии, т.е. очень важно уменьшить потери энергии, вызванные элементами схемы сопряжения.

Одной из наиболее перспективных схем сопряжения в настоящее время представляется схема на основе дупликатора Беннета [7] и ее модификации [7–16]. Данная схема позволяют существенно увеличить энергию сигнала. Однако необходимость сообщения переменному конденсатору начального заряда, неконтролируемый рост напряжения, приводящий к пробою элементов схемы, а также возможность функционирования только при глубине модуляции емкости переменного конденсатора $\eta = C_{\max}/C_{\min}$ больше 2, стимулируют поиск новых решений, лишенных данных недостатков.

В [15, 16] было показано, что схема преобразователя на основе дупликатора Беннета с источником питания в цепи основного переменного конденсатора сохраняет работоспособность и при $\eta < 2$, причем в этом случае реализуется режим автостабилизации напряжений и зарядов. Таким образом, на основе схемы, предложенной в [15], появилась возможность создавать преобразователи, работающие при малых амплитудах внешних механических колебаний, когда глубина модуляции емкости переменного конденсатора $\eta < 2$ [14–16].

В данной работе проводится детальный анализ работы преобразователя на основе модифицированной схемы дупликатора Беннета с одним переменным конденсатором.

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

Электрическая схема одноконденсаторного электростатического преобразователя колебательной энергии на основе модифицированного дупликатора Беннета [14] с источником питания в цепи переменного конденсатора C_{var} представлена на рис. 1. Схема содержит переменный конденсатор C_{var}, два постоянных конденсатора C_1 (накопительный конденсатор) и C_2, три диода $D_1 - D_3$ и источник питания V_0 в цепи переменного конденсатора C_{var}. Преобразование механической энергии в электрическую происходит при периодическом изменении емкости переменного конденсатора под действием внешней механической силы.

Полный цикл преобразования энергии данной схемой включает две чередующиеся фазы – фазу заряда и фазу разряда переменного конденсатора C_{var} [14]. В дальнейшем фазу заряда C_{var} будем обозначать индексами $(n-1)$ и $(n+1)$, а фазу разряда C_{var} – индексом (n).

В фазе заряда под действием внешней механической силы емкость C_{var} изменяется от $C_{\min}$ до $C_{\max}$. В фазе разряда емкость C_{var} изменяется от $C_{\max}$ до $C_{\min}$. После этого цикл преобразования повторяется.

Проведем анализ работы генератора, используя вместо диодов ключи, (отмечены пунктиром на рис. 1) сопротивления которых в разомкнутом состоянии равны бесконечности, а в замкнутом – нескольким десяткам Ом. Такое приближение позволит учесть основные особенности функционирования преобразователя и получить аналитические выражения, описывающие его работу. Предположим также, что постоянные времени процессов заряда и разряда конденсаторов много меньше длительности цикла преобразования.

В фазе заряда конденсатора C_{var}, когда его емкость увеличивается, размыкается ключ Sw_3 и, когда напряжение на C_{var} становится меньше напряжений $(V_{C_1} + V_0)$ и $(V_{C_2} + V_0)$, замыкаются ключи Sw_1 и Sw_2 (здесь V_{C_1} и V_{C_2} – напряжения на конденсаторах C_1 и C_2). В конце $(n-1)$-й фазы заряда C_{var} конденсаторы C_1 и C_2 оказываются включенными параллельно, а напряжение на переменном конденсаторе C_{var} принимает значение

$$V^{(n-1)} = V_{C_1}^{(n-1)} + V_0 = V_{C_2}^{(n-1)} + V_0, \qquad (1)$$

где $V_{C_1}^{(n-1)}$ и $V_{C_2}^{(n-1)}$ – напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 в конце $(n-1)$-й фазы заряда C_{var}, когда $C_{\text{var}} = C_{\max}$.

В фазе разряда конденсатора C_{var}, когда его емкость уменьшается, ключи Sw_1 и Sw_2 размыкают-

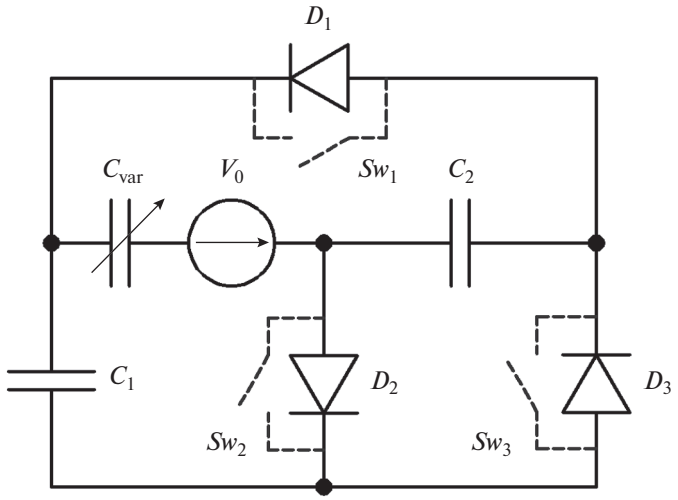

Рис. 1. Электрическая схема электростатического преобразователя на основе дупликатора Беннета с одним переменным конденсатором и источником питания в цепи C_{var}.

ся, и, когда напряжение на C_{var} становится больше напряжения ($V_{C_1} + V_{C_2} + V_0$), замыкается ключ Sw_3. В конце (n)-й фазы разряда C_{var} конденсаторы C_1 и C_2 оказываются включенными последовательно, а напряжение на переменном конденсаторе C_{var} достигает значения

$$V^{(n)} = V_{C_1}^{(n)} + V_{C_2}^{(n)} + V_0, \qquad (2)$$

здесь $V_{C_1}^{(n)}$ и $V_{C_2}^{(n)}$ – напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 в конце (n)-й фазы разряда C_{var}, когда $C_{var} = C_{min}$.

Анализ показывает [14], что в конце (n)-й фазы разряда C_{var} изменения зарядов на конденсаторах C_{var}, C_1 и C_2 за (n)-ю фазу будут равны между собой $\left|\Delta q_{C_{var}}^{(n)}\right| = \left|\Delta q_{C_1}^{(n)}\right| = \left|\Delta q_{C_2}^{(n)}\right| = \Delta q^{(n)}$ и равны:

$$\Delta q^{(n)} = \left(\frac{1}{C_{min}} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)^{-1}\left(\frac{q^{(n-1)}}{C_{min}} - \frac{q_{C_1}^{(n-1)}}{C_1} - \frac{q_{C_2}^{(n-1)}}{C_2} - V_0\right), \qquad (3)$$

где $q^{(n-1)}$, $q_{C_1}^{(n-1)}$ и $q_{C_2}^{(n-1)}$ – заряды на конденсаторах C_{var}, C_1 и C_2 в конце $(n-1)$-й фазы заряда C_{var}.

Из (1)–(3) следует, что при подключении к схеме первичного источника напряжения V_0 за счет работы внешней механической силы заряды и напряжения на конденсаторах начинают возрастать. Однако рост зарядов и напряжений может происходить по-разному.

В первом случае приращения зарядов на конденсаторах C_{var}, C_1 и C_2 в каждом последующем цикле преобразования постепенно уменьшаются – происходит автостабилизация зарядов в схеме [14]. На рис. 2 (прямая *1*) показана зависимость величины относительного приращения заряда на накопительном конденсаторе C_1, нормированная на приращение заряда в первом цикле, от номера цикла, рассчитанная с использованием (3) при $C_0 = 101$ пФ, $C_{max} = 151$ пФ, $C_{min} = 76.1$ пФ, $C_1 = 0.5$ нФ, $\eta = 1.98$ и $V_0 = 10$ В. Здесь C_0 – емкость конденсатора C_{var} в отсутствии механической силы, а $\eta = C_{max}/C_{min}$ – глубина модуляции емкости C_{var}. Первый цикл включает первую фазу разряда и вторую фазу заряда C_{var}, а нулевому циклу соответствует первая фаза заряда C_{var} после подключения V_0.

В установившемся режиме автостабилизации изменения зарядов и протекание токов в схеме прекращаются, но напряжение на конденсаторе C_{var} продолжает изменяться в соответствии с изменениями его емкости. В результате при увеличении количества циклов преобразования площади, охватываемые Q–V диаграммами для C_{var}, уменьшаются и, в конце концов, эти Q–V диаграммы стягиваются в прямые, параллельные оси напряжений [14]. При этом в установившемся режиме изменения и зарядов и напряжений на постоянных конденсаторах C_1 и C_2 прекращаются, а соответствующие Q–V линии, в конце концов, стягиваются в точки.

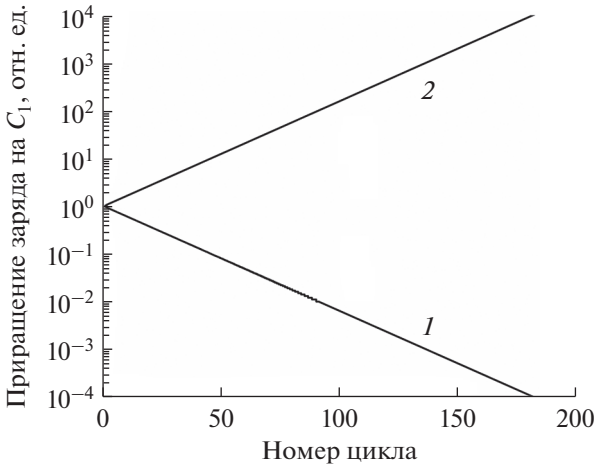

Рис. 2. Зависимость величины относительного приращения заряда на накопительном конденсаторе от номера цикла при изменении емкости конденсатора C_{var}. *1* – режим автостабилизации, *2* – режим неограниченного роста напряжения и заряда.

Во втором случае с каждым последующим циклом преобразования заряды и напряжения на конденсаторах все время монотонно растут – реализуется режим неограниченного роста напряжений и зарядов на конденсаторах. На рис. 2, (прямая *2*) показана зависимость величины относительного приращения заряда на накопительном конденсаторе, нормированная на приращение заряда в первом цикле, от номера цикла, рассчитанная для второго случая при $C_0 = 101$ пФ, $C_{max} = 152.6$ пФ, $C_{min} = 75.6$ пФ, $C_1 = 0.5$ нФ, $\eta = 2.02$ и $V_0 = 10$ В.

В режиме неограниченного роста напряжения и заряда на конденсаторах площади, охватываемые Q–V диаграммами для C_{var}, при увеличении количества циклов преобразования все время монотонно увеличиваются, а соответствующие Q–V линии для C_1 и C_2 монотонно удлиняются [14].

Реализация того или иного режима зависит от конкретных параметров элементов схемы.

Анализ (1)–(3) и рис. 2 показывает, что изменение величины приращения заряда на накопительном конденсаторе C_1 происходит по геометрической прогрессии. При этом

$$\Delta q_{C_1,m} = \Delta q_{C_1,1} g^{m-1}, \quad (4)$$

где $m \geq 1$ – номер цикла, $\Delta q_{C_1,1}$ и $\Delta q_{C_1,m}$ – приращения зарядов на накопительном конденсаторе C_1 за время первого и m-го циклов соответственно, а g – знаменатель прогрессии. Режиму автостабилизации соответствует убывающая геометрическая прогрессия с $g < 1$. Режиму неограниченного роста напряжений и зарядов соответствует возрастающая геометрическая прогрессия с $g \geq 1$. Для данной схемы

$$\Delta q_{C_1,1} = \Delta q_1 \frac{\lambda}{\sigma + \lambda + \eta}, \quad (5)$$

$$\Delta q_1 = V_0 C_1 \frac{\eta + (\sigma + \lambda)(\eta - 1)}{(\sigma + \lambda + \eta)[(1 + \lambda) + \lambda/\sigma]}, \quad (6)$$

$$g = 1 + \frac{\lambda\sigma(\eta - 2)}{(\sigma + \lambda + \eta)[(\lambda + 1)\sigma + \lambda]}, \quad (7)$$

а $\lambda = C_1/C_{min}$, $\sigma = C_2/C_{min}$ и $\mu = C_{max}/(C_2 + C_1)$.

С учетом (4)–(7) заряд, накопленный на C_1 к концу m-го цикла ($m \geq 0$), составит

$$q_{C_1,m} = -V_0 C_1 \frac{\mu}{1 + \mu} + \Delta q_{C_1,1} \frac{1 - g^m}{1 - g}. \quad (8)$$

При этом напряжение на накопительном конденсаторе C_1 к концу m-го цикла будет равно

$$V_{C_1,m} = q_{C_1,m}/C_1.$$

В установившемся режиме автостабилизации заряд, накопленный на C_1, достигнет максимума и составит

$$q_{C_1,stab} = -V_0 C_1 \frac{\mu}{1 + \mu} + \Delta q_{C_1,1} \frac{1}{1 - g}. \quad (9)$$

Согласно (7) режим автостабилизации реализуется, если $\eta < 2$. В противном случае реализуется режим неограниченного роста напряжений и зарядов. Критическому режиму перехода от режима автостабилизации к режиму неограниченного роста напряжений и зарядов соответствуют $g = 1$ и $\eta_{cr} = 2$.

Анализ (9) показывает, что в режиме автостабилизации выражение для оценки величины напряжения на накопительном конденсаторе C_1 может быть представлено в виде

$$V_{C_1,stab} = V_0 \frac{(\eta - 1)}{2 - \eta}, \quad (10)$$

т.е. напряжение $V_{C_1,stab}$ на накопительном конденсаторе C_1 в режиме автостабилизации определяется источником питания V_0 и глубиной модуляции емкости конденсатора C_{var} и не зависит от величин емкостей конденсаторов. Согласно (10) $V_{C_1,stab}$ будет больше V_0 при $\eta_{cr} > 1.5$. Чтобы при заданном V_0 получить как можно большую величину напряжения $V_{C_1,stab}$ необходимо выбирать значения η как можно ближе к критическому значению $\eta_{cr} = 2$.

Согласно (10) глубина модуляции емкости η связана с напряжением стабилизации $V_{C_1,\text{stab}}$ соотношением

$$\eta = \frac{2V_{C_1,\text{stab}} + V_0}{V_{C_1,\text{stab}} + V_0},$$

что позволяет использовать $V_{C_1,\text{stab}}$ для экспериментального определения глубины модуляции емкости переменных конденсаторов в динамическом режиме.

Отметим, что механизм насыщения напряжения в данном случае не связан с электромеханическими взаимодействиями, как в случае, описанном в [8, 9].

Одними из важнейших характеристик преобразователей являются: количество электрической энергии W_{C_1}, запасенной в накопительном конденсаторе, количество электрической энергии W_{V_0}, взятой из источника питания V_0, и скорость накопления электрической энергии (мощность) в конденсаторе C_1. Анализ показывает, что количество электрической энергии W_{C_1}, запасенной в накопительном конденсаторе C_1 к концу m-го цикла, составит

$$W_{C_1,\text{m}} = \frac{(QN_m - 1)^2 V_0^2 C_1}{2}, \qquad (11)$$

где

$$QN_m = \frac{1}{2-\eta}\left[1 - \frac{\mu + \eta - 1}{1+\mu} g^m\right], \qquad (12)$$

а количество электрической энергии W_{V_0}, взятой из источника питания V_0, к концу m-го цикла

$$W_{V_0,\text{m}} = V_0^2 C_{\max} QN_m. \qquad (13)$$

На рис. 3 приведены зависимости W_{C_1} и W_{V_0}, а на рис. 4 отношения W_{C_1} к W_{V_0} от номера цикла преобразования, рассчитанные с использованием (11)–(13) и (8). В расчетах принимали, что $V_0 = 10$ В, $C_{\max} = 121$ пФ, $C_1 = 470$ пФ и $\eta = 1.984$.

Видно, что данная схема позволяет накопить в конденсаторе C_1 значительно больше энергии, чем взято из источника питания, что делает ее перспективной для использования в преобразователях механической энергии в электрическую. Причем это различие возрастает с увеличением количества циклов.

В насыщении отношение W_{C_1} к W_{V_0} достигает максимума и равно

$$\kappa = \frac{1}{2}\frac{(\eta-1)^2}{2-\eta}\frac{C_1}{C_{\max}}, \qquad (14)$$

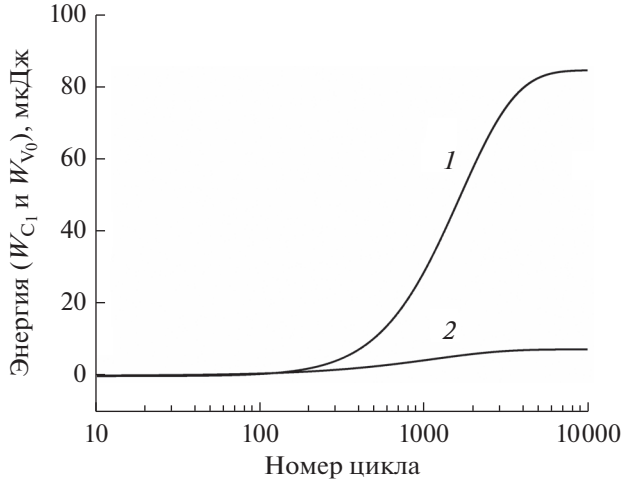

Рис. 3. Зависимости W_{C_1} (*1*) и W_{V_0} (увеличено в 10 раз) (*2*) от номера цикла преобразования m.

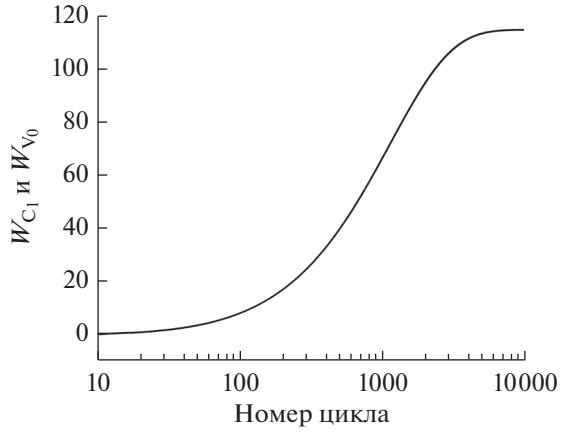

Рис. 4. Зависимость отношения W_{C_1} к W_{V_0} от номера цикла преобразования m.

т.е. определяется глубиной модуляции η и пропорционально отношению C_1 к $C_{\max}$. Чтобы при заданном отношении C_1 к $C_{\max}$ получить как можно большую величину κ необходимо выбирать значение η как можно ближе к критическому значению. При этом, как и в случае с $V_{C_1,\text{stab}}$, глубина модуляции емкости конденсатора C_{var} должна оставаться меньше критической.

Согласно (11)–(14) количество электрической энергии W_{C_1}, запасенной в накопительном конденсаторе C_1, будет превышать количество электрической энергии W_{V_0}, взятой из источника питания V_0, если параметр $\rho = C_{\max}/C_1$, характеризующий величину κ, будет меньше критического значения

$$\rho_{\text{cr}} = \left(\frac{C_{\max}}{C_1}\right)_{\text{cr}} = \frac{(\eta-1)^2}{2(2-\eta)}.$$

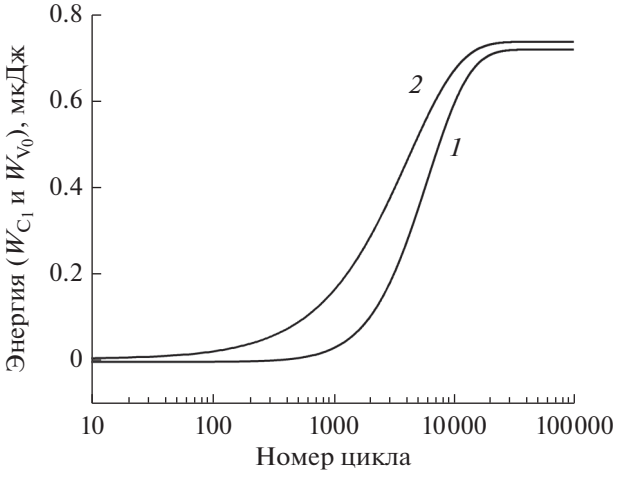

Рис. 5. Зависимости W_{C_1} (*1*) и W_{V_0} (*2*) от номера цикла преобразования m для $\rho > \rho_{cr}$.

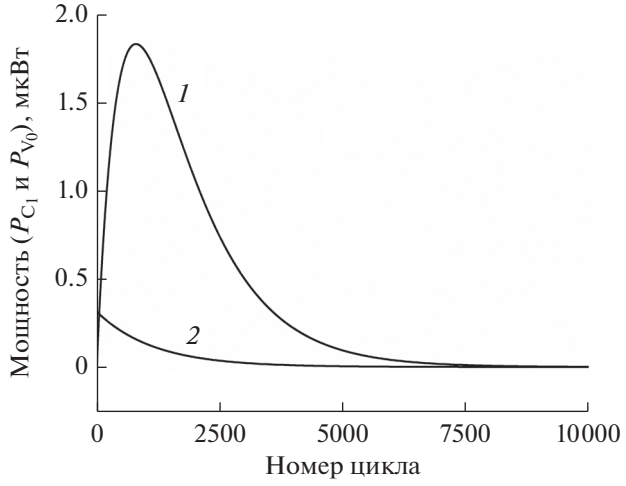

Рис. 6. Зависимости скорости накопления электрической энергии в конденсаторе C_1 (*1*) и скорости отдачи электрической энергии источником питания V_0 (увеличено в 10 раз) (*2*) от номера цикла преобразования m.

При этом накопленная в C_1 энергия W_{C_1} начинает превышать W_{V_0} не сразу, а лишь после нескольких начальных циклов. Превышение начнется после $m_0 = [z] + 1$ цикла, где $[z]$ – целая часть z

$$z = \frac{1}{\ln(g)} \ln\left\{\frac{1}{B}\left[1 - (2-\eta)\left(\sqrt{\rho(2+\rho)} + 1 + \rho\right)\right]\right\}, \quad B = (\mu + \eta - 1)/(1+\mu). \tag{15}$$

Согласно (15) W_{C_1} будет превышать W_{V_0}, если z вещественное положительное число. Для рис. 3 и 4 $\rho_{cr} = 29.5$, а $\rho = 0.257$, т.е. $\rho < \rho_{cr}$. При этом, $z = 22.96$ и, согласно (15), энергия W_{C_1}, запасенная в накопительном конденсаторе C_1, может превышать количество электрической энергии W_{V_0}, взятой из источника питания V_0, что и показывают рис. 3 и 4. Если же, при сохранении значений остальных параметров, выбрать $C_1 = 4$ пФ, то ρ станет равняться 30.25 и, согласно (15), энергия W_{C_1}, запасенная в накопительном конденсаторе C_1, не может превышать количество электрической энергии W_{V_0}, взятой из источника питания V_0, что и показывает рис. 5.

Полученные выражения позволяют рассчитать и зависимость скорости накопления электрической энергии (мощности) в конденсаторе C_1 от номера цикла. С учетом (4)–(8) средняя скорость накопления электрической энергии (мощность) в конденсаторе C_1 за m-й цикл преобразования равна

$$P_{C_1,\mathrm{m}} = f\frac{\Delta q_1}{2C_1}\left(\frac{C_1}{C_1 + C_{\max} + C_2}\right)^2\left(\Delta q_1 \frac{2-(1+g)g^m}{1-g} - 2V_0 C_{\max}\right)g^m, \tag{16}$$

где f – частота изменения внешней силы.

Соответствующая зависимость $P_{C_1,\mathrm{m}}$ от номера цикла преобразования, рассчитанная при $V_0 = 10$ В, $C_{\max} = 121$ пФ, $C_1 = 470$ пФ и $\eta = 1.984$ приведена на рис. 6 (кривая *1*). На этом же рисунке приведена зависимость скорости отдачи электрической энергии источником питания V_0 от номера цикла преобразования (кривая *2*).

Из рис. 6 видно, что скорость накопления электрической энергии (мощность) в конденсаторе C_1 достигает максимума не сразу, а по истечению нескольких циклов. В тоже время скорость отдачи электрической энергии источником питания V_0 монотонно уменьшается при увеличении числа циклов преобразования. Таким образом оптимизация параметров элементов схемы может существенно изменять эффективность преобразования энергии.

Анализ показывает, что максимальная скорость нарастания энергии (максимальная мощность) достигается в цикле с номером

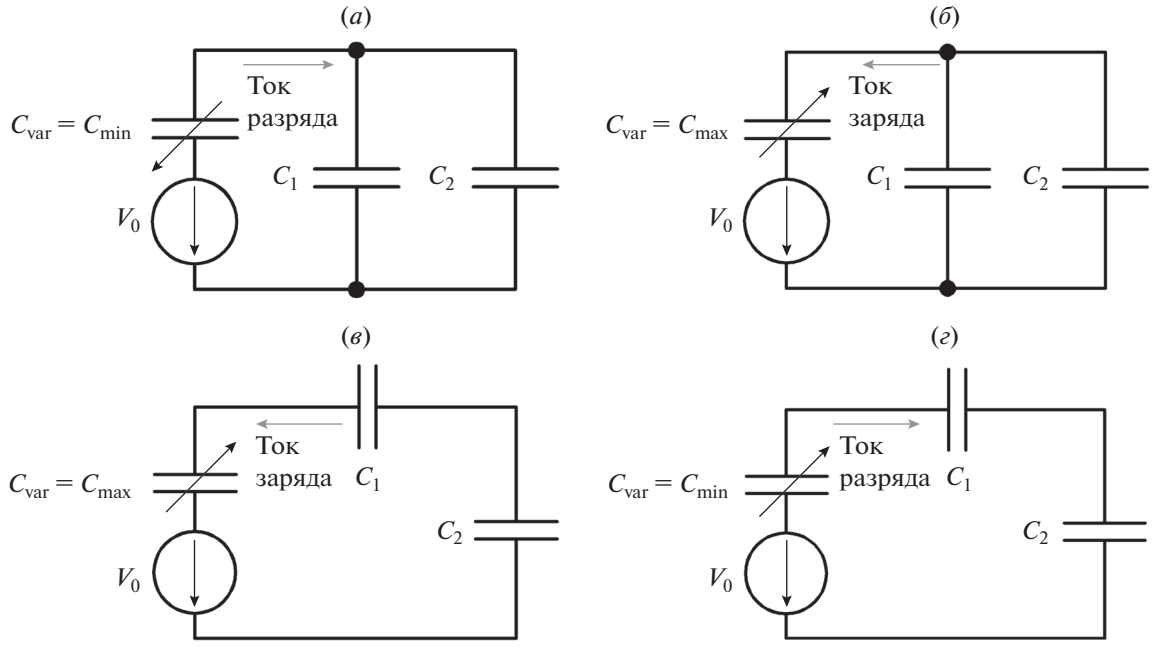

Рис. 7. Фазы работы электростатического преобразователя с идеальными ключами: (*а*) для первой фазы разряда C_{var}, (*б*) первой фазы заряда C_{var}, (*в*) для второй фазы заряда C_{var} и (*г*) второй фазы разряда конденсатора C_{var}.

$$m_{max} = \left[\frac{1}{\ln(g)}\lg\left(\frac{1}{1+g}\frac{(\eta-1)(1+\mu)}{\mu+\eta-1}\right)\right].$$

Из общих соображений ясно, что для получения максимальной скорости нарастания энергии нужно использовать конденсатор C_{var} с глубиной модуляции емкости лишь немного меньшей критического значения.

Достоинство данной схемы, по сравнению с базовой схемой дупликатора Беннета [7], состоит в том, что она позволяет преобразователю работать при действии механической силы, вызывающей глубину модуляцию емкости конденсаторов менее 2. В результате появляется возможность расширить номенклатуру используемых переменных конденсаторов и создавать электромеханические преобразователи, активные датчики вибраций и ускорений, а также пороговые устройства, работающие в широком диапазоне механических колебаний.

Для верификации моделей, использованных для анализа поведения схемы электростатического преобразователя на основе одноконденсаторного дупликатора Беннета с источником питания в ветви переменного конденсатора, были проведены соответствующие экспериментальные исследования.

ЭКСПЕРИМЕНТ

Для проведения экспериментальных исследований была создана установка, соответствующая схеме с ключами, показанной на рис. 1. Емкость переменного конденсатора C_{var} могла изменяться в пределах от 50 до 500 пФ.

В процессе исследования измерялись зависимости напряжения на накопительном конденсаторе C_1 от количества циклов преобразования при различной глубине модуляции емкости конденсатора C_{var}. Модуляция емкости осуществлялась с периодом в несколько секунд. Напряжение первичного источника питания V_0 составляло $V_0 = 1.26$ В. Для измерения напряжения на накопительном конденсаторе применялся повторитель напряжения на операционном усилителе AD549KHZ с ультранизким входным током (0.1 пА).

В отличие от модели, использованной в расчетах цикл преобразования в эксперименте включал не две, а четыре фазы преобразования; две фазы разряда и две фазы заряда конденсатора C_{var}. После нескольких начальных циклов преобразования работа схемы проходила следующим образом: после того, как емкость конденсатора C_{var} достигала минимального значения C_{min} замыкались ключи Sw_1 и Sw_2, а ключ Sw_3 размыкался (рис. 7*а*), происходил первый разряд C_{var} – фаза 1. Затем, не меняя состояния ключей, емкость C_{var} увеличивали до C_{max} (рис. 7*б*) и происходил первый заряд C_{var} – фаза 2. После этого, не меняя емкостей конденсаторов, изменяли состояния ключей: ключи Sw_1 и Sw_2 размыкались, а ключ Sw_3 замыкался (рис. 7*в*). При этом происходил второй заряд

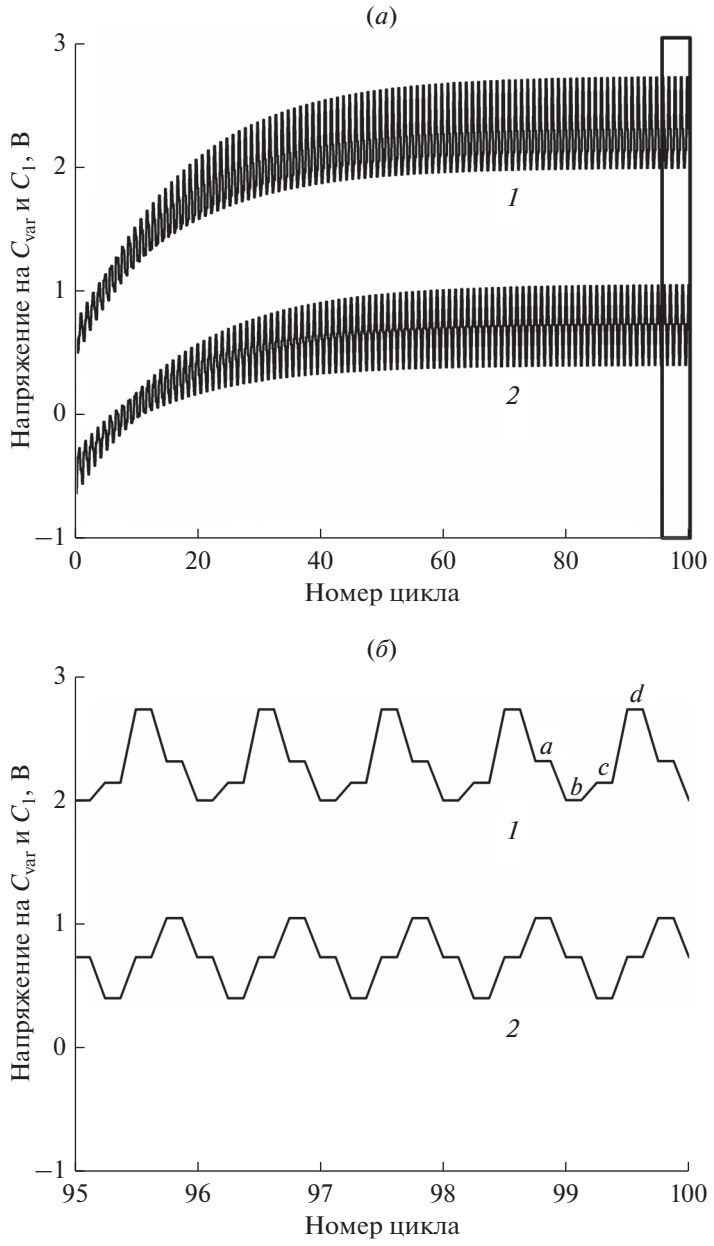

Рис. 8. Зависимости напряжения на конденсаторе C_{var} (*1*) и накопительном конденсаторе C_1 (*2*) в режиме автостабилизации, рассчитанные с использованием (*5*)–(*8*), от числа тактов преобразования: (*а*) – в диапазоне 0–400 тактов, (*б*) – более подробно в диапазоне 380–400 тактов.

C_{var} – фаза 3. И, наконец, в четвертой фазе, не меняя состояния ключей, емкость C_{var} уменьшали до C_{min} (рис. 7*г*) и происходил второй разряд C_{var}. Затем цикл преобразования повторялся.

В результате на зависимостях V_{C_1} и $V_{C_{var}}$ от числа тактов преобразования n (и от времени) появлялись четыре полочки (рис. 8), соответствующие окончаниям четырех фаз преобразования, отмеченные буквами a – фаза 1, b – фаза 2, c – фаза 3 и d – фаза 4.

На рис. 9 представлены зависимости напряжения на накопительном конденсаторе от времени, измеренные при двух значениях глубины модуляции емкости конденсатора C_{var}, $C_1 = 1193$ пФ и $C_2 = 1230$ пФ. В первом случае (кривая *1*) при $C_{max} = 274$ пФ и $C_{min} = 196$ пФ ($\eta = 1.39$) был реализован режим автостабилизации, во втором (кривая *2*) – при $C_{max} = 401$ и $C_{min} = 73.5$ пФ ($\eta = 5.46$) был реализован режим неограниченного роста зарядов и напряжений.

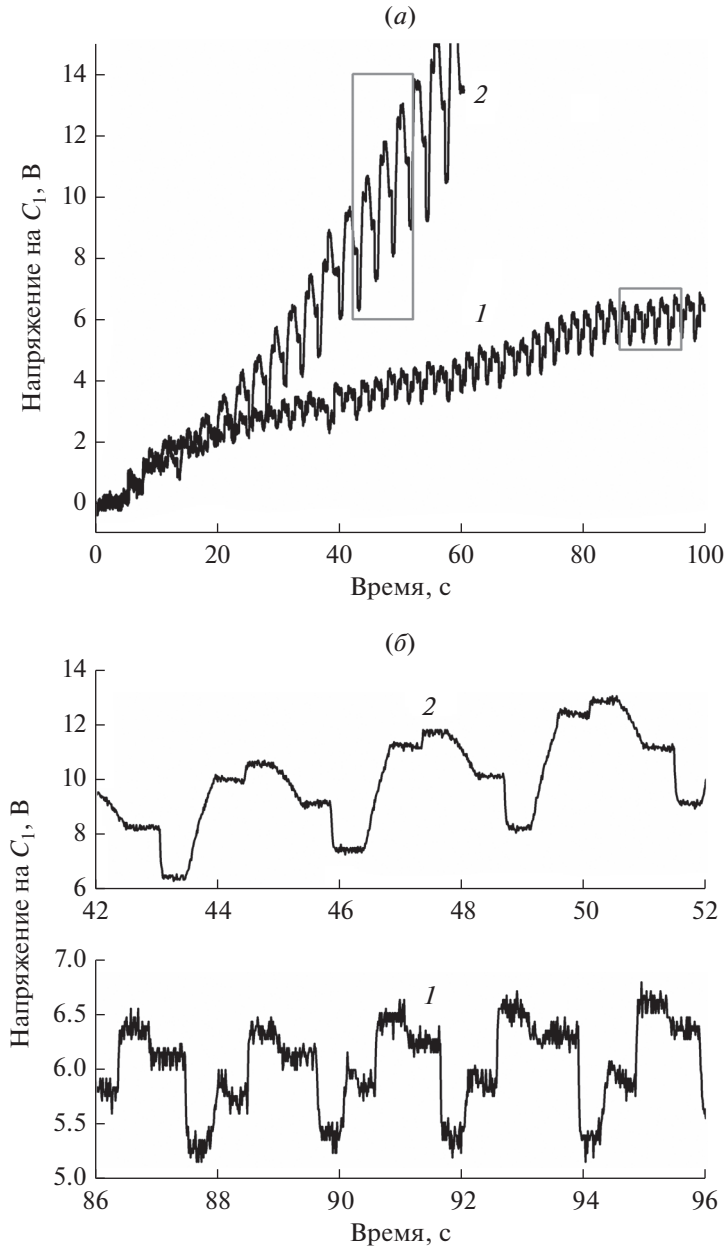

Рис. 9. Зависимости напряжения на накопительном конденсаторе C_1, измеренные в режиме автостабилизации (*1*) и неограниченного роста зарядов и напряжений (*2*), от времени преобразования. (*а*) в диапазоне 0–100 с, (*б*) более подробно верхний график в диапазоне 42–52 с, нижний график в диапазоне 86–96 с.

Видно, что основные особенности теоретических результатов – четыре полочки (рис. 9*б*), тенденции к насыщению и неограниченному росту (рис. 9*а*) наблюдаются и в эксперименте.

Анализ показал, что зависимость напряжения на накопительном конденсаторе C_1, соответствующего окончанию второй фазы (рис. 9*б*), от времени (и от числа циклов) хорошо описывается выражением $V_{C_1,m} = q_{C_1,m}/C_1$, где $q_{C_1,m}$ определяется с использованием (8).

На рис. 10 показаны зависимости величины относительного приращения заряда на накопительном конденсаторе C_1, нормированные на приращение заряда в первом цикле, от номера цикла, построенные с использованием экспериментальных данных для этих же двух случаев: в режиме автостабилизации (прямая *1*) и неограниченного роста зарядов и напряжений (прямая *2*).

Расчеты показывают, что значения знаменателя прогрессии g, определенные теоретически и на основании экспериментальных данных, различа-

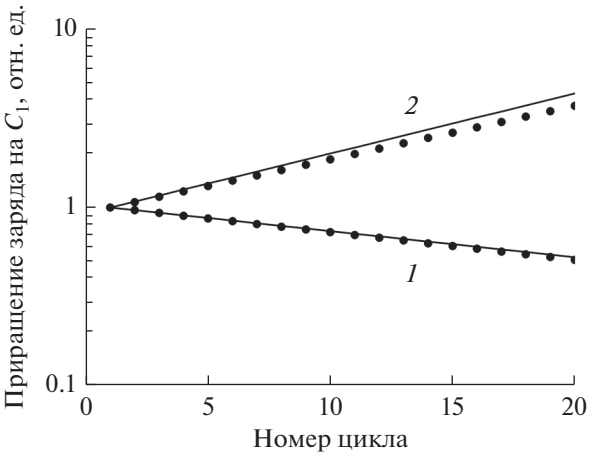

Рис. 10. Зависимости величины относительного приращения заряда на накопительном конденсаторе C_1 от номера цикла при изменении емкости конденсатора C_{var}. *1* – режим автостабилизации ($\eta = 1.39$), *2* – режим неограниченного роста напряжения и заряда ($\eta = 5.46$). Точки – эксперимент, сплошные линии – расчет.

ются не более, чем на 3%. Причем теоретические значения превышают, полученные на основе эксперимента. На наш взгляд это может быть следствием не учета в теоретических расчетах собственных емкостей ключей в разомкнутом состоянии. Измерения показали, что эти емкости могут составлять порядка 4–6 пФ.

В тоже время анализ показывает, что в целом результаты расчета и эксперимента достаточно хорошо согласуются между собой и без учета паразитных емкостей, а получаемые теоретические оценки напряжений нужно рассматривать как предельно достижимые.

Кроме того следует отметить, что экспериментальные зависимости напряжения на накопительном конденсаторе C_1 от времени (или от числа циклов), полученные в результате четырехфазного эксперимента, в отличие от двухфазной модели в режиме автостабилизации не выходят на насыщение. Наблюдается лишь стабилизация напряжений. Предсказываемое же (10) значение напряжения насыщения $V_{C_1,stab}$ соответствует напряжению в конце второй фазы четырехфазного эксперимента.

Отметим, что при использовании четырехфазного цикла на соответствующих $Q-V$ диаграммах при увеличении количества циклов наблюдается смена направления движения отображающей точки. На рис. 11 показаны $Q-V$ диаграммы для разных циклов четырехфазного цикла. На рис. 11*а* для трех циклов, такты с 7 по 18, на рис. 11*б* – для семи циклов, такты с 20 по 50, на рис. 11*в* – для одного цикла, такты с 418 по 422. Стрелки на рис. указывают направление движения отображающей точ-

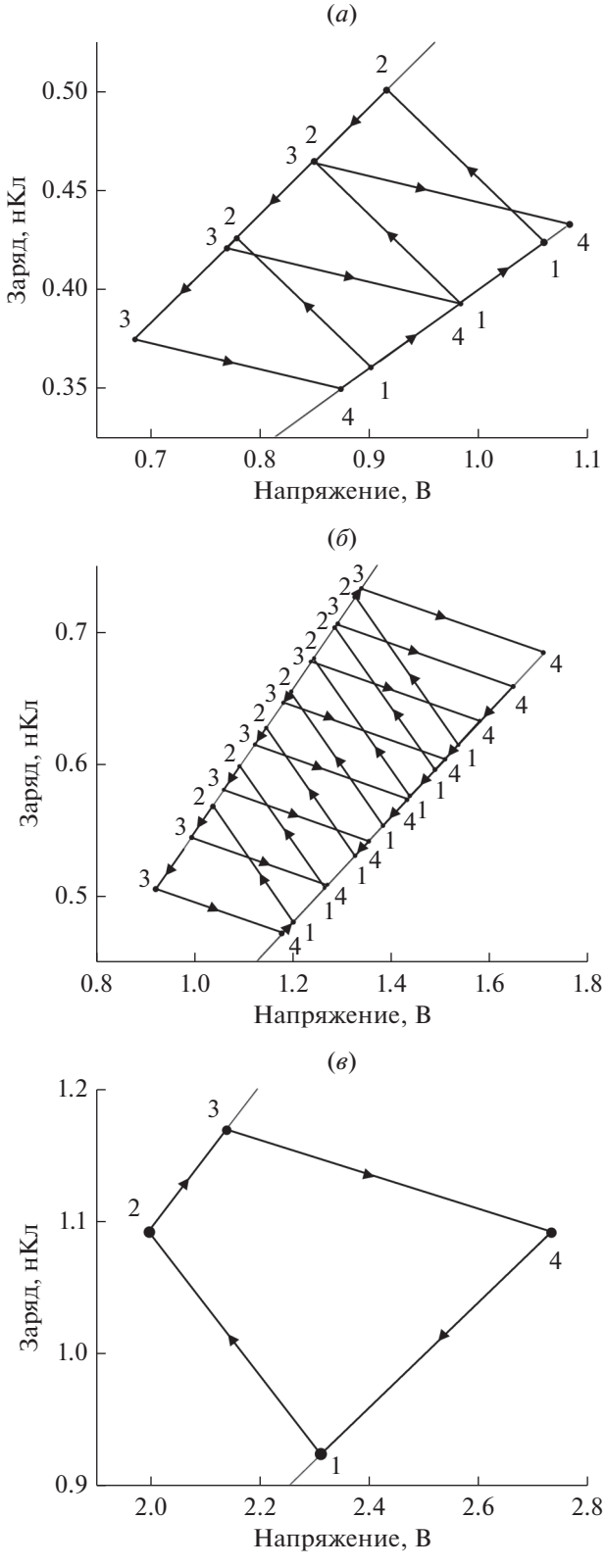

Рис. 11. $Q-V$ диаграммы для C_{var}. Цифры – номер фазы, точки – положение отображающей точки в конце соответствующей фазы преобразования.

ки при изменении фазы преобразования. Видно, что на рис. 11*а* и рис. 11*в* направления движения отображающей точки противоположные. Согласно рис. 11*б* смена направления движения отображающей точки происходит между 30-м и 48-м тактами. Изменение направления движения отображающей точки связано с изменением полярности напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 при увеличении количества циклов преобразования (см. рис. 8). При этом отрицательные напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 в начальных циклах приводили к заряду C_{var} в первой и второй фазах преобразования и разряду C_{var} в третьей и четвертой фазах.

Отметим также, что при дальнейшем увеличении количества циклов после цикла, соответствующего тактам с 418 по 422 (рис. 11*в*), Q–V диаграммы для разных циклов будут накладываться друг на друга, т.е. данные Q–V диаграммы в установившемся режиме автостабилизации не стягиваются в прямую параллельную оси напряжений (как при двухфазной модели), а наблюдается лишь стабилизация напряжений и зарядов на конденсаторах в соответствующих фазах. При этом в установившемся режиме изменения зарядов и напряжений на постоянных конденсаторах C_1 и C_2 также не прекращаются, а соответствующие Q–V линии, в конце концов, не стягиваются в точку, а только стабилизируются.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ (проект FSUN-2020-0004).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Khan F., Qadir M.* State-of-the-art in vibration-based electrostatic energy harvesting // J. Micromech. Microeng. 2016. V. 26. P. 103001. https://doi.org/10.1088/0960-1317/26/10/103001
2. *Pozo B., Garate J.I., Araujo J.A., Susana F.* Energy Harvesting Technologies and Equivalent Electronic Structural Models – Review // Electronics. 2019. V. 8. № 486. P. 31. https://doi.org/10.3390/electronics8050486
3. *Wei J., Lefeuvre E., Mathias H., Costa F.* Interface Circuit for Vibration Energy Harvesting with Adjustable Bias Voltage // J. Phys.: Conf. Ser. 2015. V. 660. P. 012016. https://doi.org/10.1088/1742-6596/660/1/012016
4. *Драгунов В.П.* Микромеханический электростатический преобразователь // Докл. акад. наук высш. шк. РФ. 2007. № 1(8). С. 56–66.
5. *Lefeuvre E., Risquez S., Wei J., Woytasik M., Parrain F.* Self-Biased Inductor-less Interface Circuit for Electret-Free Electrostatic Energy Harvesters // J. Phys.: Conf. Ser. 2014. V. 557. P. 012052. https://doi.org/10.1088/1742-6596/557/1/012052
6. *Драгунов В.П., Остертак Д.И.* Архитектура и анализ схем МЭМ рекуператоров электрической энергии // Нано- и микросистемная техника. 2011. № 4(129). С. 49–54.
7. *de Queiroz A.C.M.* Electrostatic vibrational energy harvesting using a variation of Bennet's doubler // Proc. IEEE Int. Midwest Symp. Circuits Syst. 2010. P. 404–407.
8. *Dorzhiev V., Karami A., Basset P., Marty F., Dragunov V., Galayko D.* Electret-free micromachined silicon electrostatic vibration energy harvester with the bennet's doubler as conditioning circuit // IEEE Electron Device Lett. 2015. V. 36. № 2. P. 183–185. https://doi.org/10.1109/LED.2014.2387213
9. *Dorzhiev V., Karami A., Basset P., Dragunov V., Galayko D.* MEMS electrostatic vibration energy harvester without switches and inductive elements // J. Phys.: Conf. Ser. 2014. V. 557. № 1. P. 012126 (5 p.). https://doi.org/10.1088/1742-6596/557/1/012126
10. *de Queiroz A.C.M.* Electrostatic energy harvesting using capacitive generators without control circuits // Analog Integr Circ Sig Process. 2015. № 85. P. 57–64. https://doi.org/10.1007/s10470-015-0577-0
11. *de Queiroz A.C.M., de Menezes N.A.T.* Energy harvesting with pairs of variable capacitors without control circuits // Analog Integr. Circ. Sig. Process. 2018. № 97. P. 533–544. https://doi.org/10.1007/s10470-018-1253-y
12. *Драгунов В.П., Доржиев В.Ю.* Микроэлектромеханический генератор на основе дупликатора Беннета // Нано- и микросистемная техника. 2012. № 11(148). С. 39–42.
13. *de Queiroz A.C.M.* Biased capacitive divider electrostatic generators for energy harvesting // 2017 IEEE 8th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS). 2017. P. 1–4. https://doi.org/10.1109/LASCAS.2017.7948045
14. *Dragunov V.P., Ostertak D.I., Sinitskiy R.E.* New modifications of a Bennet doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester // Sensors and Actuators. A: Physical. 2020. V. 302. Art. 111812 (14 p.). https://doi.org/10.1016/j.sna.2019.111812
15. *Karami A., Basset P., Galayko D.* Electrostatic vibration energy harvester using an electret-charged MEMS transducer with an unstable auto-synchronous conditioning circuit // J. Phys.: Conf. Ser. 2015. V. 660. № 1. P. 012025. https://doi.org/10.1088/1742-6596/660/1/012025
16. *Dragunov V.P., Dorzhiev V.Y., Ostertak D.I., Atuchin V.V.* A new autostabilization mechanism in the Bennet doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester // Sensors and Actuators. A: Physical. 2018. V. 272. P. 259–266. https://doi.org/10.1016/j.sna.2018.01.053
17. *Lagomarsini C., Jean-Mistral C., Monfray S., Sylvestre A.* Optimization of an electret-based soft hybrid generator for human body applications // Smart Materials and Structures. 2019. V. 28. https://doi.org/10.1088/1361-665X/ab3906
18. *Kuehne I., Frey A., Marinkovic D., Eckstein G., Seidel H.* Power MEMS-A capacitive vibration-to-electrical energy converter with built-in voltage // Sensors and Actuators A: Physical . 2008. V. 142. P. 263–269.
19. *Varpula A., Laakso S.J., Havia T., Kyynäräinen J., Prunnila M.* Contacting mode operation of work function energy harvester // J. Phys.: Conf. Ser. 2014. V. 557. P. 012010. https://doi.org/10.1088/1742-6596/557/1/012010
20. *Dragunov V.P., Lyutaeva M.N.* Parameters Estimation of the MEM Transducer with Electrodes Produced from Different Materials // 2009 Int. School and Seminar INTERNANO 2009. 2009. P. 93–96.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 219–227

ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.382.3:621.314

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ КМОП-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СВЧ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ПАССИВНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ

© 2021 г. А. С. Синюкин[a], *, Б. Г. Коноплев[a], **

[a]*Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, ул. Шевченко, 2, корпус "Е", Таганрог, Ростовская область, 347922 Россия*

**E-mail: sinyukin@sfedu.ru*

***E-mail: kbg@sfedu.ru*

Поступила в редакцию 30.05.2020 г.
После доработки 30.06.2020 г.
Принята к публикации 21.08.2020 г.

Разработан интегральный КМОП-преобразователь СВЧ энергии для пассивных беспроводных микроустройств. Предложена модификация схемы умножителя напряжения, позволяющая реализовать устройство с высокой эффективностью умножения по типовым КМОП-технологиям. Представлены компактные модели многокаскадных умножителей, учитывающие падения напряжения на наноразмерных МОП-транзисторах при работе в областях слабой и сильной инверсии. Исследована работа преобразователя на частоте 2.45 ГГц при различных уровнях входной мощности, включая крайне низкие уровни. Установлено, что для типовой КМОП-технологии 90 нм возможна работа устройства при крайне низких уровнях входной мощности (менее –20 дБм), что позволяет осуществлять функционирование беспроводных систем как при значительной удаленности от базовой станции, так и при сборе энергии радиочастотного излучения из окружающей среды.

Ключевые слова: интернет вещей, собирание энергии, умножитель напряжения, наноразмерные МОП-транзисторы, подпороговый режим работы

DOI: 10.31857/S0544126921020083

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время мобильные системы становятся все более распространенными в логистике, промышленности, торговле, а также в повседневной жизни. Значительная доля беспроводных систем относится к пассивным устройствам, т.е. к устройствам, в которых отсутствует встроенный источник питания, вследствие чего энергию для работы таким устройствам необходимо получать от связанных с ними базовых станций или считывающих устройств. Основными областями применения беспроводных пассивных устройств являются беспроводные сенсорные сети **(WSN)** [1, 2], технология радиочастотной идентификации **(RFID)** [3, 4], интернет вещей **(IoT)** [5, 6]. Во всех этих областях используются миниатюрные пассивные устройства, такие как датчики с приемо-передающими функциями или RFID-метки.

В некоторых приложениях, например в операциях логистической идентификации в торговых сетях или на складах, где значительные расстояния между источником энергии (считывающим устройством) и связанными с ним пассивными устройствами приводят к снижению передаваемой энергии, уровень энергии, поступающий на пассивное устройство, может быть слишком низким для формирования напряжения питания. Другой подход в обеспечении пассивных устройств энергией состоит в собирании энергии из окружающего пространства (Energy Harvesting) [7, 8]. В качестве источника энергии в этом случае выступает энергия излучения радио- и телевизионных станций, станций сотовой связи, сетей Wi-Fi, Bluetooth. Поскольку многие подобные источники работают на сверхвысоких частотах, этот диапазон частот является наиболее предпочтительным в пассивных беспроводных устройствах.

Энергия радиочастотного излучения не может быть непосредственно использована для питания интегральной схемы пассивного устройства, поэтому существует необходимость в использовании преобразователей радиочастотной энергии в напряжение постоянного тока. В качестве таких преобразователей в беспроводных пассивных устройствах часто выступают выпрямители или умножители напряжения на основе наноразмерных МОП-транзисторов [1–3]. Устройство, включающее в себя приемную антенну, устройство согласования импедансов антенны и выпрямителя и выпрямитель-умножитель, называется ректенной

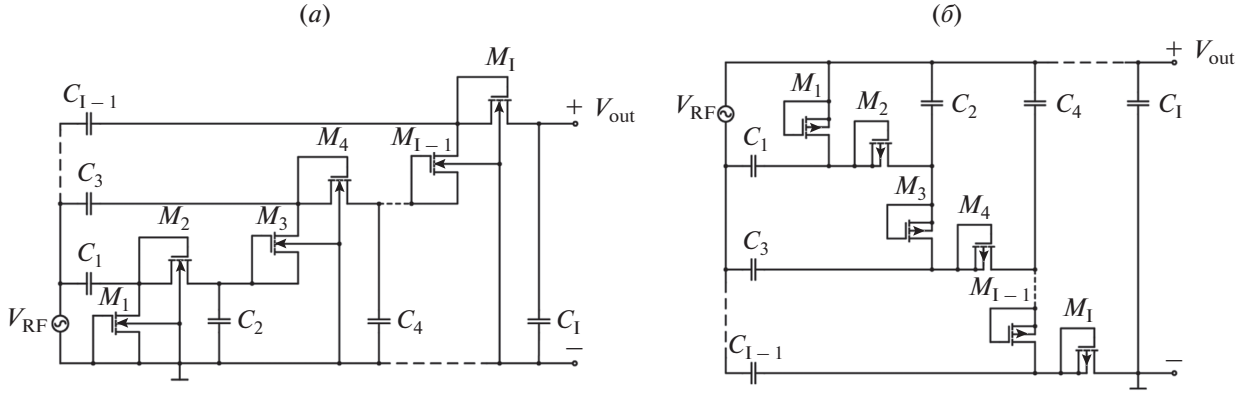

Рис. 1. Принципиальная схема умножителя напряжения, основанная на МОП-транзисторах в диодном включении, с типовым (*а*) и предлагаемым (*б*) соединением выводов транзисторов.

(Rectifier + Antenna). Выпрямитель-умножитель преобразует энергию радиочастотного излучения от приемной антенны в напряжение постоянного тока и формирует уровень напряжения, необходимый для питания остальных модулей устройства. Однако уровень входной мощности может быть очень низким, из-за чего актуальной задачей является разработка преобразователей энергии с высокой эффективностью умножения по напряжению, способных обеспечивать схему питанием даже в условиях крайне низких входных мощностей.

Важным фактором при разработке преобразователя энергии является используемая технология. С помощью более сложных технологий, в которых, например, реализуется изоляция транзисторов диэлектриком [9, 10] или применяются транзисторы с очень низким или нулевым пороговым напряжением [11, 12], возможно получить высокоэффективные устройства, однако стоимость производства также будет высока. Поэтому во многих случаях предпочтительнее использовать экономически более выгодные простые типовые технологии.

В работе предлагается новая модификация схемы умножителя напряжения на наноразмерных МОП-транзисторах и получены модели, описывающие работу умножителя в областях слабой и сильной инверсии МОП-транзистора.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

Для выпрямления и умножения входного напряжения в беспроводных пассивных системах часто используются устройства на основе классического умножителя Диксона [13]. В случае, когда такие устройства строятся на основе МОП-транзисторов, вывод затвора каждого транзистора соединяется с выводом стока этого же транзистора для образования диодной структуры, а вывод подложки традиционно соединяется с общей шиной [4, 14], как показано на рис. 1*а*. Для увеличения уровня выходного напряжения прибегают к каскадированию. С увеличением числа каскадов умножения напряжение исток-подложка увеличивается для каждого последующего транзистора в цепи, вследствие влияния эффекта подложки увеличивается пороговое напряжение транзистора, и, как следствие, увеличивается падение напряжения на транзисторе в диодном включении, что негативно сказывается на эффективности умножения.

Для повышения уровня выходного напряжения и увеличения эффективности умножения типовая схема умножителя была модифицирована (рис. 1*б*). Вывод подложки каждого транзистора в предлагаемой схеме соединен с выводом стока этого же транзистора для сохранения значения падения напряжения на транзисторе в диодном включении независящим от числа каскадов. Для реализации такого устройства по типовой КМОП-технологии *n*-канальные МОП-транзисторы были заменены на *p*-канальные.

Для анализа работы умножителей напряжения и обоснования выбора параметров входящих в них элементов желательно иметь простые аналитические модели этих устройств.

К настоящему времени разработано большое число моделей выпрямителей и умножителей напряжения. Численная модель в [10], основанная на экспериментальных вольтамперных характеристиках МОП-транзисторов в диодном включении, отличается точностью, но не позволяет аналитически прогнозировать влияние различных параметров на выходные характеристики. Из-за низких уровней входной мощности, поступающей на пассивные устройства, и, соответственно, низкой амплитуды входного напряжения наноразмерные МОП-транзисторы в преобразователях энергии часто работают в подпороговом режиме, поэтому важно учитывать особенности работы транзисторов в режиме слабой инверсии. Однако в анали-

тических моделях [2, 15] вкладом подпороговых токов на результирующие характеристики пренебрегают. В модели [16] принимается во внимание влияние нагрузочного тока на падение напряжения на диоде, однако влияние подложки не рассматривается. Модель, представленная в [17], охватывает области как сильной, так и слабой инверсии, однако она построена на основе эмпирических выражений и не позволяет получить обобщенные аналитические выводы. Полученная с помощью разложения в ряд Тейлора и модифицированной функции Бесселя модель в [18] учитывает влияние подпороговых токов, однако не рассматривает возрастание падения напряжения на диодах с ростом числа каскадов. В других моделях [11, 12, 19] пренебрегают влиянием как подпороговых токов, так и эффекта подложки, в результате чего не учитывается реальное падание напряжения на транзисторах, поэтому из-за больших погрешностей такие модели могут быть неприменимы в сверхмаломощных приложениях.

В данной работе предлагаются модели умножителя напряжения, основанные на модели умножителя Диксона [13] и модели EKV (Enz-Krummenacher-Vittoz) наноразмерных МОП-транзисторов [20]. Первая предлагаемая модель характеризует работу устройства с типовым соединением выводов транзисторов (см. рис. 1*а*), вторая модель описывает работу умножителя с предлагаемым соединением выводов (см. рис. 1*б*). Предлагаемые модели учитывают падение напряжения на МОП-транзисторах в диодном включении как для области слабой инверсии, так и для области сильной инверсии.

Модель типового умножителя

Данная предлагаемая модель описывает работу умножителя напряжения с типовым соединением выводов МОП-транзисторов (рис. 1*а*). Напряжение исток-подложка $(i + 1)$-го транзистора в диодном включении (напряжение на выходе $(i + 1)$-го контура) в установившемся режиме можно выразить как [13]

$$V_{i+1} = V_i + \frac{C}{C + C_S} V_a - V_{d,i+1} - \frac{I_{\text{out}}}{(C + C_S) f}, \quad (1)$$

где V_i – напряжение исток-подложка i-го транзистора; C – емкость связи; C_S – паразитная емкость; V_a – амплитуда входного напряжения; $V_{d,i+1}$ – падение напряжения на $(i + 1)$-ом транзисторе; I_{out} – ток нагрузки; f – частота входного сигнала.

Ток стока транзистора в режиме слабой инверсии можно записать как [20]

$$I_{ds} = I_0 \exp\left(\frac{V_G - V_{T0}}{n\varphi_T}\right)\left(\exp\left(\frac{-V_S}{\varphi_T}\right) - \exp\left(\frac{-V_D}{\varphi_T}\right)\right), \quad (2)$$

где I_0 – характеристический ток транзистора; V_G, V_S, V_D – потенциалы затвора, истока и стока относительно потенциала подложки V_B соответственно; V_{T0} – пороговое напряжение; n – параметр наклона; φ_T – температурный потенциал. С учетом $V_S = V_{SB}$ выражение (2) можно переписать в следующем виде:

$$I_{ds} = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{T0} - (n-1)V_{SB}}{n\varphi_T}\right)\left(1 - \exp\left(\frac{-V_{DS}}{\varphi_T}\right)\right), \quad (3)$$

где V_{GS} – напряжение затвор-исток; V_{SB} – напряжение исток-подложка; V_{DS} – напряжение сток-исток. Поскольку транзистор в схеме умножителя находится в диодном включении, то есть $V_{GS} = V_{DS} = V_d$, выражение (3) запишется как

$$I_d = I_0 \exp\left(\frac{V_d - V_{T0} - (n-1)V_{SB}}{n\varphi_T}\right)\left(1 - \exp\left(\frac{-V_d}{\varphi_T}\right)\right). \quad (4)$$

Учитывая малые значения тока нагрузки (менее 1 мкА) при работе в области слабой инверсии и достаточно высокую частоту (в данном случае – 2.45 ГГц), последним слагаемым в выражении (1)

можно пренебречь. Кроме того можно пренебречь множителем $(1 - \exp(-V_d/\varphi_T))$ в правой части выражения (4), характеризующим спад тока при малых напряжениях транзистора, поскольку он оказывает влияние только, если $V_d < 2\varphi_T$. Таким образом, учитывая, что $V_{i+1} = V_{SB}$, выражения (1) и (4) для $(i + 1)$-го транзистора запишутся соответственно как (5) и (6):

$$V_{i+1} = V_i + \frac{C}{C + C_S} V_a - V_{d,i+1}, \tag{5}$$

$$I_{d,i+1} = I_0 \exp\left(\frac{V_{d,i+1} - V_{T0} - (n-1)V_{i+1}}{n\varphi_T}\right). \tag{6}$$

Подставляя (5) в (6), слагаемое $V_{d,i+1}$ можно выразить как

$$V_{d,i+1} = \varphi_T \ln\frac{I_{d,i+1}}{I_0} + \frac{V_{T0}}{n} + \frac{n-1}{n}\left(V_i + \frac{C}{C + C_S} V_a\right). \tag{7}$$

Из выражений (6) и (7) видно, что в случае типового включения выводов ток транзистора и падение напряжения на транзисторе зависят от величины порогового напряжения и значения напряжения на выходе предыдущего контура, то есть от амплитуды входного напряжения. Окончательно выражение (5), характеризующее напряжение на выходе каждого контура при работе в области слабой инверсии можно записать в следующем виде:

$$V_{i+1} = \frac{V_i}{n} + \frac{C}{C + C_S}\frac{V_a}{n} - \varphi_T \ln\frac{I_{d,i+1}}{I_0} - \frac{V_{T0}}{n}. \tag{8}$$

В случае, когда рабочее напряжение (V_a или V_i) превышает пороговое напряжение, выражение для напряжения исток-подложка $(i + 1)$-го транзистора в диодном включении повторяет выражение (1), причем пренебрегать слагаемым, отвечающим за ток нагрузки, нельзя ($I_{\text{out}} > 10$ мкА). В свою очередь выражение для тока короткоканального транзистора в области сильной инверсии запишется как [20]

$$I_{ds} = K(V_G - V_{T0} - nV_S), \tag{9}$$

где $K = WC_{ox}v_{\text{sat}}$; W – ширина канала транзистора; C_{ox} – удельная емкость подзатворного окисла; v_{sat} – скорость насыщения дрейфа носителей заряда.

Аналогично преобразованию выражения (2) в выражения (3), (4), (6) выражение (9) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} I_{ds} &= K(V_{GS} - V_{T0} - (n-1)V_{SB}), \\ I_d &= K(V_d - V_{T0} - (n-1)V_{SB}), \\ I_{d,i+1} &= K(V_{d,i+1} - V_{T0} - (n-1)V_{i+1}). \end{aligned} \tag{10}$$

Принимая во внимание, что значение тока транзистора в диодном включении приблизительно равно нагрузочному току ($I_{\text{out}} = I_d = I$), выражения для падения напряжения на $(i + 1)$-ом транзисторе и для напряжения исток-подложка $(i + 1)$-го транзистора запишутся как

$$V_{d,i+1} = \frac{I}{Kn} + \frac{V_{T0}}{n} + \frac{n-1}{n}\left(V_i + \frac{C}{C + C_S}V_a - \frac{I}{(C + C_S)f}\right), \tag{11}$$

$$V_{i+1} = \frac{V_i}{n} + \frac{C}{C + C_S}\frac{V_a}{n} - \frac{I}{Kn} - \frac{V_{T0}}{n} - \frac{I}{(C + C_S)fn}. \tag{12}$$

Из выражений (10)–(12) видно, что для типовой схемы умножителя в области сильной инверсии на значение тока транзистора и величину падения напряжения на транзисторе в диодном включении оказывает влияние амплитуда входного напряжения. В результате этого ток транзисторов в каждом следующем каскаде уменьшается, а падение напряжения на транзисторах увеличивается, что приводит к падению эффективности умножения и снижению уровня выходного напряжения.

Модель предлагаемого умножителя

Данная модель описывает работу модифицированной схемы умножителя напряжения (рис. 1*б*). Для области слабой инверсии напряжение на выходе $(i + 1)$-го контура, состоящего из транзистора и конденсатора связи, и ток стока $(i + 1)$-го транзистора могут быть выражены так же как (5) и (6) соответственно. Однако учитывая, что выводы подложки всех транзисторов в диодном включении теперь соединены с их стоками и затворами ($V_G = V_D = V_B$), то есть $V_{i+1} = V_{SB} = V_{SG} = -V_{GS}$, а падение напряжения на транзисторе $V_{d,i+1} = V_{GS}$, можно положить $V_{i+1} = -V_{d,i+1}$. Тогда выражение для тока (6) в этом случае запишется как

$$I_{d,i+1} = I_{d,i} = I = I_0 \exp\left(\frac{nV_d - V_{T0}}{n\varphi_T}\right), \quad (13)$$

где $V_d = V_{d,i} = V_{d,i+1}$ – падение напряжение на каждом транзисторе, которое можно выразить как

$$V_d = \varphi_T \ln\frac{I}{I_0} + \frac{V_{T0}}{n}. \quad (14)$$

Тогда выражение для напряжения на выходе $(i + 1)$-го контура запишется как

$$V_{i+1} = V_i + \frac{C}{C + C_S}V_a - \varphi_T \ln\frac{I}{I_0} - \frac{V_{T0}}{n}. \quad (15)$$

Таким образом, из (13)–(15) можно заметить, что в области слабой инверсии падение напряжения на транзисторах и ток транзистора больше не зависят от амплитуды входного напряжения.

Выражение для тока транзистора в области сильной инверсии повторяет (10), однако предлагаемое соединение выводов транзисторов, обеспечивающее условие $V_{i+1} = -V_{d,i+1}$, позволяет записать это выражение в виде:

$$I_{d,i+1} = I_{d,i} = I_d = K\left(nV_d - V_{T0}\right), \quad (16)$$

где $V_d = V_{d,i} = V_{d,i+1}$ – падение напряжения на каждом транзисторе, которое можно выразить как

$$V_d = \frac{I}{Kn} + \frac{V_{T0}}{n}. \quad (17)$$

Выражение для напряжения на выходе $(i + 1)$-го контура при работе в области сильной инверсии запишется как

$$V_{i+1} = V_i + \frac{C}{C + C_S}V_a - \frac{I}{Kn} - \frac{V_{T0}}{n} - \frac{I}{(C + C_S)f}. \quad (18)$$

Из выражений (16)–(18) видно, что и для области сильной инверсии в случае модифицированной схемы ток транзистора и падение напряжения на элементе не зависят от амплитуды входного напряжения.

Обе представленные модели позволяют проводить оценочные расчеты многокаскадных умножителей напряжения и учитывают падение напряжения на транзисторах в диодном включении.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Для разработки и исследования устройства использовалась САПР Tanner EDA [21], в частности для схемотехнического анализа и исследования переходных процессов применялся модуль T-Spice. Для моделирования работы преобразователя энергии в T-Spice использовалась модель BSIM4v4.8.0 [22] наноразмерных МОП-транзисторов (технология КМОП 90 нм [23]).

Результаты моделирования переходных процессов восьмикаскадного умножителя напряжения, построенного на основе *n*-канальных МОП-транзисторов с типовым соединением выводов (см. рис. 1*а*), показаны на рис. 2*а*. Результаты моделирования переходных процессов восьмикаскадного умножителя, построенного на основе *p*-канальных транзисторов с предлагаемым соединением выводов (см. рис. 1*б*), показаны на рис. 2*б*.

В типовой схеме умножителя (рис. 1*а*) эффект подложки приводит к увеличению прямого падения напряжения на транзисторах в диодном включении при увеличении числа каскадов, в результате чего приращения выходного напряжения с каждым каскадом уменьшаются (рис. 2*а*). В предлагаемой схеме (рис. 1*б*) негативное влияние эффекта подложки на выходное напряжение и, следовательно, на эффективность умножения существенно ослабляется, поскольку напряжение на МОП-транзисторах больше практически не зави-

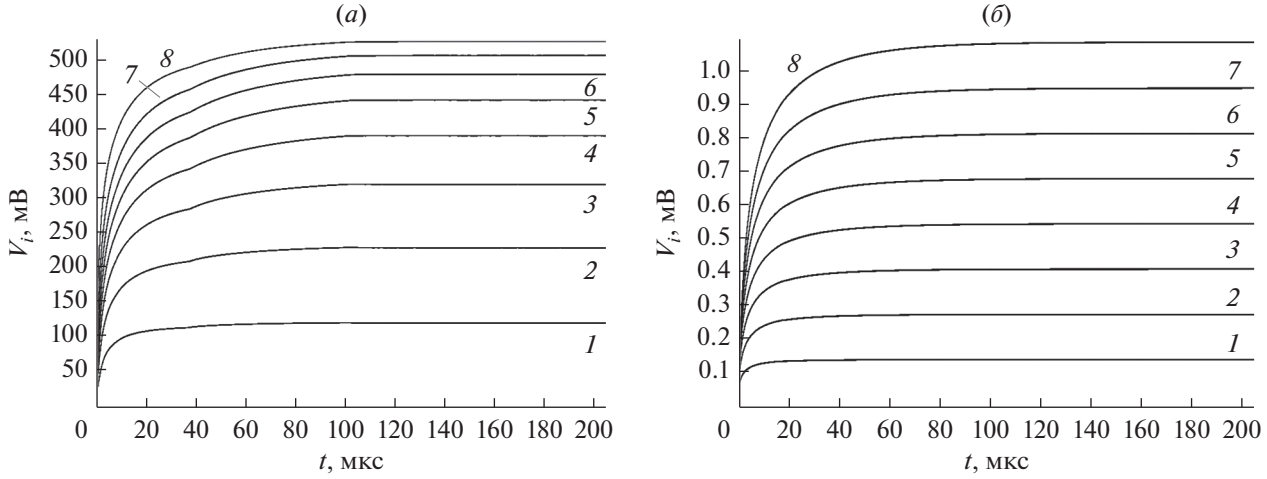

Рис. 2. Результаты моделирования переходных процессов в умножителе напряжения (номера каскадов обозначены цифрами) в случае типовой схемы (*а*) и предлагаемой модификации (*б*): $f = 2.45$ ГГц, $N = 8$, $V_a = 0.1$ В, $V_{T0} = 0.21$ В, $R = 100$ МОм, $R_{ant} = 50$ Ом, $C = 500$ фФ, $W/L = 35$, N – число каскадов умножителя; R – сопротивление нагрузки, R_{ant} – сопротивление антенны, W/L – отношение ширины канала транзистора к его длине.

сит от числа каскадов, так как напряжение между выводами истока и подложки для всех транзисторов остается приблизительно постоянным. По этой причине инкременты напряжения на всех каскадах приблизительно равны (рис. 2*б*), в результате чего эффективность умножения возрастает, что подтверждают результаты моделирования (см. рис. 6*б*).

Сравнение результатов моделирования типового восьмикаскадного умножителя и предлагаемого восьмикаскадного умножителя в T-Spice с оценочными расчетами по полученным выражениям (5)–(8), (13)–(15) представлено на рис. 3. Моделирование и расчеты выполнялись для следующих значений параметров: $N = 8$; $V_a = 0.1$ В; $V_{T0} = 0.21$ В; $R = 100$ МОм; $C = 500$ фФ; $W/L = 35$; $n = 1.2$; $I_0 = 5$ мкА; $C_S = 26$ фФ. Несмотря на погрешности, которые можно объяснить допущениями, принятыми для компактности и наглядности моделей, результаты компьютерного моделирования и расчетов, выполненных по полученным моделям, в достаточной степени согласуются друг с другом.

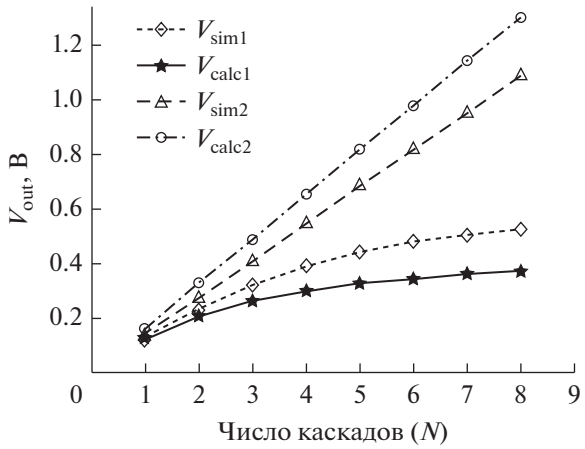

Рис. 3. Зависимость выходного напряжения восьмикаскадного умножителя от числа каскадов и используемого соединения выводов при моделировании в T-Spice и расчетах по полученным моделям: V_{sim1} – результаты моделирования типового умножителя в T-Spice; V_{calc1} – результаты расчетов типового умножителя; V_{sim2} – результаты моделирования предлагаемого умножителя в T-Spice; V_{calc2} – результаты расчетов предлагаемого умножителя.

В случае идеальных диодов (транзисторов в диодном включении с нулевым падением напряжения на них) уровень выходного напряжения N-каскадного умножителя определяется как

$$V_{out} = 2NV_a. \quad (19)$$

Исходя из этого, эффективность умножения моделируемых устройств рассчитывалась как

$$\eta = \frac{V_{out,sim}}{2NV_a} \times 100\%, \quad (20)$$

где $V_{out,sim}$ – установившийся уровень выходного напряжения, полученный в результате моделирования переходных процессов.

Уровень входной мощности можно приближенно выразить через амплитуду входного напряжения следующим образом [4]:

$$P_{in} = \frac{V_a^2}{8R_{ant}}, \quad (21)$$

где R_{ant} – сопротивление приемной антенны.

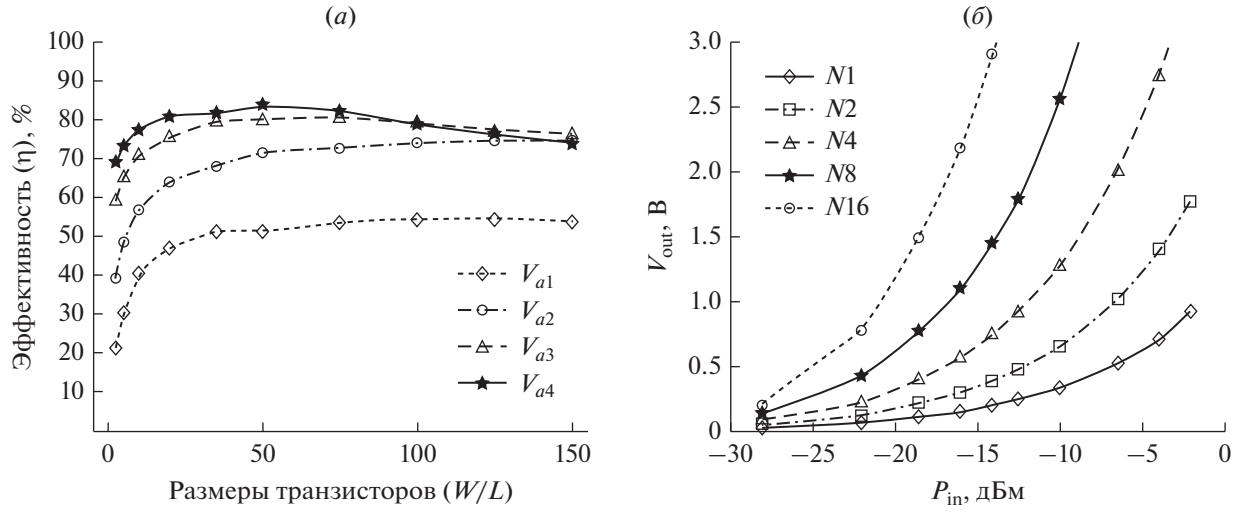

Рис. 4. Влияние размеров транзисторов предлагаемого восьмикаскадного устройства на эффективность умножения для различных амплитуд входного напряжения: $V_{a1} = 0.05$ В, $V_{a2} = 0.1$ В, $V_{a3} = 0.2$ В, $V_{a4} = 0.3$ В (*а*); влияние числа каскадов на уровень выходного напряжения (*б*).

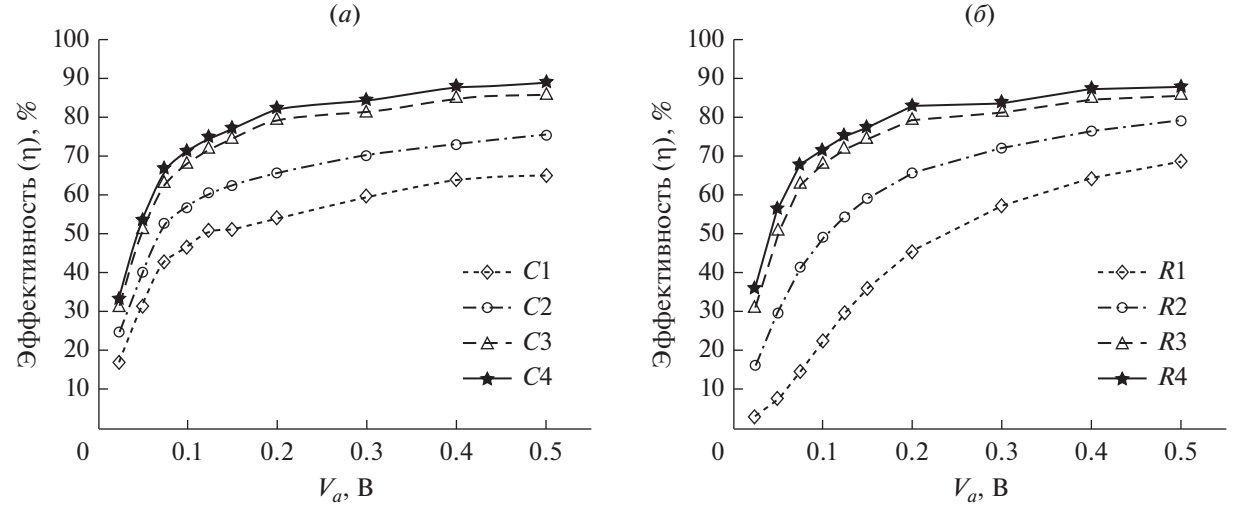

Рис. 5. Влияние емкости конденсаторов (*а*) и сопротивления нагрузки (*б*) предлагаемого устройства на эффективность умножения: $C_1 = 50$ фФ, $C_2 = 100$ фФ, $C_3 = 500$ фФ, $C_4 = 5$ пФ; $R_1 = 1$ МОм, $R_2 = 10$ МОм, $R_3 = 100$ МОм, $R_4 = 1$ ГОм.

Преобразование мощности в ваттах (Вт) в дБм выполняется по известной формуле:

$$P_{\text{in}}\,(\text{дБм}) = 10\log_{10}\left(\frac{P\,(\text{Вт})}{1\ \text{мВт}}\right). \qquad (22)$$

На рис. 4*а* показано влияние размеров транзисторов (W/L) на эффективность умножения предлагаемого восьмикаскадного умножителя, а на рис. 4*б* – влияние числа каскадов предлагаемого умножителя на уровень выходного напряжения.

Увеличение отношения ширины канала МОП-транзистора к его длине приводит к росту эффективности, но до определенных пределов (рис. 4*а*). Эффективность умножения для значений W/L выше, чем 35–50, устанавливается на приблизительно постоянном уровне и даже уменьшается при относительно высоких амплитудах входного напряжения. Такой характер зависимости можно объяснить преобладанием влияния обратных токов и емкостных потерь над позитивным эффектом возрастания прямого тока.

Как было показано ранее, предлагаемое соединение выводов МОП-транзисторов позволяет использовать каскадирование для увеличения уровня выходного напряжения без потерь в эффективности. Так, чтобы получить уровень напряжения питания $V_{DD} = 1$ В, необходимого для элементной базы технологии КМОП 90 нм, при умножителе с шестнадцатью каскадами достаточно уровня вход-

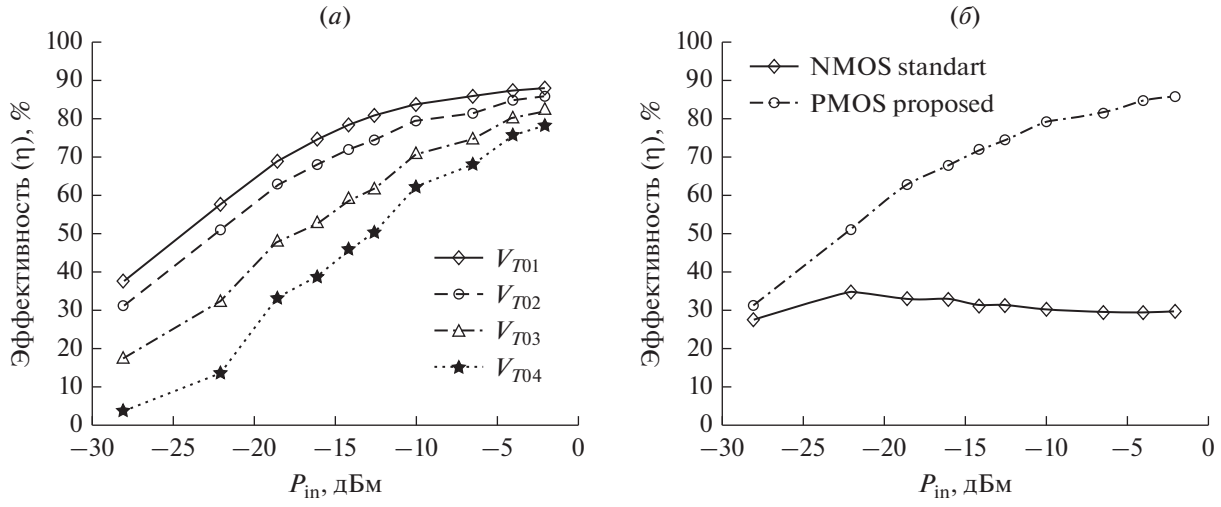

Рис. 6. Влияние порогового напряжения МОП-транзисторов на эффективность умножения по напряжению: V_{T01} = = −0.15 В, V_{T02} = −0.21 В, V_{T03} = −0.25 В, V_{T04} = −0.28 В (*а*); эффективность умножения типовой схемы на *n*-канальных МОП-транзисторах и предлагаемой схемы на *p*-канальных МОП-транзисторах (*б*) при одинаковых пороговых напряжениях.

ной мощности −21.5 дБм, а для восьмикаскадного устройства достаточно −17.5 дБм (см. рис. 4*б*).

Влияние значения емкости конденсаторов и сопротивления нагрузки предлагаемого умножителя на эффективность умножения по напряжению представлено на рис. 5.

Увеличение тока нагрузки, то есть уменьшение сопротивления нагрузки, приводит к значительному падению эффективности умножения (рис. 5*б*) при малых уровнях входного напряжения (входной мощности).

Для работы с низкими уровнями входной мощности могут применяться специальные протоколы накопления и расходования собранной энергии с разделением по фазам [24].

На рис. 6*а* показана эффективность умножения предлагаемого умножителя в зависимости от значения порогового напряжения V_{T0} *p*-канальных МОП-транзисторов. Сравнение эффективности умножения типового восьмикаскадного умножителя на *n*-канальных МОП-транзисторах и предлагаемого умножителя на *p*-канальных транзисторах показано на рис. 6*б*. Видно, что эффективность умножения по напряжению предлагаемой модификации умножителя значительно превосходит эффективность типовой схемы для всего исследуемого диапазона входной мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлены результаты разработки и исследования интегрального преобразователя СВЧ энергии для пассивных беспроводных устройств. Приведенные модели преобразователя описывают работу как типового устройства, так и предлагаемой схемной модификации с учетом особенностей работы наноразмерных МОП-транзисторов в областях слабой и сильной инверсии. Предлагаемая модификация умножителя не только позволяет достигнуть высокой эффективности умножения, но и предоставляет возможность его реализации с использованием стандартных КМОП-технологий. Результаты моделирования показывают, что беспроводные пассивные микроустройства, такие как пассивные RFID-метки, способны работать при сверхмалых уровнях входной мощности (менее −20 дБм) для типовой КМОП-технологии 90 нм.

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90018.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Umeda T., Yoshida H., Sekine S., Fujita Y., Suzuki T., Otaka S.* A 950-MHz Rectifier Circuit for Sensor Network Tags With 10-m Distance // IEEE J. Solid-state Circuits. 2006. V. 41. № 1. P. 35–41.
2. *Yi J., Ki W.-H., Tsui C.-Y.* Analysis and Design Strategy of UHF Micro-Power CMOS Rectifiers for Micro-Sensor and RFID Applications // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2007. V. 54. № 1. P. 153–166.
3. *Wong S.-Y., Chen C.* Power efficient multi-stage CMOS rectifier design for UHF RFID tags // Integration, the VLSI J. 2011. V. 44. № 3. P. 242–255.
4. *De Vita G., Iannaccone G.* Design Criteria for the RF Section of UHF and Microwave Passive RFID Tran-

sponders // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005. V. 53. № 9. P. 2978–2990.

5. *Gutierrez F.* Fully-Integrated Converter for Low-Cost and Low-Size Power Supply in Internet-of-Things Applications // Electronics. 2017. V. 6. № 2(38). P. 1–20.
6. *Guler U., Jia Y., Ghovanloo M.* A Reconfigurable Passive RF-to-DC Converter for Wireless IoT Applications // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2019. V. 66. № 11. P. 1800–1804.
7. *Valenta C.R., Durgin G.D.* Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems // IEEE Microwave Magazine. 2014. V. 15. № 4. P. 108–120.
8. *Tran L.-G., Cha H.-K., Park W.-T.* RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications // Micro and Nano Systems Letters. 2017. V. 5. № 14. P. 1–16.
9. *Gosset G., Rue B., Flandre D.* Very High Efficiency 13.56 MHz RFID Input Stage Voltage Multipliers Based On Ultra Low Power MOS Diodes // 2008 IEEE International Conference on RFID. 2008. P. 134–140.
10. *Curty J.-P., Joehl N., Krummenacher F., Dehollain C., Declercq M.J.* A Model for μ-Power Rectifier Analysis and Design // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2005. V. 52. № 12. P. 2771–2779.
11. *Yao Y., Wu J., Shi Y., Dai F.F.* 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.
12. *Sheu M.-L., Tiao Y.-S., Fan H.-Y., Huang J.-J.* Implementation of a 2.45 GHz Passive RFID Transponder Chip in 0.18 μm CMOS // J. Information Science and Engineering. 2010. V. 26. № 2. P. 597–610.
13. *Dickson J.F.* On-Chip High-Voltage Generation in MNOS Integrated Circuits Using an Improved Multiplier Technique // IEEE Journal of Solid-state Circuits. 1976. V. SC-11. № 3. P. 374–378.
14. *Shokrani M.R., Khoddam M., Hamidon M.N.B., Kamsani N.A., Rokhani F.Z., Shafie S.B.* An RF Energy Harvester System Using UHF Micropower CMOS Rectifier Based on a Diode Connected CMOS Transistor // The Scientific World Journal. 2014. V. 2014. Article ID 963709. P. 1–11.
15. *Ashry A., Sharaf K., Ibrahim M.* A Simple and Accurate Model for RFID Rectifier // IEEE Systems Journal. 2008. V. 2. № 4. P. 520–524.
16. *Barnett R.E., Liu J., Lazar S.* A RF to DC Voltage Conversion Model for Multi-Stage Rectifiers in UHF RFID Transponders // IEEE Journal of Solid-state Circuits. 2009. V. 44. № 2. P. 354–370.
17. *Zhao P., Hollstein T., Glesner M.* Analysis on Power Harvesting Circuits with Tunable Matching Network for Improved Efficiency // 2009 Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics. 2009. P. 96–99.
18. *Taghadosi M., Albasha L., Quadir N.A., Rahama Y.A., Qaddoumi N.* High Efficiency Energy Harvesters in 65 nm CMOS Process for Autonomous IoT Sensor Applications // IEEE Access. 2018. V. 6. P. 2397–2409.
19. *Wu Y., Linnartz J.-P., Gao H., Matters-Kammerer M.K., Baltus P.* Modeling of RF Energy Scavenging for Batteryless Wireless Sensors with Low Input Power // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). 2013. P. 527–531.
20. *Enz C.C., Vittoz E.A.* Charge-based MOS transistor modeling. Chichester, West Sussex, England: Wiley, 2006. 303 p.
21. Tanner AMS and MEMS Design Flows [Электронный ресурс]. URL: https://www.mentor.com/tannereda/ (дата обращения 30.06.2020).
22. *Hu C., Niknejad A.M., Paydavosi N.* BSIM4v4.8.0 MOSFET Model – User's Manual. Berkeley, CA, USA: UC Berkeley, 2013. 177 p.
23. *Sicard E.* Microwind & DSCH Version 3.5 – User's Manual Lite Version. Toulouse, France: INSA Toulouse, 2010. 137 p.
24. *Stoopman M., Philips K., Serdijn W.A.* An RF-Powered DLL-Based 2.4-GHz Transmitter for Autonomous Wireless Sensor Nodes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017. V. 65. № 7. P. 2399–2408.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 228–235

МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 621382

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ СВЧ АТТЕНЮАТОРА НА AlGaN/GaN ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ

© 2021 г. А. С. Адонин[a, b, *], А. Ю. Евграфов[a], Ю. В. Колковский[a, b], В. М. Миннебаев[a, b]

[a] *АО "НПП "Пульсар", Окружной проезд, 27, Москва, 105187 Россия*

[b] *МИРЭА, Проспект Вернадского, 78, строение 4, Москва, 119454 Россия*

***E-mail: adonin@pulsarnpp.ru*

Поступила в редакцию 20.07.2020 г.
После доработки 04.08.2020 г.
Принята к публикации 15.10.2020 г.

Рассмотрены особенности электромагнитного моделирования МИС СВЧ 5-ти разрядного аттенюатора для частотного диапазона 5–15 ГГц на AlGaN/GaN гетероструктурах. Реализация устройства предусматривает использование контактов с емкостной связью. Аттенюатор обеспечивает ослабление 1, 2, 4, 8 и 16 дБ в полосе частот от 5 до 15 ГГц и управление амплитудой сигнала в диапазоне 0–31 дБ с шагом 1 дБ и начальные потери до 5 дБ.

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, GaN, аттенюатор, емкостные парные контакты, емкостная связь, s-параметры

DOI: 10.31857/S0544126921020022

1. ВВЕДЕНИЕ

Совершенствование характеристик радиолокационных систем невозможно без улучшения параметров приемо-передающих модулей (**ППМ**). Требование неизменности фазового сдвига при регулировании коэффициента передачи определяет качество ППМ активных фазированных решеток. Изменение фазового сдвига или группового времени запаздывания обусловлено влиянием паразитных реактивностей элементов. Поэтому при проектировании одного из основных элементов ППМ-аттенюатора, обеспечивающего управление сигналом по амплитуде, предъявляется повышенное требование в части стабильности фазового сдвига выходного сигнала относительно входного при регулировании коэффициента передачи [1]. Эта задача усложняется при работе аттенюатора в широкой полосе частот. Уменьшить влияние паразитных реактивностей технологически можно только до определенного предела. Некоторые методы коррекции разработаны на *p-i-n*-диодах [2, 3]. В современных разработках наблюдается тенденция к созданию широкополосных цифровых аттенюаторов, перекрывающих несколько частотных диапазонов, позволяя инженерам унифицировать свои разработки под различные применения. Структурно-цифровой аттенюатор представляет собой линейку фиксированных аттенюаторов с возможностью управления каждой секцией последовательным или параллельным кодом [4]. Кроме того, интенсивное развитие СВЧ устройств [1, 5, 6] на базе GaN HEMT с высокими напряжениями питания (28–50 В) требует появления управляющих устройств (ключи, аттенюаторы, фазовращатели) с аналогичными питающими напряжениями, что приведет к уменьшению источников вторичного электропитания, снижению массогабаритных размеров устройств и повышению их надежности. К недостаткам аттенюаторов на *p-i-n* и ПТШ ключах можно отнести:

–дополнительные потери в открытом режиме, что не позволяет реализовать высокую чувствительность при малом уровне сигнала;

–достаточно большой ток управления, из-за чего снижается эффективность МИС.

Преимущества проектируемого аттенюатора состоят в возможности реализации МИС СВЧ на AlGaN/GaN гетероструктурах по упрощенной технологии и изготовлении контактов с емкостной связью, используя главные характеристики широкозонного полупроводника GaN: высокую подвижность электронов (выше 2500 $см^2/В \cdot с$) и низкое слоевое сопротивление канала 2-х мерного электронного газа (2DEG) (ниже 300 Ом/кв), при этом исключается необходимость формирования барьера Шоттки и омических контактов, что повышает надежность и экономичность изделия, а также в цепи управления используется не постоянный ток, а напряжение.

2. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ И РАЗРАБОТКА МИС СВЧ АТТЕНЮАТОРА

Разработка конструкции МИС СВЧ проводилась с использованием электромагнитного моде-

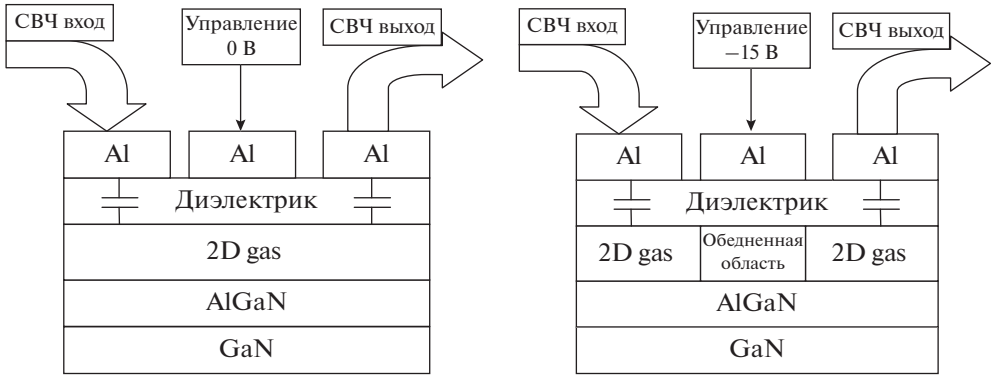

Рис. 1. Распределение 2-х мерного электронного газа под металлическими электродами ключа с управлением по затвору в режиме “включено” и “выключено”.

лирования на базе САПР Microwave Office, поскольку традиционные методы проектирования на основе верифицированных библиотек элементов, широко используемые в микроэлектронике, при проектировании СВЧ устройств не могут гарантировать положительный результат из-за специфики СВЧ устройств. В стандартных методах проектирования при использовании гетероструктур AlGaN/GaN возникает необходимость корректировки математической модели транзистора, например, для учета поляризации заряда, влияющего на общий заряд в канале и, в конечном итоге, на выражение тока стока. Эквивалентная схема транзистора должна учитывать виртуальные внутренние узлы для выравнивания потенциалов внутреннего транзистора. Внесение дополнительных уточнений в математические модели не позволяет учесть электромагнитное взаимодействие между смежными элементами схемы и элементами всей конструкции кристалла, контурами металлизации, заземления и др. Элементы схемы на высоких частотах имеют распределенные параметры, паразитные составляющие которых зависят от индивидуальных особенностей отдельных элементов и конструкции устройства в целом. Технологический маршрут изготовления сложных МИС СВЧ GaN на базе транзисторов обязывает выполнения повышенных требований к производственным мощностям и вложения дополнительных финансовых затрат [7, 8].

В последние же годы развивается и в работах [9–12] показана эффективность применения технологии с емкостными контактами при использовании гетероструктур AlGaN/GaN для изготовления управляющих СВЧ устройств. В настоящей работе рассматриваются особенности проектрования СВЧ МИС 5-ти разрядного аттенюатора по данной технологии. Простой ключ, у которого контакты с емкостной связью (можно сравнить с варактором) имеет два контакта, расположенных на поверхности AlGaN/GaN структуры. Входной и выходной изолированные контакты являются верхними электродами конденсатора, а канал 2DEG является нижней обкладкой конденсатора, и при наличии отрицательного или положительного смещения превышающего пороговое напряжение, которое обеспечивает наноразмерный диэлектрик (Al_2O_3, HfO_2) расположенный между металлическими контактами и поверхностью AlGaN/GaN, при $f \geq 1$ ГГц между контактами и каналом 2DEG возникает сильная емкостная связь. Компонент вертикального тока является исключительно емкостным, а компонент горизонтального тока проходит через канал 2DE, что обеспечивает низкий импеданс между контактами. На рис. 1 показана схема распределения двухмерного электронного газа для этого ключа, когда емкостная связь образуется между управляющими металлическими электродами и двухмерным электронным газом с управлением по затвору в режимах “включено” и “выключено”.

Разработка модели проводилась, начиная с простой 2-х электродной конструкции рис. 2.

Уточнение модели проводилось с учетом измерений работы SPST переключателя на частоте 10 ГГц с раздельным вводом СВЧ сигнала и управляющих напряжений.

Это позволило разработать модель 3-х электродной конструкции GaN МИС СВЧ SPDT переключателя с учетом его конструктивных особенностей: длинна “пальца”, ширина “пальца”, количество затворов, толщина подложки, расстояние между последовательно подключенным ключом по направлению СВЧ сигнала и параллельным и др., которые учитывались в процессе проектирования.

Технология изготовления МИС СВЧ с применением емкостных парных контактов позволяет использовать вариативности конструкции СВЧ переключателя и возможности оптимизировать параметры SPDT переключателя для каждой секции отдельно с учетом требуемого уровня ослабления без изменения структурной схемы.

Основные параметры аттенюатора

При проектировании аттенюатора основное внимание уделялось следующим параметрам:

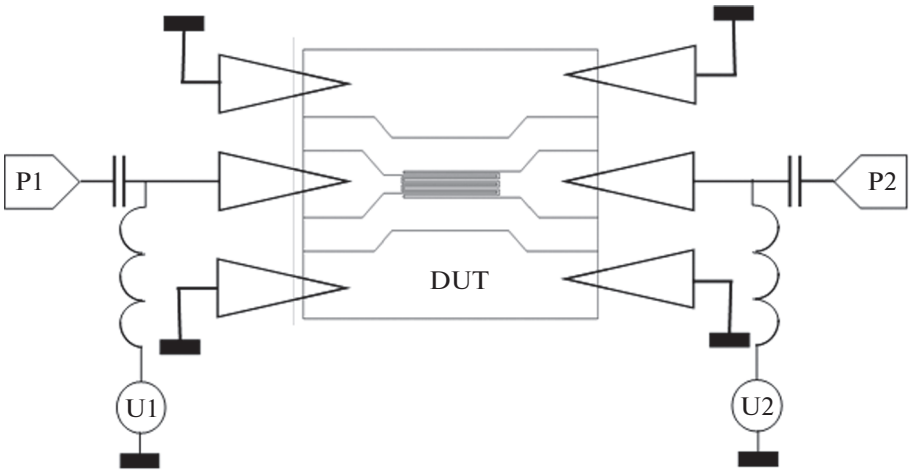

Рис. 2. Схема измерения S параметров 2-х терминальной структуры ключа.

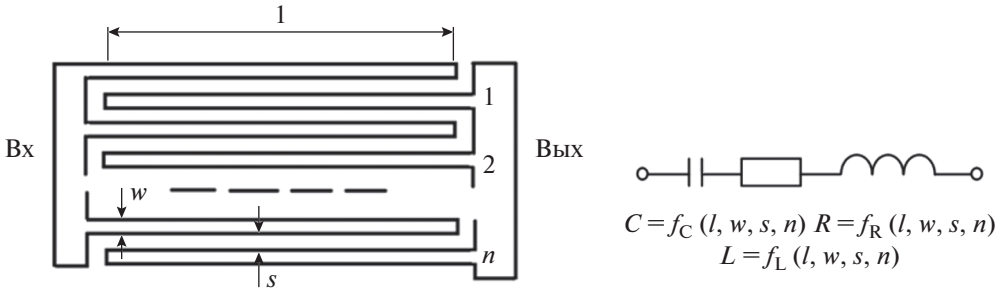

Рис. 3. Топология ключа и соответствующая RLC эквивалентная схема.

■ Ослабление, соответствующее разряду каскада аттенюатора должно равняться величине $a_k = a_1^{2k-1}$, где a_1 – ослабление первого каскада, $k = 1, 2 \ldots n$, номер каскада (1);

■ минимальное значение "нулевого ослабления" A0 – ослабление, когда все каскады аттенюатора выключены.

■ Рабочий диапазон частот ΔF – максимально широкий.

■ Инвариантность изменения фазы аттенюатора $\mathrm{Inv}(\Delta\varphi_{\text{атт}})$ относительно всех его возможных состояний ослаблений An.

■ Мощность $P_{\text{вх атт}}$ максимальная.

Проектирование

Для разработки сложной схемы, включающей несколько десятков ключей, удобно использовать модель ключа в состояниях "On" и "Off" в виде RLC эквивалентной схемы (рис. 3) с параметрическими зависимостями элементов RLC от геометрических размеров и конструкционных параметров, таких как: n – количество встречных пальцев, w – ширина пальца, s – зазор между пальцами, l – длина пальца.

Структурная схема аттенюатора

Схема ступенчатого аттенюатора (рис. 4) предполагает наличие k каскадов, каждый из которых переключается в соответствии с поданным не него управляющим сигналом C_k между состоянием "без ослабления" или "Off" и состоянием "с ослаблением" или "On". Переключение осуществляется синфазно ключами SPDT K_{ik} по входу и K_{ok} по выходу каскада.

Блоки a_k, отвечающие за ослабления каскадов аттенюатора, могут представлять собой резистивные секции (рис. 5) типа "Т", "П" или "М" (мостовые).

"М" тип не удобен для применения в СВЧ ИС в силу излишней схемной сложности. В табл. 1 показаны расчетные значения резисторов в "Т" и "П" схемах, для разных уровней ослаблений и согласованных с 50 Ом нагрузками по входу и выходу. "Т" тип требует экстремально низких значений Rs для ослабления $L = 1$ дБ и Rp для $L = 32$ дБ, что может быть проблемой при производстве, в виду большой относительной величины разброса номинала. Поэтому для ослаблений A = 4, 8, 16 удобнее использовать "Т" тип аттенюатора. А для ослаблений A = 1, 2, 32 удобней использовать "П" тип.

Конструкция ключей K_{ik} и K_{ok} определяется величиной необходимой развязки каналов a_k.

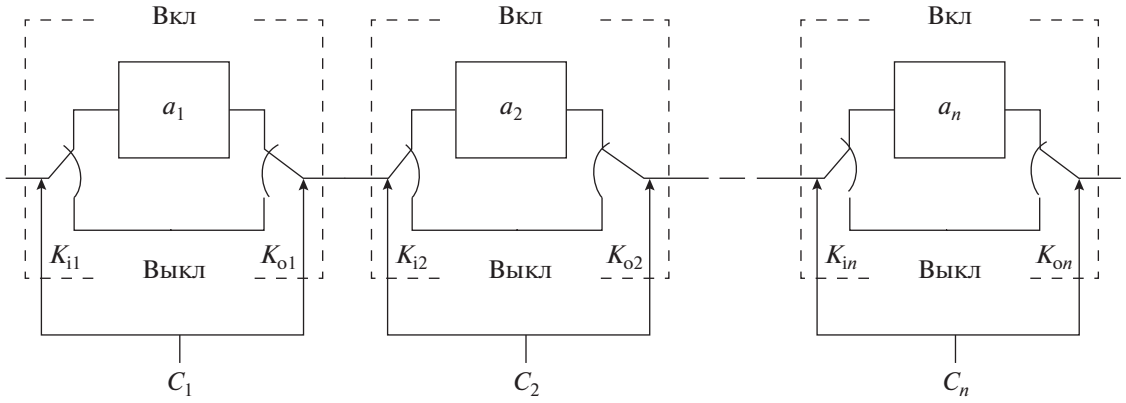

Рис. 4. Схема ступенчатого аттенюатора.

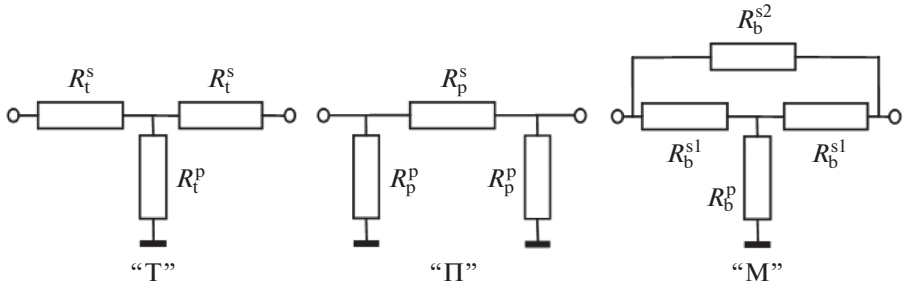

Рис. 5. Резистивные секции.

Как было отмечено, изменение фазового сдвига или группового времени запаздывания обусловлено влиянием паразитных реактивностей элементов, поэтому для уменьшения паразитных реактивностей элементов использовались дополнительные цепи коррекции реактивностей.

На рис. 6 показан худший случай сложения сигнала по каналу ослабления и по нулевому каналу. В этом случае фаза на выходе отличается от входа на максимальную величину φ.

В табл. 2 представлены результаты расчета необходимой развязки плеч для заданного минимального значения φ. Развязка β рассчитывается по формуле:

$$\beta = 20\log_{10}\left(10^{\frac{\alpha}{20}}\right)\mathrm{tg}\varphi, \quad (1)$$

где α – ослабление аттенюатора, φ – максимально допустимая фаза.

В общем виде схема SPDT ключа на входе и выходе каскада аттенюатора показана на рис. 7. Количество N последовательных (K_{sN}) и параллельных (K_{pN}) ключей, а также их параметры, зависят от требуемого значения развязки β (табл. 2). Использование RLC (*l*, *w*, *s*, *n*) SPDT модели позволяет провести синтез SPDT ключей на входе и выходе каскада аттенюатора. Для упрощения решения примем следующие допущения:

- Вход и выход ($SPDT_{in}$ и $SPDT_{out}$) идентичны.

Таблица 1. Расчетные значения резисторов Т и П секций аттенюатора

А, дБ	“Т” АТТ		“П” АТТ	
	Rs, Ом	Rp = Ом	Rs, Ом	Rp = Ом
1	2.88	433.34	5.77	869.55
2	5.73	215.24	11.61	463.21
4	11.31	104.83	23.85	220.97
8	21.53	47.31	52.84	116.14
16	36.32	16.36	153.78	68.43
32	47.55	2.51	994.64	52.58

Таблица 2. Соотношение ослабления каскада “α” в состоянии “включено” и необходимой величины развязки “β” в состоянии “выключено” для обеспечения минимального паразитного фазового набега “φ”

α, дБ	φ, град	β, дБ
–32	1	–67.16
–16	1	–51.16
–32	2	–61.1
–16	2	–45.13
–32	5	–53.16
–16	5	–37.16
–32	10	–47.07
–16	10	–31.07

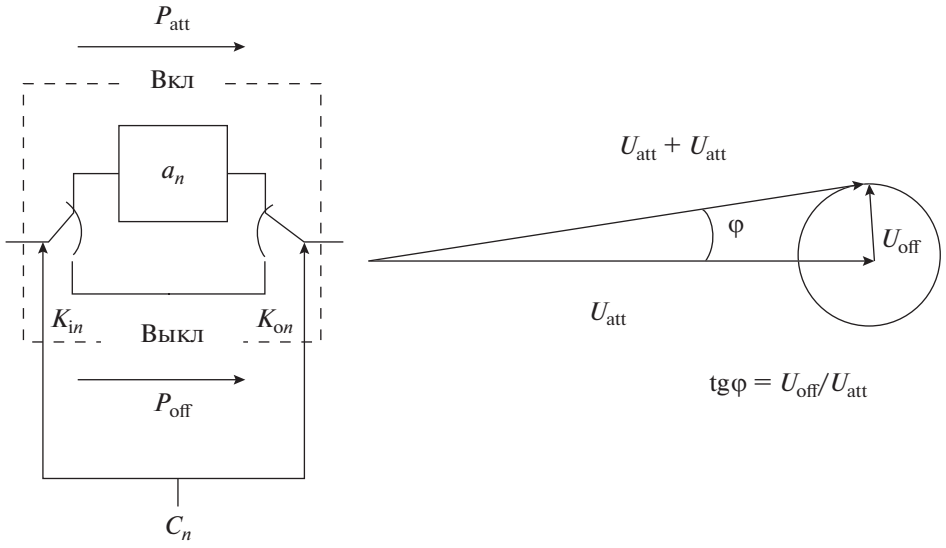

Рис. 6. Худший случай сложение сигнала по каналу ослабления и не окончательно подавленного сигнала по опорному выключенному каналу приводит к добавлению неконтролируемой фазы на выходе каскада на неопределенной частоте.

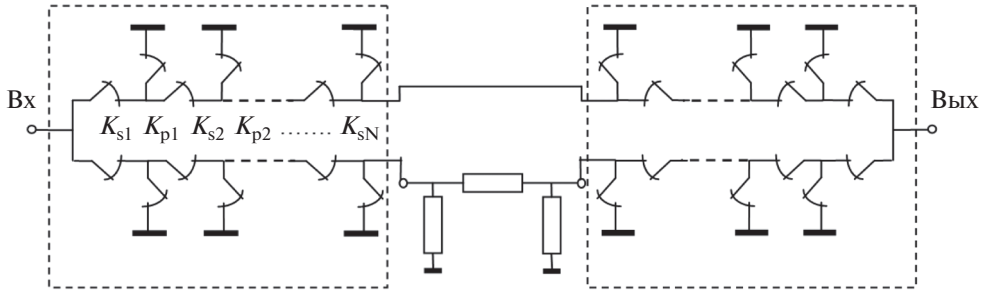

Рис. 7. Схема каскада аттенюатора с SPDT ключами на входе и выходе.

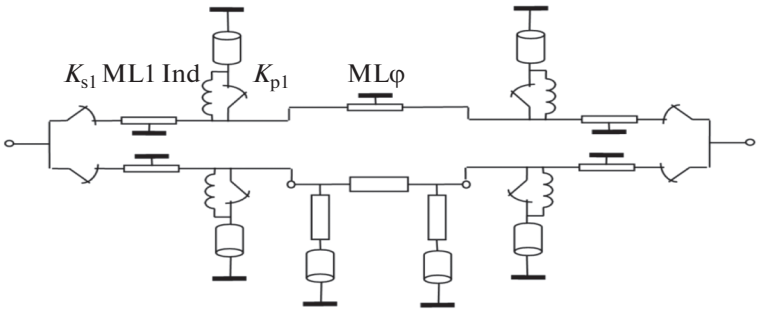

Рис. 8. Практическая схема каскада аттенюатора.

• Количество ключей в плече SPDT равно двум, что обусловлено технологией и требованием к минимальной величине нулевого ослабления.

Отметим, что вместе с требованием по развязке каналов, одновременно необходимо, чтобы потери в состоянии “On” были минимальные.

Проведенный синтез ключей позволил получить параметры l, w, s, n для последовательных и параллельных ключей. Одновременно было установлено, что $SPDT_{in/out}$, состоящий из плеч с одним последовательным и одним параллельным ключом, исходя из технологии HFET GaN 2 DEG channel с удельным сопротивлением 300 Ом/кв, w = 2mic, s = 2mic, позволяют достичь развязки плеч для каскада 16 дБ с фазовым сдвигом не более 2 град. Потери в состоянии “выключено” не более 1.0 дБ. Поэтому на следующем этапе синтеза каскада аттенюатора проводился анализ схемы рис. 8 и определялись следующие элементы:

• ML1 – длина линии между последовательным и параллельным ключом;

• Ind – индуктивность параллельную ключу Kp1, необходимую для компенсации емкости

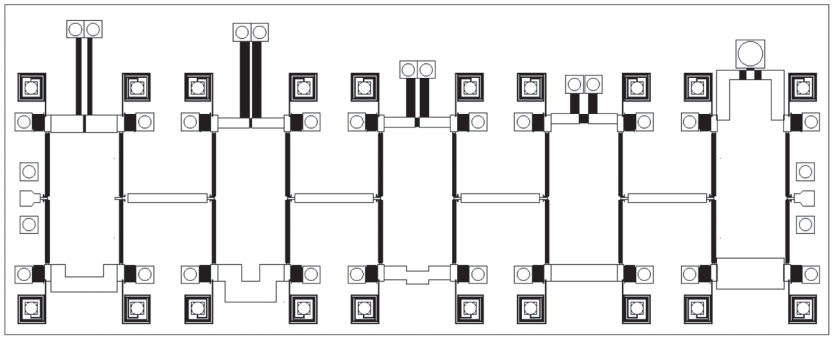

Рис. 9. Топология аттенюатора.

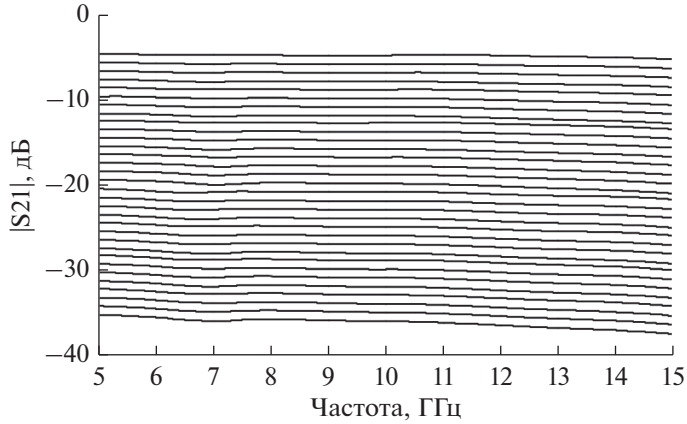

Рис. 10. График всех состояний ослабления S21 5-каскадного аттенюатора.

разомкнутого ключа для улучшения потерь и рабочей полосы плеча SPDT в состоянии “On”;

• MLφ – длину линии в нулевом плече отвечающую за компенсацию фазы при переключении аттенюатора.

Оптимизация элементов ML1, Ind и MLφ проводилась с учетом влияния индуктивности заземляющих отверстий при толщине подложки Al_2O_3 200 мкм.

Анализ каскада аттенюатора с ослаблением L = 16 дБ представленный эквивалентными элементами и проведенный при помощи “NI “Microwave Office” с последующей оптимизацией показал, что достигаются следующие характеристики:

• рабочая полоса $\Delta F = 5–15$ ГГц,

• ослабление аттенюатора $L_{att} = 17 \pm 0.2$ дБ,

• ослабление по “нулевому каналу” $L_0 = 1.0 \pm \pm 0.2$ дБ,

• максимальная разность фаз при переключении каналов $\Delta\varphi \le 2°$.

Оптимизируемые элементы:

Длина ML 10 мкм

Ind = 1.5 nH – зависит от параметров параллельного ключа.

Длина MLφ уточняется при электромагнитном моделировании физической топологии каскада.

Расчет допустимой мощности, подаваемой на аттенюатор

Максимальная рабочая мощность аттенюатора зависит от возможности рассеяния тепла в СВЧ МИС.

• Рассеяние мощности в резисторах, составляющих секцию аттенюатора. Наиболее критические каскады a_{32} и a_{16}. При предположении, что “нулевые” потери в каждом каскаде равны $L_k = 1$ дБ, то пять каскадов дают $\sum^5 L_k = 5$ дБ. Следовательно, максимальная мощность аттенюатора равна $P_{att_max} = P_{a32_max} \times 3$, если этот каскад разместить последним.

$$P_{a32_max} = \frac{g_n (t_1 - t_0) L}{h}, \qquad (2)$$

где $g_n = 0.01 \left[\frac{W}{C_{grad}}\right]$ удельная тепловая проводимость резистора; $(t_1 - t_0)$ $[C_{grad}]$ – температура перегрева резистора; L [мм] – периметр резистора; h [мм] – толщина подложки.

При размере резистора R_p 0.1 × 0.1 мм, толщине GaN подложки $h = 0.2$ мм и перегреве 25°C получаем $P_{a32_max} = 0.5$ В непрерывной мощности. Тогда получаем $P_{att_max} = 1.5$ В непрерывной мощности. В случае импульсной модуляции и им-

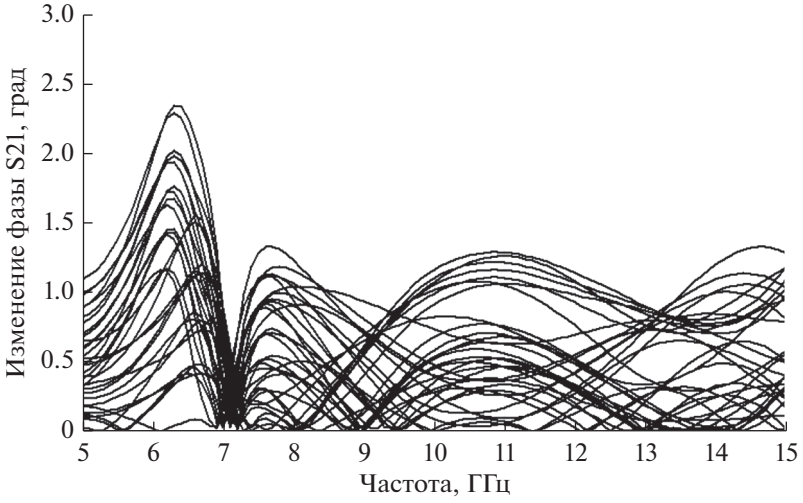

Рис. 11. График всех состояний изменения фазы S21 по отношению к начальному значению 5-каскадного аттенюатора.

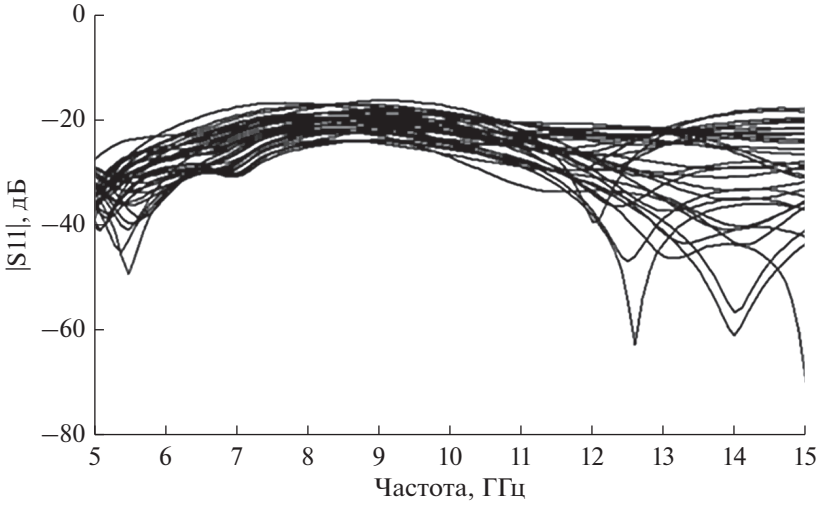

Рис. 12. График всех состояний обратных потерь S11 5-каскадного аттенюатора.

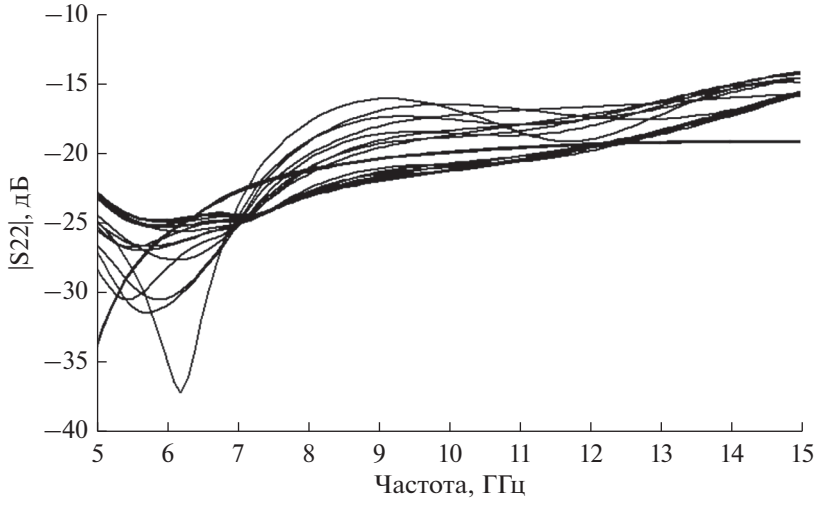

Рис. 13. График всех состояний обратных потерь S22 5-каскадного аттенюатора.

пульсах (Ти ≤ 100 мкс) максимальная мощность возрастает в пропорционально скважности.

• Рассеяние мощности в ключах, составляющих SPDT секцию. Наиболее критические элементы в SPDT – последовательные ключи в состоянии "включено". Моделирование аттенюатора привело к следующим размерам последовательного ключа:

Тип ключа – трехэлектродный многозатворный

L (длина) = 350 мкм, получено в результате моделирования

W (ширина) = 2 ммк, задано топологией

S (зазор) = 2 мкм, задано топологией

ρ (удельное сопротивление) = 300 Ом/кв

n_g (количество затворов) = 2.

Получаем величину эквивалентного резистора R_e

$$R_e = \frac{\rho(2W + S)\times 1.5}{Ln_g} = 5 \text{ Ом}, \quad (3)$$

что соответствует потерям мощности $L = -0.4$ дБ. Размер резистора 0.35 × 0.01 мм, толщина GaN подложки $h = 0.2$ мм и перегрев 25°C получаем в соответствии формулой (2), максимальная мощность рассеянья в ключе $P_{\text{max switch}} = 0.875$ Вт непрерывной мощности.

С учетом потерь в нем –0.4 дБ, максимальная непрерывная мощность на входе ключа:

$$P_{\text{maxin}} = \frac{P_{\text{max switch}}}{1 - 10^{L/10}} = 9.9 \text{ Вт}. \quad (4)$$

Таким образом, "слабым местом" с точки зрения максимальной рабочей мощности являются резисторы с $R \approx 50 \pm 10\%$ Ом.

Результаты проектирования аттенюатора

В соответствии с подходом, показанным на рис. 4 и 8, разработана топология 5-каскадного аттенюатора с ступенчаты ослаблением с шагом 1 дБ с диапазоном ослаблений 0–31 дБ с начальным ослаблением 5 дБ. Топология аттенюатора показана на рис. 9.

На рис. 10, 11, 12, 13 приведены расчетные АЧХ и ФЧХ аттенюатора в полосе частот 5–15 ГГц.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана топология МИС СВЧ 5-ти разрядного аттенюатора для частотного диапазона 5–15 ГГц на AlGaN/GaN гетероструктурах. Ее реализация возможна по новой технологии с формированием слоя high-k диэлектрика нанометровой толщины на поверхности AlGaN-структуры и изготовлением контактов с емкостной связью. Аттенюатор обеспечивает ослабление 1, 2, 4, 8 и 16 дБ в полосе частот от 5 до 15 ГГц и управление амплитудой сигнала в диапазоне 0–31 дБ с шагом 1 дБ, начальные потери до 5 дБ. Размер кристалла 2 × 5 мм. Технологический маршрут изготовления МИС СВЧ с проектными нормами 2 мкм позволяет использовать оптическую литографию, не предусматривает формирование барьера Шоттки и омических контактов, а также в цепи управления используется напряжение вместо постоянного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Белолипецкий А.В., Борисов О.В., Колковский Ю.В., Легай Г.В., Миннебаев В.М., Редька Ал.В., Редька Ан.В.* Антенный электронный блок для спутниковой АФАР X-диапазона // Электронная техника. Серия 2: Полупроводниковые приборы. 2017. № 3(246). С. 15–25.
2. *Стукач О.В.* Условие минимальной зависимости фазового сдвига от амплитудно-частотной характеристики в устройствах с переменными состояниями // Известия Томского политехнического университета. 2005. Т. 308. № 4. С. 157–160.
3. *Авдоченко Б.И.* Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства. Томск: ТУСУР. 2007.
4. Веб-ресурс: https://www.qorvo.com/products/control-products/attenuators
5. *Васильев А.Г., Глыбин А.А., Иванов К.А., Колковский Ю.В., Мещерякова К.С., Миннебаев В.М.* Твердотельный нитридгаллиевый 500-ваттный импульсный усилитель мощности X-диапазона // Электронная техника. Серия 2: Полупроводниковые приборы. 2011. № 1(226). С. 83–88.
6. *Груздов В.В., Колковский Ю.В., Миннебаев В.М.* Электронные блоки на основе AlGaN/GaN/SiC СВЧ-гетеротранзисторов для космических систем // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2016. № 12-2. С. 201–208.
7. *Гнатюк Д.Л., Федоров Ю.В. и др.* Опыт проектирования СВЧ МИС миллиметрового диапазона длин волн в ИСВЧПЭ РАН // Материалы научной конф. "Пульсар-2015". С. 129–130.
8. *Тимошенко А.Г., Белоусов Е.О., Моленкамп К.М.* Особенности проектирования и изготовления МИС СВЧ GaN фазовращателей // Национальный исследовательский университет "МИЭТ". М.: ИППМ РАН, октябрь 2016.
9. *Simin G. et al.* High-Power RF Switching Using III-Nitride Metal–Oxide–Semiconductor Heterojunction Capacitors // IEEE ELECTRON DEV. LETT. 2005. V. 26. № 2.
10. *Simin G. et al.* III-nitride transistors with capacitively coupled contacts // APP. PHYS. LETTERS. 2006. P. 89.
11. *Adonin A.S., Evgrafov A.Yu., Minnebaev V.M., Perevezentsev A.V., Chernyh A.V., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V.* Microwave C^3HFET AlGaN/GaN Switch Utilizing Contacts with Capacitive Coupling // 25th Int. Crimean conference "CriMiCo'2015" Conference proceedings. 2015. V. 2. P. 1244–1246.
12. *Adonin A.S., Evgrafov A.Yu., Minnebaev V.M., Ivashchenko N.G., Myakon'kikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V.* Electromagnetic Modeling, Technology, and Production of Microwave C3MOSHFET Switches on AlGaN/GaN Heterostructures // Russian Microelectronics, 2017. V. 46. № 6. P. 390–395., Ltd., 2017.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 236–240

МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 621.382

ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПСЕВДОДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВЫХОДОМ

© 2021 г. Э. В. Аткин[a], В. В. Шумихин[a, *]

[a]Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ, Каширское шоссе, 31, Москва, 115409 Россия

*****E-mail: vvshumikhin@mephi.ru*

Поступила в редакцию 06.07.2020 г.
После доработки 24.08.2020 г.
Принята к публикации 14.10.2020 г.

Приводятся результаты проектирования схемы зарядочувствительного усилителя (**ЗЧУ**) с псевдодифференциальным выходом. ЗЧУ предназначен для работы с сигналами обеих полярностей в динамическом диапазоне до 100 фКл и паразитными емкостями детектора до 100 пФ. Для формирования псевдодифференциального сигнала был использован фильтр низких частот первого порядка, имеющий граничную частоту на уровне нескольких герц. ЗЧУ разработан по КМОП-технологии с проектной нормой 180 нм.

DOI: 10.31857/S0544126921020034

ВВЕДЕНИЕ

Зарядочувствительные усилители предназначены для преобразования токового детекторного сигнала в напряжение и традиционно имеют недифференциальный вход и выход. Это связано с тем, что большинство современных детекторов частиц предполагают однофазное (в англ. single-ended) считывание сигнала [1]. В то же время, усложнение считывающей специализированной микроэлектроники, использование современных субмикронных технологий приводит к увеличению влияния помех и паразитных сигналов как на работу зарядочувствительного усилителя, так и всего аналогового канала. Как правило, аналоговый канал в современной многоканальной микросхеме считывания содержит ЗЧУ, усилитель-формирователь (**УФ**) и аналого-цифровой преобразователь (**АЦП**). Для уменьшения помех и паразитных сигналов структура аналогового канала должна быть дифференциальной.

Для преобразования однофазного детекторного сигнала в дифференциальный, обычно используется балансная схема ЗЧУ или следующего за ним УФ, если преобразование сигнала производится после первого каскада усилителя формирователя (УФ1). В таком случае усилитель-формирователь должен быть как минимум двухкаскадным (УФ1, УФ2) (см. рис. 1). При этом балансная схема должна полностью повторять схему ЗЧУ или УФ и как следствие занимает существенную площадь на кристалле.

В статье описывается схема формирования балансного сигнала на выходе ЗЧУ за счет использования фильтра низких частот. Фильтр построен на основе однотранзисторного эквивалентного высокоомного сопротивления (построенного по схеме МОП-БТ псевдорезистора [2–4]) и конденсатора, в качестве которого использована подзатворная емкость МОП транзистора. Использование такой структуры фильтра позволило умень-

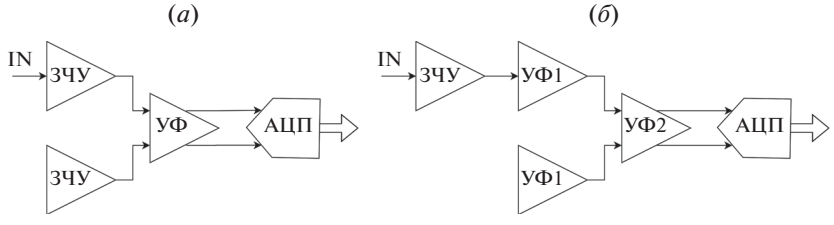

Рис. 1. Структура канала с балансным ЗЧУ (*а*), с балансным УФ (*б*).

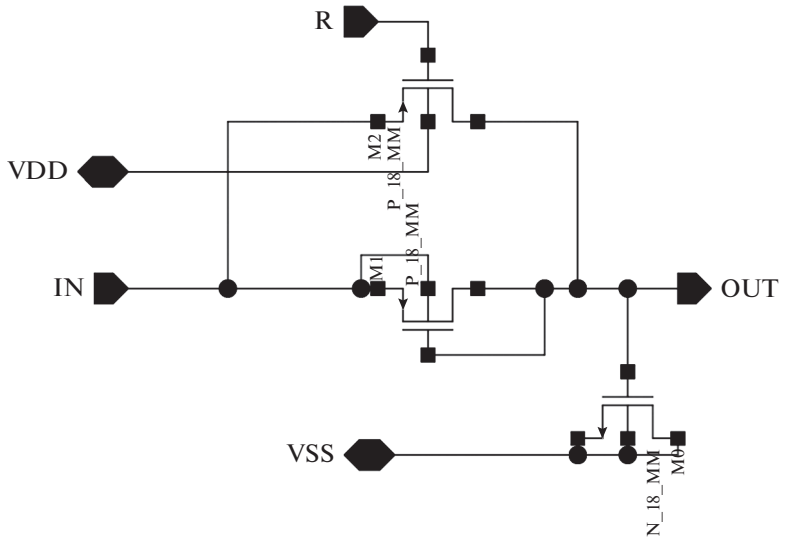

Рис. 2. Фильтр нижних частот.

шить как площадь, занимаемую на кристалле, так и потребляемую мощность канала.

Схема ЗЧУ с псевдодифференциальным выходом разработана по КМОП технологии с проектной нормой 180 нм компании UMC и апробирована при проектировании аналогового канала микросхемы считывания сигналов газовых лавинных (GEM) детекторов.

ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

Для создания псевдодифференциального выходного сигнала на выходе ЗЧУ был использован фильтр нижних частот (**ФНЧ**) с полосой пропускания около 1 Гц. ФНЧ значительно ослабляет (подавляет) переменный сигнал от ЗЧУ, пропуская фактически только его постоянную составляющую. Для создания узкой полосы пропускания был использован псевдорезистор, построенный на транзисторе M1 (см. рис. 2) и конденсатор на транзисторе M0. Дополнительный транзистор M2 предназначен для регулировки и/или отключения фильтра.

Емкость конденсатора фильтра была выбрана величиной 4.15 пФ. Она была реализована в виде подзатворной емкости транзистора M0, имеющего топологический размер 29 × 20 мкм. MIM (метал-диэлектрик-метал) конденсатор такого номинала занимал бы в 7.3 раза большую площадь на кристалле.

Псевдорезистор реализован на *p*-канальном МОП транзисторе, работающем в подпороговой области. Вольт-амперная характеристика псевдорезистора показана в двух масштабах соответственно на рис. 3. Так как амплитуда на выходе усилителя ограничена, и не превышает ±200 мВ, то напряжение $U_{си}$ псевдорезистора также не превышает это значение. Таким образом в схеме ЗЧУ псевдорезистор всегда работает в диапазоне, показанном на рис. 3*б*. Для этого диапазона эквивалентное сопротивление псевдорезистора сохраняется в гигаомном диапазоне. Нелинейность характеристики псевдорезистора не является недостатком фильтра, так как цель его использования – полное подавление сигнала. В тоже время экспоненциальное возрастание тока при большом $U_{си}$, позволяет фильтру быстрее выйти на режим при включении питания, за счет более быстрой зарядки емкости.

В зависимости от соотношения потенциалов на входном ($U_{вх}$) и выходном ($U_{вых}$) выводе псевдорезистора на его вольтамперной характеристике (рис. 3*а*) можно выделить две основные области. При $U_{вх} < U_{вых}$ псевдорезистор работает в подпороговой области формирующего его длинноканального *p*-МОП транзистора. При этом в зависимости от длины канала этого транзистора (на рис. 3*а* и 3*б*, для примера отражены результаты параметрического анализа для L = 1, 5 и 10 мкм) возможна минимизация протекающего тока между областями стока и истока ценой увеличения величины длины канала L. В рассматриваемой схеме ЗЧУ длина канала выбрана L = 5 мкм. При этом как видно из рис. 3*б*, в типовом рабочем диапазоне сигналов ЗЧУ до –200 мВ подпороговый ток не превышает величину 10 пА. Эквивалентное динамическое сопротивление псевдорезистора не опускается ниже 4 ГОм.

При $U_{вх} > U_{вых}$ протекание тока через псевдорезистор определяется паразитным (конструктивным) *pn*-переходом (диодом) между истоком *p*-МОП транзистора (область типа *p*+) и карма-

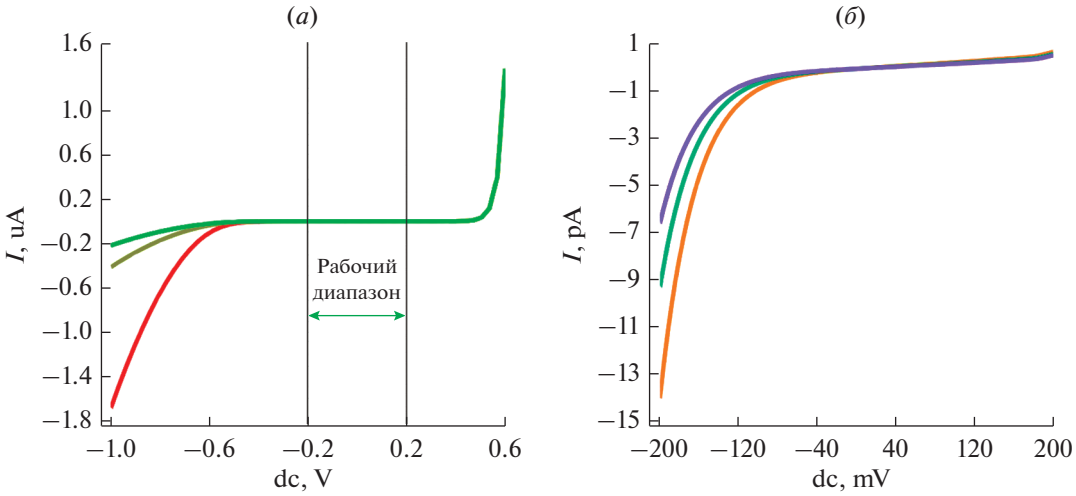

Рис. 3. Вольт-амперная характеристика псевдорезистора.

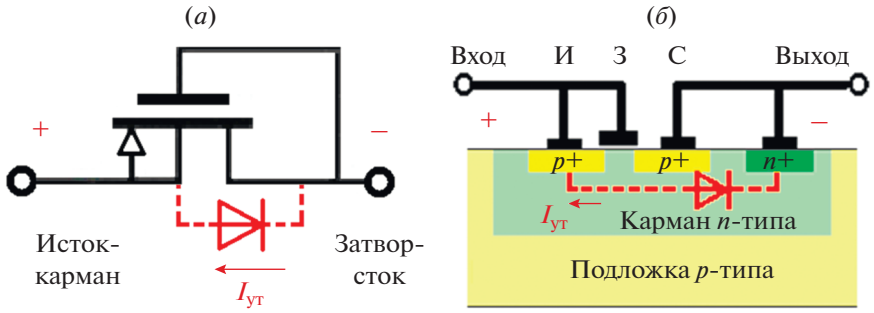

Рис. 4. Схемотехническое (*а*) и топологическое (*б*) представление псевдорезистора.

ном *n*-типа. Схемотехническое и топологическое представление псевдорезистора в этой области представлено на рис. 4. При этом ток $I_{ут}$, несмотря на экспоненциальную зависимость диодной характеристики, в рабочем диапазоне до +200 мВ не превышает значение в 1 пА, тем самым сохраняя проходное сопротивление псевдорезистора не ниже 1 ТОм.

Для использованной КМОП технологии с проектной нормой 180 нм ток утечки между карманом n-типа и подложкой *p*-типа составляет величину 1.8 пА при обратном смещении около 900 мВ (величина режимного потенциала на выводах псевдорезистора). В процессе работы ЗЧУ данный ток не протекает через псевдорезистор и не создает паразитного потенциального смещения между его выходами. Полученная амплитудно-частотная характеристика фильтра показана на рис. 5.

СХЕМА ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Схема ЗЧУ показана на рис. 6. Для упрощения на ней не показаны опорные источники величиной 600 и 900 мВ. ЗЧУ построен по схеме телескопического каскада с дополнительным (boosting) усилителем на транзисторах M0, M3 и M6. Дополнительный усилитель позволяет увеличить выходное сопротивление каскада и поднять выходное сопротивление в высокоомной точке (на стоке

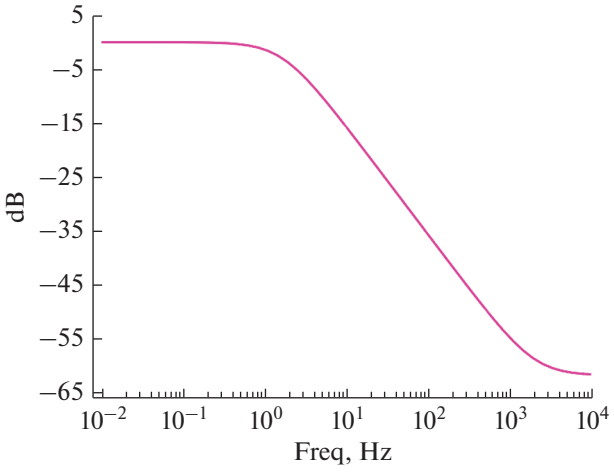

Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ.

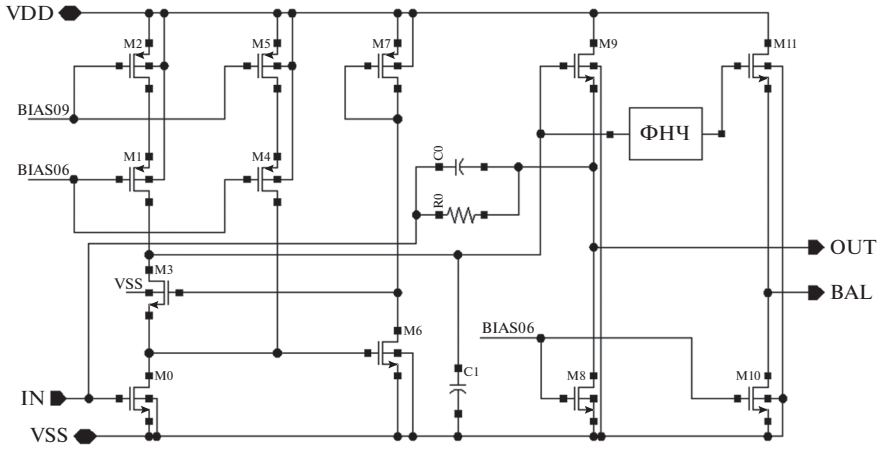

Рис. 6. Схема ЗЧУ.

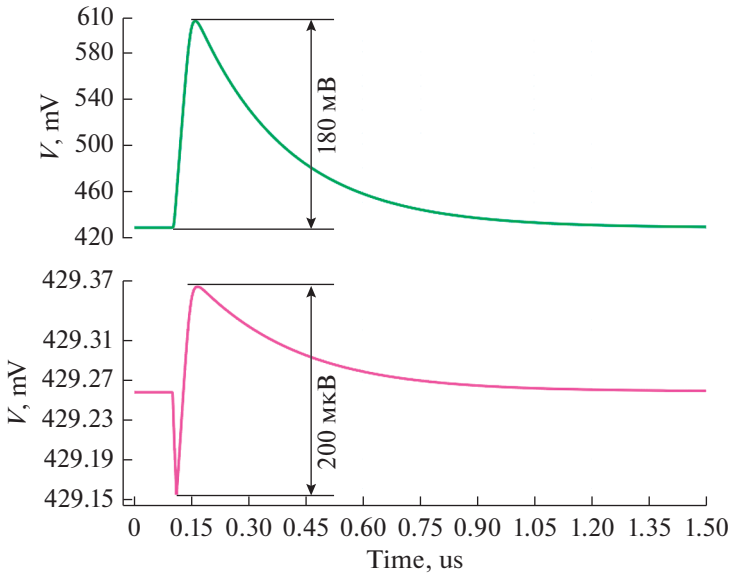

Рис. 7. Отклик ЗЧУ: сигнальный выход (сверху), балансный (снизу).

n-канального МОП транзистора M3) до 5.4 МОм. Источник тока на транзисторах M4 и M5 позволяет увеличить ток, протекающий через входной транзистор M0 и поднять усиление каскада за счет увеличения крутизны головного транзистора M0.

Для минимизации шума ЗЧУ при ограниченной потребляемой мощности, режим работы входного *n*-канального транзистора M0 выбран таким образом, чтобы он работал в области умеренной инверсии [5, 6]. Эквивалентная ширина канала транзистора составляет 3 мм, длина 300 нм. При этом длина канала выбрана не минимальной с целью минимизации коротко-канальных эффектов и оптимизации шума. Ток, протекающий через входной транзистор равен 1.5 мА. Крутизна входного транзистора составляет ~3 мА/В. Режимный потенциал на затворе входного транзистора M0 установлен на уровне 430 мВ. С учетом выходного повторителя напряжения, имеющего коэффициент передачи 0.87 общий коэффициент усиления по напряжению ЗЧУ без обратной связи составляет около 80 дБ.

ЗЧУ рассчитан на работу с сигналами обеих полярностей амплитудой не более 100 фКл, и для обеспечения линейности при выбранном режимном потенциале, коэффициент усиления установлен на уровне 2 мВ/фКл (емкость обратной связи 500 фФ). Резистор в обратной связи был выбран 500 кОм, исходя из необходимой постоянной времени разрядки емкости обратной связи.

Для формирования псевдодифференциального выхода, к выходному повторителю M8, M9 подключен описанный фильтр нижних частот. Балансный выход организован с помощью повтори-

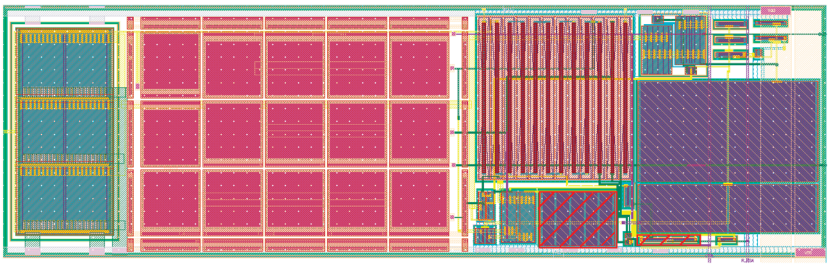

Рис. 8. Топология ЗЧУ.

теля на транзисторах M10, M11, эквивалентного выходному повторителю на M8, M9. Таким образом, на балансном выходе усилителя формируется опорный сигнал, равный режимному напряжению на сигнальном выходе. На рис. 7 приведены результаты моделирования ЗЧУ При амплитуде на выходе ЗЧУ 180 мВ, размах сигнала на балансном выходе не превышает 200 мкВ, то есть паразитный пролаз составляет около 0.11% от амплитуды сигнала. Интегральный шум на псевдодифференциальном выходе ЗЧУ составляет при нулевой детекторной емкости 130 мкВ и дополнительно увеличивается на 2.7 мкВ/пФ. Топология блока ЗЧУ показана на рис. 8. Размер топологии составляет 320 × 100 мкм. Элементы фильтра заштрихованы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проектирования зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ) с псевдодифференциальным выходом показали возможность его использования на входе дифференциальных аналоговых трактов обработки детекторных сигналов. Для создания псевдодифференциального выхода зарядочувствительного усилителя использован ФНЧ с полосой пропускания 1 Гц, построенный на псевдорезисторе. Представленные результаты моделирования схем и разработанная топология ФНЧ и ЗЧУ получены с использованием технологических библиотек КМОП технологии с проектной нормой 180 нм, но в виду универсальности могут быть обобщены для более современных технологий.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 18-79-10259.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Rivetti A.* CMOS: front-end electronics for radiation sensors,Boca Raton, FL : CRC Press 2015. P. 500.
2. *Harrison R.R., Charles C.* A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications // IEEE J. Solid-State Circuits. 2003. V. 38. № 6. P. 958–965.
3. *Wang S. et al.* Leakage compensation scheme for ultra-high-resistance pseudo-resistors in neural amplifiers // Electronics Letters. 2018. V. 54. № 5. P. 270–272.
4. *Vlassis S., Khateb F.* Automatic tuning circuit for bulk-controlled subthreshold MOS resistors // Electronics Letters. 2014.V. 50. № 6. P. 432–434.
5. *Аткин Э.В., Шумихин В.В.* Методика оптимизации потребляемой мощности зарядочувствительного усилителя // ПТЭ. 2015. № 3. С. 56–60.
6. *Enz C., Vittoz E.* Charge-based MOS Transistor Modeling: the EKV model for low-power and RF IC design. Wiley 2006, p. 328.