TATO- & MERPOGENCIEMERS

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И ПРИКЛАДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Журнал выпускается при научно-методическом руководстве Отделения нанотехнологий и информационных технологий Российской академии наук

Журнал включен в перечень научных и научно-технических изданий ВАК России и в систему Российского индекса научного цитирования

Главный редактор Мальцев П. П.

Зам. гл. редактора Лучинин В. В.

Редакционный совет: Аристов В. В. Асеев А. Л. Волчихин В. И. Гапонов С. В. Захаревич В. Г. Каляев И. А. Квардаков В. В. Климов Д. М. Ковальчук М. В. Нарайкин О. С. Никитов С A. Сауров А. Н. Серебряников С. В. Сигов А. С. Стриханов М. Н. Чаплыгин Ю. А. Шахнов В. А. Шевченко В. Я

Редакционная коллегия:

Абрамов И. И. Андриевский Р. А. Антонов Б. И. Арсентьева И. П. Астахов М. В. Быков В. А. Горнев Е. С. Градецкий В. Г. Гурович Б. А. Кальнов В. А. Карякин А. А Колобов Ю. Р. Кузин А. Ю. Мокров Е. А. Норенков И. П. Панич А. Е. Панфилов Ю. В. Петросянц К. О. Петрунин В. Ф. Путилов А. В. Пятышев Е. Н Сухопаров А. И. Телец В. А. Тимошенков С. П. Тодуа П. А. Шубарев В. А. Отв. секретарь

Лысенко А. В.

Редакция:

Григорин-Рябова Е. В. Чугунова А. В. **Учредитель:**

Учреднисля: Издательство "Новые технологии"

материаловедческие	И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ
Прищепов С. К., Власкип И водства феррозондовых дат	К. И. Интегральные и гибридные технологии произ- чиков
Лу Пин, Горбатенко Ю. А.,	Семенистая Т. В., Воробьев Е. В., Королев А. Н. Получе-
и серебросодержащего поли Тополов В. Ю., Филиппов	акрилонитрила и определение их характеристик
керамики	
ЭЛЕМЕНТЫ МНСТ	
Васильев В. А., Громков Н. I нано- и микроэлектромехани Мухуров Н. И., Ефремов Г мирования упругих элемент	3. Датчики давления с частотным выходом на основе ических систем, устойчивые к воздействию температур . И., Жвавый С. П. Эффект предварительного дефор- гов электростатических микрореле. Часть 2. Деформи-
рованные держатели Белкин М. Е., Лопарев А. I	
рование, исследование спер	ктральных и шумовых характеристик
СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛ. Мальцев П. П., Матвеенко Обзор реализаций встроенни	ПЕ О. В., Гнатюк Д. Л., Лисицкий А. П., Федоров Ю. В. ых антенн диапазона 5 ГГц с излучателем-монополем.
ПРИМЕНЕНИЕ МНСТ	
Тимошенков С. П., Анчутин Разработка системы началь микромеханических акселе	С. А., Морозова Е. С., Головань А. С., Шилов В. Ф. ной выставки углового положения объекта на базе рометров
МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТ	РОНИКА
Леонтьев В. Л., Михайлов мов, основанном на ортого	И. С. О построении потенциала взаимодействия ато- нальных финитных функциях
ИНФОРМАЦИЯ	
О повышении эффективнос дустрии	ти использования объектов инфраструктуры наноин-
НОВОСТИ ФИАН	
Contents	
Аннотации на русском и а в свободном доступе на сан библиотеки (http://elibrary.ru) сайте жирнала: с 1999 г. по 200	нглийском языках с 1999 г. по настоящее время находят йтах журнала (http://novtex.ru/nmst/) и научной электронн). Электронные версии полнотекстовых статей расположены 3 г. в разлеле "ПОИСК СТАТЕЙ", а с 2004 г. — в разлеле "АРХИІ

© Издательство "Новые технологии", "Нано- и микросистемная техника", 2011

• в редакции журнала (тел./факс: (499) 269-55-10)

Материаловедческие и технологические основы МНСТ

УДК 681.586.782

С. К. Прищепов, канд. тех. наук, доц., e-mail: prischep@ufanet.ru, К. И. Власкин, мл. науч. сотр., e-mail: ugatu_iit@mail.ru, Уфимский государственный авиационный технический университет

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ И ГИБРИДНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ФЕРРОЗОНДОВЫХ ДАТЧИКОВ

Поступила в редакцию 05.05.2011

Рассмотрены методы минимизации основной погрешности направленности дифференциальных феррозондов углового смещения физической оси чувствительности относительно геометрической. Определены принципы совмещения обмоток и магнитопроводов феррозондов для выполнения прецизионных чувствительных элементов модульного типа. Представлены особенности гибридных и интегральных технологий изготовления феррозондовых датчиков.

Ключевые слова: дифференциальные феррозонды, диаграмма направленности датчика, электромагнитная система феррозонда, плоская индуктивность, тонкие магнитные пленки

Ориентирование оси чувствительности (ОЧ) датчика феррозондового типа на базовой поверхности измерительного прибора с высокой степенью точности является проблемой общего характера, так как определяет основную погрешность измерения магнитных величин вне зависимости от характера их воздействия (скалярная, векторная величина магнитного поля, его градиент). Не менее важна стабильность заданного положения ОЧ феррозонда в базовых координатах магнитометра как фактор, определяющий идентичность его характеристик, полученных при метрологической аттестации и достигаемых в условиях стендовых и промышленных испытаний. Причина возрастания погрешностей феррозондовых преобразователей, особенно в экстремальных условиях эксплуатации (вибрации, ударные воздействия до 20g, колебания температуры -50°...+150 °С и т. д.), заключается в угловом смещении физической ОЧ датчика относительно оси геометрической. Такой вид погрешности характерен для феррозондов с кольцевыми и объемными пермаллоевыми стержневыми сердечниками, а также для чувствительных элементов (ЧЭ) на тонких магнитных пленках с многовитковыми обмотками каркасного типа [1].

Существует еще один вид погрешности направленности кольцевых и двухстержневых дифференциальных феррозондов (ДФ) с параллельными полуэлементами, которая обусловлена наличием зазора 2...10 мм между ними. При вращении таких ЧЭ в диапазоне 0°...360° вокруг собственной физической ОЧ, ортогонально которой действует вектор магнитного поля с градиентом порядка 0,5 мкТл/мм, уровни информационного сигнала (второй гармонической U_{2f} составляющей частоты сигнала возбуждения) в положениях 0°; 180° и 90°; 270° различаются на 20...150 % в зависимости от расстояния между полуэлементами.

Кроме того, ДФ с параллельными полуэлементами имеют деформированную диаграмму направленности при плоских угловых перемещениях вокруг собственного центра симметрии в неоднородном магнитном поле [1].

Рассмотренные недостатки устранены применением структуры стержневого дифференциального феррозонда, полуэлементы которого (рис. 1) расположены соосно, что способствует совмещению геометрической оси ЧЭ с физической осью чувствительности датчика. При этом магнитопровод может состоять из двух идентичных стержней или быть общим для полуэлементов ДФ. В качестве магнитопровода целесообразно использовать сердечники с тонкими магнитными пленками, например цилиндрическими, когда магниточувствительный слой пермаллоя осаждается на поверхность бронзового стержня Ø0,1...0,3 мм. Обмотки возбуждения и сигнальная соленоидного типа (витки в один ряд) выполняются бифилярными, что обеспечивает идентичность полуэлементов, а следовательно, высокую степень сбалансированности дифференциального феррозонда (снижение порога чувствительности, компенсация в сигнальной обмотке сигнала U_f частоты возбуждения и т. д.). Обмотки соленоидного типа не имеют каркаса, что позволяет жестко закреплять их в специально профилированном пазу корпуса магнитометра. При этом получается монолитный модуль, сохраняющий метрологическую устойчивость при эксплуатации в условиях разрушающих природных и промышленных воздействий. Кроме того, бескаркасные соленоидные обмотки обладают направляющими свойствами и, совмещая собственную продольную ось с осью симметрии сердечника, образуют физическую ОЧ феррозонда, ориентируя ее параллельно геометрической оси профилирующего паза измерительной платформы магнитометра. Эти свойства особенно важны при создании многокомпонентных модульных структур феррозондовых магнитометров, в которых точность взаимной ориентации комплекса ОЧ определяет принципиальную возможность алгоритмической обработки совокупности информационных сигналов ДФ-компонентов [2].

Представленная технология изготовления ДФ позволяет исключить непроизводительные операции прецизионной механической настройки измерительной системы магнитометра и обеспечивает совмещение геометрической оси стержневого дифференциального феррозонда с его физической ОЧ с точностью не хуже 0,5' [1].

Направляющие свойства профилированного паза и бескаркасных обмоток обеспечили возможность (рис. 1) применения вместо тонких магнитных пленок цилиндрических — плоских магнитных пленок с сохранением показателей точности и других преимуществ ДФ [3]. В настоящее время технологии производства плоских магнитных пленок проще и доступнее, чем цилиндрическая тонкая магнитная пленка, позволяющие при этом улучшить характеристики магнитопроводов ЧЭ. Особенно широко внедряются в производство магниточувствительных датчиков сплавы аморфного железа, которые не уступают традиционно используемому пермаллою по магнитным свойствам и превосходят его по стабильности характеристик в условиях эксплуатации [2].

Применение плоских магнитных пленок (ПМП) из аморфных сплавов в качестве сердечников феррозондов открывает возможность изготовления ЧЭ данного типа по гибридным и перспективу их производства по интегральным технологи-

Рис. 1. Полуэлементы дифференциального феррозонда с тонкими магнитными пленками: ИП — измерительная платформа магнитометра с ортонормированным базисом *ОХҮZ*; Ф — ось чувствительности ДФ; БОВС — бифилярные обмотки возбуждения и сигнала ДФ; ЦТМП — цилиндрическая тонкая магнитная пленка; БС — бронзовый стержень; РНП — ребро направляющего паза; ПМП — плоская магнитная пленка

ям. На рис. 2 (см. четвертую сторону обложки) представлен вариант проекта по серийному производству гибридных дифференциальных феррозондов. Датчик создан по оптимизированной [1] структуре измерительной системы ЧЭ — состоит из полуэлементов (см. рис. 1), расположенных соосно и разнесенных по ОЧ на заданное расстояние, что обеспечивает возможность работы гибридных дифференциальных феррозондов как в режиме полемера, так и градиентомера [4]. Интегральные технологии обеспечивают идентичность обмоток возбуждения и сигнальной обмотки, что решает вопросы совместимости ЧЭ с электронными схемами возбуждения и преобразования информационного сигнала.

Плоские индуктивности обмоток феррозонда (ФЗ), выполненные по интегральным технологиям, имеют меньшую, по сравнению с катушечными, межвитковую емкость. Кроме того, в плоских обмотках ФЗ практически устранен разброс параметров — они соответствуют заданным при проектировании, что важно для снижения порога чувствительности дифференциальных ЧЭ.

Известны зарубежные аналоги гибридных тонкопленочных ФЗ; существуют *MEMS fluxgate sensors*, выполненные полностью по интегральной технологии [5]. Как правило, современные MEMSферрозонды изготавливают на основе замкнутого магнитопровода (рис. 3, см. четвертую сторону обложки), обеспечивающего минимальный уровень собственных шумов ФЗ. Однако переход к нанотехнологиям не освободил интегральные датчики от ряда недостатков.

Топология *MEMS fluxgate sensors* разработана так, что осаждаемые пленки магнитопроводов выполняются, как правило, из магнитомягких материалов. При этом утрачивается возможность оптимизации магнитных свойств сердечника ФЗ: термообработки; формирования оси "легкого перемагничивания" и т. д. Как следствие, повышаются уровни тока (100...300 мА) возбуждения сигналом оптимальной синусоидальной формы [6]. При

> этом значения плотности тока приближаются к предельным, что плохо согласуется с интегральным исполнением обмоток ФЗ и микроразмерами структуры датчика.

> В представленной на рис. 3, δ конструкции *MEMS fluxgate sensor* магнитопровод заполняет лишь незначительную часть площади витка сигнальной обмотки, что приводит обычно к деформации диаграммы направленности дифференциального феррозонда. Данная особенность негативно влияет на работу ФЗ в неоднородном измеряемом поле: не случайно на рис. 3, *а* силовые линии *B*₀ отобра-

- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -

жают ламинарное магнитное воздействие. Проблематично также по рис. 3 определить пространственное положение и плоскостность экваториального сечения дифференциального *MEMS fluxgate sensor*.

В плане минимизации факторов, негативно влияющих на характеристики MEMS fluxgate sensors, авторами разработана методика изготовления стержневых дифференциальных феррозондов, сочетающая преимущества гибридных и интегральных технологий. В основу положена реализация достоинств сертифицированных тонкопленочных аморфных сплавов как магниточувствительной системы ФЗ. При этом достаточно обеспечить идентичность геометрических параметров стержневых сердечников (см. рис. 2, а), которые в совокупности с плоскими интегральными обмотками образуют два полуэлемента ДФ. Данный ФЗ обладает явно выраженной анизотропией формы (соотношение продольных и поперечных размеров), что обеспечивает острую направленность, совмещение геометрической и физической осей чувствительности ФЗ, а следовательно, возможность измерения параметров полей как малого, так и большого градиента. При измерении параметров однородных магнитных полей полуэлементы ФЗ можно располагать, в отличие от рис. 2, параллельно для сокращения размеров датчика.

Плоские обмотки возбуждения и сигнальные обмотки выполнены бифилярными (БОВС), что делает структуру ДФ универсальной и предполагает его использование как в режиме полемера, так и градиентомера. Для переключения режимов достаточно изменить комбинацию связей межобмоточных соединений согласно рис. 3, δ между контактными площадками БОВС полуэлементов по рис. 2, a.

Бифилярное исполнение обмоток приближает площадь сечения витка к площади сечения магнитопровода, что обеспечивает концентрацию потоков БОВС вдоль оси чувствительности ДФ — улучшает метрологические характеристики ЧЭ.

В лабораторных условиях с применением стандартных приборов были получены сравнительные характеристики модульных плоских магнитных пленок феррозондов и гибридных дифференциальных феррозондов. Основополагающие для сравниваемых ДФ данные по чувствительности, отношению сигнал/шум, потребляемой мощности, степени деформации диаграммы направленности оказались соизмеримыми, что позволяет сделать вывод о целесообразности совершенствования гибридных и интегральных технологий производства плоских магнитных пленок феррозондов. Результаты технической реализации Д Φ по методике авторов на уровне ОКР по рис. 2, *б* следующие:

- сила потребляемого тока синусоидальной формы ≥7 мА;
- потребляемая мощность ≥ 3,5 мВт;
- допустимый (без деформации диаграммы направленности) градиент магнитного воздействия 15 нТл/200 мм;
- точность взаимной пространственной ориентации экваториального сечения и оси чувствительности ДФ 0,2';
- длина дифференциального феррозондового датчика 15...30 мм.

Выводы

Основу точности и стабильности метрологических характеристик феррозондовых преобразователей с плоскими магнитными пленками составляют ориентирующие свойства жесткого модуля "профилирующий паз — бескаркасная обмотка" и стержневая магнитная система дифференциального ЧЭ. Необходимым условием оптимизации характеристик ФЗ является применение сертифицированных тонкопленочных магнитопроводов. Сочетание гибридных и интегральных технологий позволяет:

- оптимизировать параметры производства и эксплуатации дифференциальных феррозондов с плоскими магнитными пленками;
- создавать многокомпонентные модульные структуры феррозондовых магнитометров;
- сократить процент отбраковки и стоимость высокоэффективных ЧЭ.

Список литературы

1. Прищепов С. К., Власкин К. И. Определение погрешностей направленности дифференциальных феррозондов // Матер. 8 Международной НТК "ИКИ-2007", АлтГТУ, Барнаул, 2007. С. 83—85.

2. **Прищепов С. К., Кочемасов Ю. Н.** Преобразователи физических величин на основе аморфных сплавов // Матер. VIII Международной НТК "Датчик-96", Гурзуф, 1996. Т. 2. С. 263—265.

3. **Прищепов С. К.** Стержневые феррозонды с плоскими магнитными пленками // Новые методы, технические средства и технологии получения измерительной информации (Матер. всероссийской НТК). Уфа: УГАТУ, 1997. 35 с.

4. Пат. RU № 2252422. Способ измерения тока и устройство для его осуществления // Прищепов С. К. и др. Б. И. № 14. 2005.

5. Lei C., Wang R., Zhou Y., Zhou Z. MEMS micro fluxgate sensors with mutual vertical excitation coils and detection coils // Microsystem Technologies. 2009. Vol. 15, \mathbb{N} 7. P. 969–972.

6. **Dezuari O., Belloy E., Gilbert S. E., Gijs M. A. M.** A new hybrid technology for planar fluxgate sensor fabrication // IEEE Transactions on magnetics. 1999. Vol. 35, \mathbb{N} 4. P. 2111–2117.

Лу Пин, аспирант, **Ю. А. Горбатенко**, магистрант, **Т. В. Семенистая**, канд. хим. наук, доц., е-mail: semenistaya@yandex.ru, **Е. В. Воробьев**, канд. хим. наук, доц., **А. Н. Королев**, д-р тех. наук, проф., зав. каф., Технологический институт "Южного федерального университета", г. Таганрог

ПОЛУЧЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СЕНСОРОВ ГАЗОВ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК ПОЛИАКРИЛОНИТРИЛА И СЕРЕБРОСОДЕРЖАЩЕГО ПОЛИАКРИЛОНИТРИЛА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Поступила в редакцию 23.05.2011

Получены образцы электропроводящих пленок на основе ИК-пиролизованного полиакрилонитрила (ПАН) и серебросодержащего ПАН. Изучены электрические свойства и определены газочувствительные характеристики полученных образцов по отношению к диоксиду азота и хлору. Проведены квантово-химические расчеты комплексов, образованных взаимодействием полимеров ПАН с частицами детектируемых газов — молекулой NO₂ и радикалом [•]Cl.

Ключевые слова: функциональные полимеры, электропроводящие органические полимеры, чувствительный элемент сенсора, квантово-химические расчеты комплексов

Введение

Проблемы мониторинга окружающей среды, контроля экологических параметров и определения микроконцентраций газов обусловливают необходимость совершенствования средств измерения химического состава и параметров газовых сред, синтеза и исследования новых материалов, обладающих высокой селективной чувствительностью к определенному типу молекул, и создания на их основе новых, более эффективных и недорогих измерительных приборов.

Для создания сенсоров газов традиционно используются неорганические материалы, но в последнее время интенсивно исследуются пленки электропроводящих полисопряженных органических полимеров, которые с успехом могут быть применены в качестве газочувствительных элементов сенсоров [1—3]. Одним из основных достоинств сенсоров на основе пленок электропроводящих полисопряженных полимеров является возможность их функционирования при комнатной температуре.

Наиболее изученными являются полиацетилен, полианилин, полипиролл и другие полимеры [4—6]. Получить перечисленные полимеры в высокопроводящем состоянии возможно, например, с помощью допирования или ионного легирования. При этом серьезной проблемой является сохранение стабильности свойств электропроводящих пленок. С этой точки зрения перспективными являются методы лазерного и термического пиролиза органических полимеров.

В настоящей статье рассмотрено влияние технологических параметров процесса формирования полисопряженных структур в тонких слоях полиакрилонитрила (ПАН) под действием некогерентного ИК излучения на свойства материала на основе ПАН. Селективное воздействие излучения на колебательную энергию отдельных групп макромолекулы обусловливает особенности химических превращений ПАН [7, 8]. Исследованы полимерные пленки ПАН и серебросодержащие пленки ПАН.

ПАН является линейным полимером [—CH₂— CH(CN)—]_n. При термообработке ПАН происходит взаимодействие нитрильных групп и циклизация полимера, что проводит к его термостабилизации и увеличению электропроводимости.

В зависимости от интенсивности ИК излучения получаются структуры ПАН с различными значениями электропроводности [9]. Поэтому одной из задач является выбор технологических режимов формирования электропроводящего материала на основе ПАН.

Методика эксперимента

Образцы пленок ПАН и серебросодержащего ПАН получали по модифицированной технологии, отличающейся от ранее предложенной [10] значениями параметров ИК отжига и применением неглубокого вакуума ($8 \cdot 10^{-2}$ мм рт. ст.). Использовали ПАН (Aldrich 181315) марки "х. ч." и диметилформамид (ДМФА) марки "х. ч." в качестве растворителя.

Толщину пленок измеряли с помощью интерференционного микроскопа МИИ-4, которая составила от 0,5 до 1 мкм. Для проведения исследований электрофизических свойств образцов пленок на их поверхности формировали серебряные контакты. Измерения сопротивления у образцов пленок проводили с использованием тераомметра E6-13A и мультиметра. Для изучения температурной зависимости сопротивления в диапазоне температур 30...100 °С использовали калибровочный стенд [11]. Нагрев пленок осуществляли в камере, оснащенной нагревательным элементом и тонкопленочным платиновым термосопротивлением для контроля температуры с точностью ±1 °С. Управление процессом, а также сбор, хранение данных, их просмотр во время сбора или после сохранения в файл осуществляли посредством программного обеспечения RLDataView. Полученные данные экспортировали в текстовый формат, что позволяло легко использовать программы MATLAB, MathCAD, Excel для их математической обработки.

Измерения эффекта Холла были выполнены стандартным четырехконтактным методом на образцах размером 10×10 мм в плоскости пленки на установке ECOPIA HMS-3000.

При квантово-химических расчетах комплексов, образованных при взаимодействии рассматриваемых полимеров с частицами детектируемых газов — молекулой NO₂ и радикалом 'Cl, использован программный пакет Gaussian'09. Расчеты проводились методом B3LYP, в базисе 6-31G [12, 13].

Определение газочувствительных характеристик образцов осуществляли в измерительной камере при плотно закрытой крышке, оснащенной штуцерами для ввода и вывода газа. Продувку камеры после подачи газа осуществляли насосом. Отклик чувствительного элемента оценивали с помощью коэффициента газочувствительности *S*, который рассчитывали как относительное изменение сопротивления образца в воздухе и в атмосфере детектируемого газа к сопротивлению его в воздухе.

Результаты и их обсуждение

В табл. 1 и 2 представлены характеристики полученных образцов ПАН и серебросодержащих ПАН.

Как видно, введение в пленки ПАН соединений переходных металлов (табл. 2) приводит к сокращению времени обработки и к снижению температуры ИК отжига.

Как видно из табл. 1, при комнатной температуре сопротивление полученных образцов пленок изменяются в пределах от 10^7 до 10^{10} Ом: повышение температуры первого этапа ИК отжига приводит к снижению сопротивления образцов. Использование предварительной сушки стабилизирует полученные структуры органической матрицы.

Видно, что сопротивления полученных образцов при комнатной температуре составили порядка $10^7...10^{10}$ Ом, и установлено, что изменение сопротивления зависит от концентрации Ag в пленках, от температурных и временных режимов ИК отжига (табл. 2).

Влияние предварительной сушки образцов наглядно демонстрируют их АСМ-изображения [14] (рис. 1, см. четвертую сторону обложки). Использование предварительной сушки позволяет получать более структурированные поверхности, что оказывает влияние на газочувствительные свойства полученного материала.

На рис. 2—5 представлены типичные кривые температурной зависимости сопротивления пле-

Таблица 1

№ образца	$T_{\text{сушки}} = 160 ^{\circ}\text{C},$ $t_{\text{сушки}} = 30 ^{\circ}\text{MuH}$	<i>Т_{ИК отжига1}</i> , °С	<i>t</i> _{ИК отжига1} , мин	<i>Т</i> _{ИК отжига2} , °С	<i>t</i> _{ИК отжига2} , мин	<i>R</i> , Ом
1	+	200	15	500	15	$1,20 \cdot 10^{9}$
2	_	200	15	500	15	$1,8 \cdot 10^{10}$
3	+	200	60	500	15	$1,9 \cdot 10^{8}$
4	_	200	00	500	15	$5,2 \cdot 10^8$
5	+	300	5	500	20	$5,8 \cdot 10^8$
6	_	300	500 5 500		20	$3,0 \cdot 10^{9}$
7	+	400	5	500	20	$1,4 \cdot 10^8$
8	_	400	0 5 500	20	$5,0 \cdot 10^{7}$	
9	+	200	15	500	15	$2,4 \cdot 10^9$
10	_	300	15	300	15	$9,4 \cdot 10^{9}$
11	+	200	15	500	(0)	$1,3 \cdot 10^{9}$
12	_	200	15	300	60	$1,0 \cdot 10^{10}$
13	+	400	15	500	15	$2,6 \cdot 10^{10}$
14	_	400	15	300	15	$2,1 \cdot 10^{10}$
15	+	300	10	400	2	$3,3 \cdot 10^{9}$

Значения сопротивления образцов пленок ПАН при температуре 22 °С

Таблица 2

Значения сопротивления при температуре 22 °С образцов пленок серебросодержащего ПАН, полученных при предварительной сушке $(T_{\text{сушки}} = 160 \text{ °C}, t_{\text{сушки}} = 30 \text{ мин})$

№ образца	Macc. % Ag	<i>Т_{ИК отжига1}</i> , °С	<i>t</i> _{ИК отжига1} , мин	<i>Т_{ИК отжига2},</i> °С	<i>t</i> _{ИК отжига2} , мин	<i>R</i> , Ом
16	1,5	300	5	500	20	$4.9 \cdot 10^{6}$
17	1	300	10	400	2	$3,5 \cdot 10^{6}$
18	0,5	300	10	400	2	$5,5 \cdot 10^{6}$
19	0,1	300	10	500	5	$8,7 \cdot 10^5$
20	0,1	300	10	400	2	$1,3 \cdot 10^8$
21	0,07	150	3	400	2	$7,7 \cdot 10^{7}$
22	0,05	300	10	400	2	$2,6 \cdot 10^8$
23	0,05	300	20	515	2	$7,0 \cdot 10^3$
24	0,02	300	10	400	2	$5,2 \cdot 10^8$
25	3	200	10	500	10	$1 \cdot 10^7$
26	1	200	10	500	10	$1,45 \cdot 10^{6}$
27	0,5	200	10	500	10	$2 \cdot 10^{6}$
28	0,2	300	10	500	5	$2,8 \cdot 10^4$
29	0,2	300	5	500	5	$1,34 \cdot 10^4$
30	0,1	300	20	500	20	$1,15 \cdot 10^4$
31	0,1	300	20	500	5	$6,98 \cdot 10^4$

нок ПАН и серебросодержащего ПАН. Как видно, с повышением температуры в пленках наблюдается тенденция снижения сопротивления по экспоненциальному закону, что говорит о полупроводниковом характере проводимости материала. Спрямление экспоненциальной зависимости в координатах Аррениуса свидетельствует об активационном характере проводимости исследуемых образцов.

Подвижность носителей заряда μ составила 1,274 см²/(B·c), концентрация свободных носителей заряда 2,715 · 10¹⁵ см⁻³, удельное сопротивление $\rho = 1,805 \cdot 10^2$ Ом · см, поверхностная концентрация носителей 5,972 · 10¹⁰ см⁻². Установлено, что данный материал имеет *р*-тип проводимости.

Были проведены квантово-химические расчеты комплексов, образованных взаимодействием полимеров ПАН с частицами детектируемых газов — молекулой NO₂ и радикалом 'Cl. Во втором случае основывались на том, что, как правило, в атмосфе-

 $\begin{array}{c}
1,8\\
1,6\\
1,4\\
1,2\\
R \cdot 10^8, 1\\
O_M 0,8\\
0,6\\
0,4\\
0,2\\
0\\
2,5\\
3\\
1000/T, K^{-1}\\
\end{array}$

Рис. 2. Температурная зависимость сопротивления образца № 3

ре молекула хлора крайне не устойчива и легко распадается под воздействием солнечного света.

В качестве модельной структуры ПАН выбран фрагмент циклизованного в результате его ИК от-





 $1000/T, K^{-1}$



НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011





жига. Краевые положения фрагмента заняты водородом.

Рассмотрены два варианта: полностью дегидрированный фрагмент, за исключением краевых атомов водорода (что соответствует жесткому ИК отжигу), и система (рис. 6), в которой частично атомы водорода сохранились. В первом случае не наблюдалось образование сколько-нибудь устойчивого комплекса. Во втором случае такой комплекс образовывался, при этом наблюдалась координация частицы детектируемого газа именно на атомы водорода (рис. 7 и 8).

При сравнении энергетических характеристик рассматриваемых систем можно сделать вывод, что образовавшиеся комплексы достаточно устойчивы



Рис. 6. Модельный фрагмент циклизованного ПАН (атомы водорода обозначены маленькими кружками)

и выгодны, особенно в случае координации радикала хлора (табл. 3).

Экспериментально доказано, что при взаимодействии с указанными молекулами (радикалами), находящимися в атмосфере, материалы на основе ПАН приобретают более высокую проводимость по сравнению с исходной. С электронной точки зрения при таком взаимодействии могло происходить появление дополнительных электронных орбиталей, обеспечивающих лучший перескок электронов из валентной зоны в зону проводимости.

Кроме того, орбитали, привнесенные за счет детектируемого газа могут существенно оказать влияние на проводимость и движение электронов за счет перераспределения электронной плотности в



Рис. 7. Комплекс фрагмента циклизованного ПАН и молекулы диоксида азота (атомы водорода обозначены маленькими кружками)

НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011



Рис. 8. Комплекс фрагмента циклизованного ПАН и радикала хлора (атомы водорода обозначены маленькими кружками)

самом фрагменте, при этом даже не привнося ни своих электронов, ни орбиталей.

Газочувствительность полученных образцов исследовалась по отношению к диоксиду азота и хлору. Значения коэффициента газочувствительности полученных образцов пленок на диоксид азота и на хлор были рассчитаны при разных концентрациях на основании измеренных значений сопротивления и представлены в табл. 4, 5 и 6.

Как видно, технологические режимы формирования пленок оказывают влияние на свойства полученного материала.

При разработке технологической схемы получения пленок использовали два метода нанесения пленкообразующего раствора на подложку, что отразилось на значениях сопротивления материала и величине сенсорного отклика.



Рис. 9. Зависимость коэффициента газочувствительности образцов пленок № 7 и № 8 от концентрации NO₂ при температуре 22 °C



Рис. 10. Зависимость коэффициента газочувствительности образцов № 22 и № 34 от концентрации Cl₂ при температуре 22 °C

Предварительная сушка образцов увеличивает газочувствительность материала пленок в измеренном диапазоне концентраций детектируемого газа (рис. 9).

Нанесение пленкообразующих растворов на подложку методом центрифугирования позволяет получить более тонкие пленки, что оказывает влияние на газочувствительность материала пленок (рис. 10).

Поскольку практическая ценность сенсоров газов зависит от таких технических параметров, как чувствительность, порог обнаружения, инерцион-

Таблица 3

Сравнение энергетических характеристик (свободные энергии Гиббса, эВ), образовавшихся комплексов фрагмент—частица детектируемого газа (Cl, NO₂)

$E_{\text{фрагмента}} + E_{\cdot \text{Cl}}$	$E_{(\text{фрагмент} + \cdot \text{Cl})}$	ΔE	$E_{\text{фрагмента}} + E_{\text{NO}_2}$	$E_{(\text{фрагмент} + \text{NO}_2)}$	ΔE
-39866,2036	-39867,9233	1,7197	-32953,7562	-32954,4392	0,683

Значения коэффициента	ГЯЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ О	бразнов пленок]	ПАН на лиоксил	азота и хлор при	и температуре 22 °C	
эпа юпия коэффициента	Tubb Lyber Dhitesibiliterin o	оразцов пленок	пли па днокенд	цазота и лиор при	i i conneparype 22 C	

		Коэффициент газочувствительности S при температуре 22 °C, отн. ед.						
№ образца	Образец T_{1-t1}, T_{2-t2}			C(NO	₂), ppm			$C(Cl_2)$, ppm
		14	35	69	104	138	173	73
1	$200_{-15}, 500_{-15} + C$	0,19	0,43	0,53	0,50	0,48	0,44	0,36
3	$200_{-15}, 500_{-15}$ $200_{-60}, 500_{-15} + C$	0,08 0,49	0,32 0,71	0,48 0,68	0,44 0,63	0,46 0,61	0,46 0,62	0,22 0,72
4	$200_{-60}, 500_{-15}$ $300_{-5}, 500_{-15}$	0,50 0.47	0,73	0,68	0,60 0,67	0,59	0,53	0,75
6	$300_{-5}, 500_{-20}$	0,53	0,09	0,76	0,67	0,68	0,64	0,78
7	$400_{-5}, 500_{-20} + C$ $400_{-5}, 500_{-20}$	0,39 0.48	0,82 0.76	0,78 0.75	0,68 0.72	0,6877	0,66 0,70	0,76 0.72
9	$300_{-15}, 500_{-15} + C$	0,4	0,4	0,45	0,21	0,275	0,25	
10	$300_{-15}, 500_{-15}$ $200_{-15}, 500_{-60} + C$	0,11 0.58	0,11 0.52	0,2 0,42	0,13 0,49	0,11 0.53	0,118 0.58	0,09
12	200 ₋₁₅ , 500 ₋₆₀	0,04	0,11	0,043	0,05	-	-	_
13 14	$400_{-15}, 500_{-15} + C$ $400_{-15}, 500_{-15}$	0,42 0,048	0,19	0,4	0,13	0,12	0,13	_
При	Примечание. С — предварительная сушка ($T_{\text{сушки}} = 160$ °С, $t_{\text{сушки}} = 30$ мин).							

ность (время срабатывания), динамический диапазон [15], то были проведены исследования по определению основных газочувствительных характеристик полученных пленок материалов (табл. 7).

Измерены время отклика $(t_{\text{откл}})$ и время восстановления $(t_{\text{восст}})$ полученных образцов. Время отклика определяли как время, необходимое для изменения сопротивления пленки на величину, составляющую 90 % максимального изменения. Время восстановления определяли как время, необходимое для 90 %-ного восстановления со-

Таблица 5

Значения коэффициента газочувствительности образцов	лленон	K
серебросодержащего ПАН на диоксид азота и хлор в	три	
температуре 22 °C, полученных при предварительной с	ушке	
$(T_{\text{сущин}} = 160 \text{ °C}, t_{\text{сущин}} = 30 \text{ мин})$		

№ образца	Образец: масс. % Аg/ПАН, <i>T</i> _{1-t1} , <i>T</i> _{2-t2}	Коэффициент газочувствительности <i>S</i> при температуре 22 °C, отн. ед.		
		на NO ₂ (69 ppm)	на C1 ₂ (107 ppm)	
16	1,5Ag/ПАН, 300 ₋₅ , 500 ₋₂₀	0,11	0,16	
17	lAg/ПАН, 300 ₋₁₀ , 400 ₋₂	0,01	0,14	
18	0,5Ag/ΠAH, 300 ₋₁₀ , 400 ₋₂	0,11	0,27	
19	0,1Ag/ΠAH, 300 ₋₁₅ , 500 ₋₅	0,16	0,35	
20	0,1Ag/ΠAH, 300 ₋₁₀ ,400 ₋₂	0,36	0,40	
21	0,07Ag/ΠAH, 150 ₋₃ , 400 ₋₂	0,07	0,04	
22	0,05Ag/ПАН, 300 ₋₁₀ ,400 ₋₂	0,40	0,51	
23	0,05 Ag/ПАН, 300 ₋₂₀ , 515 ₋₂	0,21	0,22	
24	0,02Ag/ΠAH, 300 ₋₁₀ , 400 ₋₂	0,39	0,50	
25	ЗАg/ПАН, 200 ₋₁₀ , 500 ₋₁₀	0,07	—	
26	$1 \text{Ag}/\Pi \text{AH}, 200_{-10}, 500_{-10}$	0,06	—	
27	0,5Ag/ΠAH, 200 ₋₁₀ , 500 ₋₁₀	0,04	—	
28	0,2Ag/ПАН, 300 ₋₁₀ , 500 ₋₅	0,12	—	
29	0,2Ag/ПАН, 300 ₅ , 500 ₅	0,10	—	
30	0,1Ag/ПАН, 300 ₋₂₀ , 500 ₋₂₀	0,02	—	
31	0,1Ag/ПАН, 300 ₋₂₀ , 500 ₋₅	0,11	—	

противления пленки по сравнению с исходным до подачи газа.

Таблица 4

Для оценки перспективности использования полученных пленок материалов для создания сенсора необходимой характеристикой является стабильность его работы с течением времени и в разных атмосферных условиях.

Исследовали влияние температуры нагрева образцов на газочувствительность. Максимальное значение коэффициента газочувствительности достигается при температуре 22 °C (рис. 11).

Исследовали влияние влажности воздуха на газочувствительность образцов. Было установлено, что в пределах диапазона значений влажности от 43 до 85 % не происходит существенного изменения газочувствительности (рис. 12).



Рис. 11. Зависимость коэффициента газочувствительности образцов № 3 и № 4 от температуры при *С* (NO₂) = 69 ppm

НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -

Таблица 6

Значения коэффициента газочувствительности образцов пленок ПАН и серебросодержащего ПАН на диоксид азота и хлор при температуре 22 °C, полученных при предварительной сушке ($T_{\text{сушки}} = 160$ °C, $t_{\text{сушки}} = 30$ мин) с использованием разных методов нанесения

№ образца	Образец: масс. % Ад/ПАН, <i>T</i> _{1-/1} , <i>T</i> _{2-/2}	Метод	Метод <i>h</i> , мкм	<i>R,</i> Ом	Коэффициент газочувствительности S при комнатной температуре, отн. ед.		
1	1 11 2 12				на NO ₂ (69 ppm)	на Cl ₂ (107 ppm)	
15	0.5Ac/IIAH 200 400	П	1,01	$3,3 \cdot 10^{9}$	0,44	0,55	
32	$0,5$ Ag/11AH, $500_{-10}, 400_{-2}$	Ц	0,14	$3,4 \cdot 10^8$	0,38	0,54	
24	0.024~/[]411.200 400	П	0,74	$5,2 \cdot 10^8$	0,39	0,50	
33	$0,02Ag/11AH, 300_{-10}, 400_{-2}$	Ц	0,20	$5,1 \cdot 10^{7}$	0,32	0,60	
22	0.05Ag/TAH 300 400	П	0,86	$2,6 \cdot 10^8$	0,40	0,51	
34	$0,03$ Ag/11AH, $500_{-10}, 400_{-2}$	Ц	0,45	$2,0 \cdot 10^{7}$	0,44	0,58	
Примечание. Метод нанесения: полива — П, центрифугирования — Ц.							

	Таблица	7
Газочувствительные характеристики пленок	ПАН	
и серебросодержащего ПАН		

№	Образец: масс. % Ад/ПАН,	<i>t</i> _{откл} ,	<i>t</i> _{восс} ,
образца	T_{1-t1}, T_{2-t2}	мин	мин
1	0Ag/ Π AH, 200 ₋₁₅ , 500 ₋₁₅ + C	8	24
3	0Ag/ Π AH, 200 ₋₆₀ , 500 ₋₁₅ + C	6	22
5	0Ag/ Π AH, 300 ₋₅ , 500 ₋₂₀ + C	7,30	20
7	0Ag/ Π AH, 400 ₋₅ , 500 ₋₂₀ + C	6,30	26
23	0,05Ag/ Π AH, 300 ₋₂₀ , 515 ₋₂ + C	4,50	15
21	0,07Ag/ Π AH, 150 ₋₃ , 400 ₋₂ + C	3,08	13
22	0,05Ag/ Π AH, 300 ₋₁₀ , 400 ₋₂ + C	2	6

Стабильность и воспроизводимость показаний сенсорного отклика газочувствительного элемента на основе ПАН систематически исследовались на протяжении 98 дней (табл. 8). За это время не было выявлено каких-либо процессов деградации слоя пленок и значительного изменения его чувствительности.

Таким образом, наши исследования показали перспективность использования пленок чистого





Таблица 8 Зависимость газочувствительности образцов пленок ПАН от времени хранения

№	Коэффициент газочувствительности S , отн. ед. (при $C = 69$ ppm)							
об- разца	об- Срок хранения, дни							
	1	14	28	42	56	70	84	98
1	0,53	0,52	0,48	0,5	0,51	0,55	0,57	0,55
2	0,48	0,46	0,45	0,44	0,45	0,5	0,52	0,51
3	0,71	0,7	0,69	0,7	0,71	0,71	0,8	0,79
4	0,76	0,76	0,74	0,75	0,77	0,73	0,78	0,77
5	0,68	0,67	0,61	0,62	0,65	0,63	0,79	0,78
6	0,75	0,56	0,56	0,58	0,73	0,6	0,77	0,76
7	0,68	0,67	0,6	0,65	0,68	0,61	0,74	0,72
8	0,78	0,7	0,68	0,76	0,7	0,71	0,76	0,77

ПАН и серебросодержащего ПАН для разработки сенсоров на газы-окислители.

Заключение

Получен материал на основе пленок ПАН и серебросодержащего ПАН с полупроводниковым характером проводимости, который в перспективе можно использовать для создания низкотемпературных сенсоров газов, рабочая температура которых 22 °С.

Определено влияние технологических параметров формирования пленок на электрические свойства и морфологию поверхности образцов пленок. Показано, что повышение концентрации соединений серебра, повышение продолжительности при одновременном увеличении температуры 1-го этапа ИК отжига приводит к уменьшению сопротивления образцов.

Установлено, что для получения газочувствительного материала из органического полимера ПАН с высокими значениями сенсорного отклика необходимо создать материал с полупроводниковыми свойствами, сопротивление которого составляет от 10^7 до 10^9 Ом.

Определено влияние технологических параметров формирования пленок на их газочувствительность и установлено, что образцы пленок ПАН (№ 3—№ 8) проявляют наибольшую газочувствительность на газы-окислители. Показано, что для получения материала с высокими значениями коэффициента газочувствительности необходимо использование или более низких температур на 1-м этапе ИК отжига при продолжительном ИК воздействии или повышение интенсивности ИК излучения, что позволяет сократить время ИК обработки материала.

Экспериментально и с помощью квантово-химических расчетов доказано, что материал на основе ПАН является полупроводником *p*-типа: при адсорбции газа-окислителя на поверхность образца сопротивление пленки уменьшается.

Показано, что с увеличением концентрации серебра в образце газочувствительность понижается. Введение соединения серебра в пленку улучшает время отклика и время восстановления сенсора, что является преимуществом серебросодержащего ПАН перед пленками ПАН при создании сенсора газа.

Полученный газочувствительный материал на основе ПАН имеет рабочую температуру 22 °С и проявляет стабильность работы с течением времени и в разных атмосферных условиях.

Авторы выражают благодарность сотрудникам НОЦ "Нанотехнологии" ЮФУ: профессору О. А. Агееву, магистранту Н. И. Сербу за помощь в проведении исследований методом АСМ.

Данная работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и образования РФ (ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009—2013 годы", государственный контракт № 02.740.11.0122).

Список литературы

1. Соборовер Э. И., Тверской В. А., Токарев С. В. и др. Разработка мультисенсорной системы типа "электронный нос" для мобильной станции мониторинга атмосферного воздуха. // Сенсор. 2004. № 3. С. 41–50.

2. Ryan M. A., Shevade A. V., Zhou H., and Homer M. L. Polymer-carbon black composite sensors in an electronic nose for air-quality monitoring. // MRS Bulletin. 2004. October. P. 714–719.

3. Goncalves V. C., Balogh D. T. // Optical VOCs detection using poly (3-alkylthiophenes) with different side-chain lengths. Sensors and Actuators B. 2009. V. 142. P. 55–60.

4. Singh V., Mohan S., Singh G., Pandey P. C. Rajiv Prakash. Synthesis and characterization of polyanilinecarboxylated PVC composites: Application in development of ammonia sensor // Sensors and Actuators B. 2008. V. 132. P. 99–106.

5. Dixt V., Misra S. C. K., Sharma B. S. Carbon monoxide sensitivity of vacuum deposited polyaniline semiconducting thin films // Sensor and Actuators B. 2005. V. 100. P. 90–93.

6. Ram M. K., Yavuz O., Lahsangah V., Aldissi M. CO gas sensing from ultrathin nano-composite conducting polymer film // Sensors and Actuators B. 2005. V. 106. P. 750–757.

7. Инокути Х., Акамату Х. Электропроводность органических полупроводников. М.: Изд-во иностр. лит. 1963. 214 с.

8. Земцов Л. М., Карпачева Г. П. // Химические превращения полиакрилонитрила под действием некогерентного инфракрасного излучения. Высокомолекул. соед. 1994. Т. 36. № 6. С. 919—924.

9. Аль-Хадрами И. С., Королев А. Н., Земцов Л. М., Карпачева Г. П., Семенистая Т. В. Исследование электропроводности ИК-пиролизованного медьсодержащего полиакрилонитрила // Материалы электронной техники. 2008. № 1. С. 14—17.

10. Аль-Хадрами И. С., Королев А. Н., Семенистая Т. В., Назарова Т. Н., Петров В. В. Исследование газочувствительных свойств медьсодержащего полиакрилонитрила // Известия вузов. Электроника. 2008. № 1. С. 20-25.

11. **Петров В. В.** Автоматизированный стенд для калибровки сенсоров газа // Тез. докл. I Межд. науч.-техн. конф. "Сенсорная электроника и микросистемные технологии". Украина. Одесса. 1—5 июня 2004. С. 288—289.

12. **Masliy A. N., Zueva E. M., Borisevich S. V., Kuznecov A. M.** Komp'yuternaya tehnologiya kvantovo — himicheskih raschetov s pomosch'yu programmnogo paketa "GAUSSIAN". Kazan: Metod posobie. 2003. 88 p.

13. Hehre W. J., Radom L., Schleyer P. V., Pople J. A. Ab Initio Molecular Orbital Theory. New York: Wiley. 1986.

14. Королев А. Н., Семенистая Т. В., Аль-Хадрами И. С., Логинова Т. П., Брунс М. Нанокомпозитные пленки медьсодержащего полиакрилонитрила: состав, структура, морфология поверхности // Перспективные материалы. 2010. № 5. С. 52—56.

15. Дорожкин Л. М., Розанов И. А. Химические сенсоры в диагностике окружающей среды // Сенсор. 2001. № 2. С. 2–9.

В. Ю. Тополов, д-р физ.-мат. наук, проф., Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, С. Е. Филиппов, технолог, А. А. Воронцов, вед. специалист, НКТБ "Пьезоприбор", Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, E-mail: vutopolov@sfedu.ru; piezo@sfedu.ru

ПЬЕЗОЭФФЕКТ И АНИЗОТРОПИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НОВЫХ 1—0—3-КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ СЕГНЕТОПЬЕЗОКЕРАМИКИ

Поступила в редакцию 27.05.2011

Предложена структура композита типа 1—3, состоящего из системы сегнетопьезокерамических стержней, окруженных гетерогенной матрицей "сегнетопьезокерамика — полимер" со связностью 0—3. При анализе электромеханических свойств данного композита установлено существенное влияние анизотропии модулей упругости матрицы на пьезочувствительность, гидростатический отклик, параметры приема и коэффициенты электромеханической связи. Проведено прогнозирование эффективных параметров и их анизотропии для композитов на основе сегнетомягкой (ПКР-7М) и анизотропной сегнетожесткой (типа PbTiO₃) керамик.

Ключевые слова: пьезоактивный композит, гидростатический отклик, коэффициент электромеханической связи, сегнетопьезокерамика, анизотропия свойств

Проблема оптимизации физических свойств композитов на основе сегнетопьезокерамики (СПК) является сложной и многогранной, а подходы к ее решению могут быть разными для различных связностей. В случае связности 1-3 и ее модификаций [1, 2] пьезоактивность, пьезочувствительность, коэффициенты электромеханической связи (КЭС) и параметры приема двух- и трехкомпонентных композитов [3, 4] варьируются в широких интервалах. Присутствие системы СПК стержней, вытянутых вдоль оси поляризации композитного образца типа 1—3 и окруженных полимерной матрицей [1, 2, 4], приводит к значительному перераспределению внутренних электрических и механических полей. Это перераспределение влияет на анизотропию физических свойств и гидростатический пьезоэлектрический отклик композитов. Присутствие неоднородной матрицы, окружающей стержни, может влиять на анизотропию свойств и параметры композитов [1, 4]. Цель настоящей работы — исследование пьезоэлектрического отклика нового композита типа 1-3 и установление закономерностей формирования анизотропных свойств при изменении микрогеометрии матрицы со связностью 0-3.

Предполагается, что протяженные цилиндрические СПК стержни регулярно распределены в матрице, которая представляет собой систему невытянутых сфероидальных включений СПК, регулярно распределенных в полимерной среде (рис. 1). Данная матрица характеризуется связностью 0-3 по терминологии работы [5]. Форма включения СПК задается отношением длин его полуосей $\rho_i = a_1/a_3$, причем наибольшая полуось аз значительно меньше радиуса СПК стержня. Исследуемый композит описывается связностью 1-0-3, а его эффективные упругие, пьезо- и диэлектрические свойства определяются как функции объемных концентраций стержней *т* в матрице, включений *т*; в полимере и параметра включений р_i. Значения m_i и р_i варьируются в интервалах $0 < m_i \le 0,3$ $1 \leq \rho_i \leq 100.$

Прогнозирование полного набора упругих, пьезо- и диэлектрических (т. е. электромеханических) свойств 0—3- и 1—3-композитов проводится в рамках метода эффективного поля [3, 6]. Согласно этому методу эффективные электромеханические свойства матричного пьезоактивного композита определяются по формуле

$$\begin{aligned} \|C^*\| &= \|C^{(2)}\| + m(\|C^{(1)}\| - \|C^{(2)}\|) \times \\ &\times \{\|K_{id}\| + (1-m)\|S\| \|C^{(2)}\|^{-1}(\|C^{(1)}\| - \|C^{(2)}\|)\}^{-1}, \ (1) \end{aligned}$$

где т — объемная концентрация включений. В фор-

муле (1) матрицы
$$\|C^{(n)}\| = \begin{pmatrix} \|c^{(n), E}\| \|e^{(n)}\|^T \\ \|e^{(n)}\| - \|\varepsilon^{(n), \xi}\| \end{pmatrix}$$
 (9 × 9)

характеризуют свойства компонентов с номерами $n = 1, 2; ||K_{id}||$ — единичная матрица; ||S|| — матрица



Рис. 1. Схематическое изображение 1—0—3-композита на основе СПК:

 $(X_1X_2X_3)$ — прямоугольная система координат; OX_3 — ось поляризации; m — объемная концентрация СПК стержней в гетерогенной матрице (0—3-композит); m_i — объемная концентрация СПК включений в полимере; a_1 и a_3 — длины полуосей СПК включений

коэффициентов Эшелби [7], зависящая от элементов матрицы $\|C^{(2)}\|$ и отношения длин полуосей включения ρ_i ; $\|c^{(n), E}\|$ — матрица модулей упругости при напряженности электрического поля $E = \text{const}; \|e^{(n)}\|$ — матрица пьезокоэффициентов; $\|\varepsilon^{(n), \xi}\|$ — матрица диэлектрических проницаемостей при деформации ξ = const. Верхний индекс *T* обозначает транспонирование. На первом этапе усреднения определяются свойства гетерогенной среды "СПК — полимер", при этом n = 1 соответствует СПК, n = 2 — полимеру, а объемная концентрация включений полагается равной *m_i* (т. е. в формуле (1) $m = m_i$). На втором этапе определяются свойства композита "СПК — гетерогенная среда", причем n = 1 соответствует СПК, а n = 2 среде со свойствами, характеризуемыми матрицей $\|C^*\|$, определенной из (1) на первом этапе усреднения. Полученная после двух этапов усреднения матрица $\|C^*(m, m_i, \rho_i)\|$ описывает эффективные свойства 1-0-3-композита в длинноволновом приближении, т. е. когда длина волны внешнего акустического поля значительно больше линейных размеров стержней в образце.

Среди исследованных материалов представляют интерес композиты на основе сегнетомягкой или сегнетожесткой СПК. Ниже мы рассмотрим примеры поведения эффективных параметров двух композитов. Композит-1 "СПК ПКР-7М — СПК ПКР-7М — полиуретан" содержит сегнетомягкую СПК с высокими значениями e_{33}/c_{33}^E [1] (e_{33} пьезокоэффициент; c_{33}^E — модуль упругости) и пьезомодулей d_{3i} [8]. Композит-2 "СПК модифицированного PbTiO₃ - СПК модифицированного РьТіО3 — полиуретан" содержит анизотропную сегнетожесткую СПК с $e_{3i} > 0$, $e_{33}/e_{31} \approx 14,2$ и $d_{33}/|d_{31}| \approx 11,6$ [9]. Переход от пьезокоэффициентов $||e^*||$ и модулей упругости $||c^{*E}||$ из матрицы (1) к пьезомодулям $||d^*||$, пьезокоэффициентам $||g^*||$, упругим податливостям ||s^{*E}|| и другим свойствам осуществляется по формулам [10] для пьезоэлектрической среды. Получив $||C^*(m, m_i, \rho_i)||$, из (1), можно определить следующие гидростатические параметры композита:

пьезомодуль

$$d_h^* = d_{33}^* + d_{32}^* + d_{31}^*; (2)$$

пьезокоэффициент

$$g_h^* = g_{33}^* + g_{32}^* + g_{31}^*;$$
 (3)

квадрат параметра приема

$$\left(\mathcal{Q}_{h}^{*}\right)^{2} = d_{h}^{*} g_{h}^{*}; \qquad (4)$$

КЭС

$$k_{h}^{*} = d_{h}^{*} / \left(\epsilon_{33}^{*\sigma} s_{h}^{*E} \right)^{1/2},$$
 (5)

где $\varepsilon_{33}^{*\sigma}$ — диэлектрическая проницаемость, измеренная вдоль оси поляризации при механическом напряжении $\sigma = \text{const}, s_h^{*E} = \sum_{a=1}^{3} \sum_{b=1}^{3} s_{ab}^{*E}$ — гидростатическая упругая податливость при E = const. Вследствие присутствия анизотропной СПК в композите-2 представляются важными отношения k_{33}^*/k_{31}^* и k_t^*/k_p^* , где $k_{3j}^* = d_{3j}^*/\left(\varepsilon_{33}^{*\sigma} s_{jj}^{*E}\right)^{1/2}$ — продольный (j = 3) и поперечный (j = 1) КЭС; $k_t^* = \left[\left(c_{33}^{*D} - c_{33}^{*E}\right)/c_{33}^{*D}\right]^{1/2}$ — КЭС для толщинной моды колебаний; $k_p^* = k_{31}^* \left[2s_{11}^{*E}/\left(s_{11}^{*E}\right)\right]^{1/2}$ — планарный КЭС; c_{33}^{*D} — модуль упругости при постоянном электрическом смещении D = const. Для расчетов использовали измеренные при комнатной температуре электромеханические константы СПК и полиуретана из работ [2, 8, 9].

Анализ свойств 0—3-матрицы показывает, что она при любых значениях $0 \le m_i \le 0,3$ и $1 \le \rho_i \le 100$ характеризуется пьезомодулями |d_{3i, m}| ~ 1 пКл/Н, т. е. пьезоэффектом 0—3-матрицы по сравнению с СПК стержнями можно пренебречь. Примеры зависимостей эффективных параметров композитов от m, m_i, ρ_i графически представлены на рис. 2 и 3. Из сравнения рис. 2, а и рис. 2, б следует, что СПК включения в 0-3-матрице по-разному влияют на пьезочувствительность композита-1: наибольшие значения g_{33}^* достигаются при $m_i = 0,1$ и $\rho_i = 1$ (т. е. при сферических включениях), а наибольшие значения g_h^* — при $m_i = 0,3$ и $\rho_i = 100$ (т. е. при сильно сплющенных включениях). Это связано с ролью вкладов пьезокоэффициентов $g_{31}^* < 0$ и $g_{32}^* = g_{31}^* < 0$ из (3) в g_h^* : при увеличении ρ_i , даже в случае $m_i = \text{const}$, заметно ослабляется поперечный пьезоэффект, однако баланс g_{3i}^* благоприятствует большим значениям g_h^* даже при постепенном уменьшении g_{33}^* . В отличие от g_{3j}^* пьезомоду-



Рис. 2. Концентрационные зависимости эффективных параметров композита-1 на основе СПК ПКР-7М: *a* — пьезокоэффициент *g*^{*}₃₃ (в мВ·м/Н); *б* — гидростатический пьезокоэффициент *g*^{*}_h (в мВ·м/Н); *e* — гидростатический пьезомодуль *d*^{*}_h (в пКл/Н); *e* — квадрат параметра приема $\left(Q_{33}^*\right)^2$ (в 10⁻¹⁵ Па⁻¹); *д* — квадрат гидростатического параметра приема $\left(Q_{h}^*\right)$ (в 10⁻¹⁵ Па⁻¹); *e* — гидростатический коэффициент электромеханической связи *k*^{*}_h



Рис. 3. Эффективные параметры композита-2 на основе СПК модифицированного PbTiO₃: a — пьезокоэффициент $g_{33}^*(m, \rho_i)$ (в мВ·м/Н) e окрестности максимума при $m_i = 0,1$; δ — гидростатический пьезокоэффициент $g_h^*(m, m_i)$ (в мВ·м/Н) в окрестности максимума при $\rho_i = 100$; e — отношение КЭС k_{33}^*/k_{31}^* при фиксированных m_i и ρ_i ; e — отношение КЭС k_t^*/k_p^* при фиксированных m_i и ρ_i

ли d_{3j}^* монотонно зависят от *m* при фиксированных значениях m_i и ρ_i (причем это свойственно различным композитам типа 1—3 [3, 6]). Наличие $\max d_h^*$ (рис. 2, *e*) объясняется различной скоростью изменения $d_{3j}^*(m)$ при sgn $d_{31}^*(m) = -\text{sgn } d_{33}^*(m)$. Эти факторы оказывают решающее влияние на поведение d_h^* из (2). Поведение пьезомодулей d_{3j}^* и пьезокоэффициентов g_{3j}^* влияет на квадраты парамет-

ров приема — гидростатический $(Q_h^*)^2$ из (4) и его продольный аналог $(Q_{33}^*)^2 = d_{33}^* g_{33}^*$. Графики на рис. 2, *е* и 2, *д* снова свидетельствуют о неоднозначном влиянии СПК включений на $(Q_h^*)^2$ и $(Q_{33}^*)^2$. В значительной мере концентрационные зависимости $(Q_{33}^*)^2$ и $(Q_h^*)^2$ следуют приведенным на рис. 2, *a* и 2, *б* концентрационным зависимостям g_{33}^* и g_h^* соответственно, однако на положения max $\left(Q_{33}^*\right)^2$ и max $\left(Q_h^*\right)^2$ существенно влияют концентрационные зависимости пьезомодулей d_{33}^* и d_h^* соответственно. Концентрационная зависимость гидростатического КЭС k_h^* из (5) (рис. 2, *e*) в основном коррелирует с зависимостью d_h^* (рис. 2, *e*). Это обусловлено тем, что упругие и диэлектрические свойства из (5) при фиксированных m_i и ρ_i изменяются монотонно с увеличением *m* и влияют пассивно на k_h^* в широком интервале *m*.

На поперечный пьезоэффект композитов существенно влияют упругие свойства 0—3-матрицы. Введение сплющенных включений СПК в полимерную среду позволяет варьировать отношения модулей упругости $c_{11,m}^E/c_{13,m}^E$ и $c_{11,m}^E/c_{33,m}^E$ 0—3-матрицы в широких интервалах (см. таблицу) и тем самым влиять на d_{31}^* и гидростатические параметры в соответствии с формулами (2)—(5). Данные таблицы свидетельствуют в пользу корреляции между значениями max d_h^* и отношениями $c_{11,m}^E/c_{13,m}^E$ и $c_{11,m}^E/c_{13,m}^E$ и $c_{11,m}^E/c_{13,m}^E$ и

лей упругости способствует увеличению d_h^* вследствие ослабления поперечного пьезоэффекта и $|d_{31}^*|$. Значения уменьшения $\max g_{33}^*$ И $\max\left[\left(\mathcal{Q}_{33}^{*}\right)^{2}\right]$ хорошо коррелируют с продольной упругой податливостью матрицы $s^{E}_{33, m}$ (см. таблицу), а значения $\max g_h^*$ косвенно связаны с $\max g_{33}^*$. Учитывая, что пьезо- и диэлектрические константы 0—3-матрицы при $0 < m_i \le 0,3$ значительно ниже соответствующих констант компонента СПК, мы считаем упругую анизотропию 0-3-матрицы основным фактором, влияющим на гидростатический отклик композита-1.

Говоря о продольной пьезочувствительности композита-1, отметим, что его пьезокоэффициент $g_{33}^* = d_{33}^* / \varepsilon_{33}^{*\sigma} = \left(2e_{31}^* s_{13}^{*E} + e_{33}^* s_{33}^{*E}\right) / \varepsilon_{33}^{*\sigma}$ в окрестности максимума (при $m \ll 1$) представляется в виде

$$g_{33}^* \approx e_{33}^* s_{33}^{*E} / \varepsilon_{33}^{*\sigma}$$
 (6)

вследствие того, что $|e_{31}^*| \ll e_{33}^*$ в композитах типа 1—3 [6]. Так как СПК значительно жестче 0—3матрицы при $m_i \leq 0,3$, можно считать в области

ρ _i	m _i	$c_{11, m}^{E} / c_{13, m}^{E}$	$c_{11, m}^{E} / c_{33, m}^{E}$	$\max g^*_{33}$, м $\mathbf{B} \cdot \mathbf{M}/\mathbf{H}$	$\max g_h^*$, мВ·м/Н	max <i>d</i> _h [*] , пКл/Н
1 1 10 10 100 100 100 100	$\begin{array}{c} 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ \end{array}$	1,75 $1,80$ $1,84$ $2,29$ $2,78$ $3,21$ $4,06$ $6,07$ $7,73$	$1,03 \\ 1,05 \\ 1,07 \\ 1,40 \\ 1,77 \\ 2,09 \\ 2,39 \\ 3,55 \\ 4,46$	443 356 286 437 364 305 371 311 265	122 104 87,4 187 189 176 249 239 216	140 144 144 208 241 255 305 333 335
ρ _i	m _i	$\max\left[\left(\mathcal{Q}_{33}^{*}\right)^{2}\right],$ $10^{-12} \ \Pi a^{-1}$	$\max\left[\left(\mathcal{Q}_{h}^{*}\right)^{2}\right],$ $10^{-12} \ \Pi a^{-1}$	$s^{E}_{33, m}$, 10 ⁻¹⁰ Πa ⁻¹	$\max g_{33}^* / s_{33, m}^E$, 10^9 B/m	$\max\left[\left(\boldsymbol{Q}_{33}^{*}\right)^{2}\right]/s_{33,m}^{E}$
1 1 10 10 100 100 100 100	$\begin{array}{c} 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ 0,1\\ 0,2\\ 0,3\\ \end{array}$	80,8 66,2 54,2 76,7 63,4 53,3 62,8 52,0 44,2	5,76 $5,29$ $4,66$ $13,0$ $15,8$ $16,0$ $25,8$ $27,7$ $25,8$	3,27 2,66 2,15 3,08 2,52 2,10 2,50 2,07 1,76	1,35 1,34 1,33 1,42 1,44 1,45 1,48 1,50 1,51	0,247 0,249 0,252 0,249 0,252 0,254 0,251 0,251 0,251

Связь между упругими свойствами 0-3-матрицы и максимумами эффективных параметров композита-1

 $m \ll 1 \ s_{33}^{*E} \approx s_{33, m}^{E}$, и поэтому согласно формуле (6) получаем

$$g_{33}^* \approx \text{const} s_{33, m}^E. \tag{7}$$

Соотношение (7) хорошо выполняется при различных значениях m_i и ρ_i (см. таблицу). Вблизи максимума квадрат параметра приема композита $\left(Q_{33}^*\right)^2 \approx d_{33,m}g_{33}^*$ вследствие $d_{33}^* \approx d_{33,m}$ при $m \ge 0,03$. Так как $\max\left[\left(Q_{33}^*\right)^2\right]$ достигается при $m \ll 1$, мы используем формулу (7). Поэтому $\max\left[\left(Q_{33}^*\right)^2\right] \sim s_{33,m}^E$, что также подтверждается данными таблицы.

Композит-2 характеризуется высокими значениями пьезокоэффициентов g_{33}^* и g_h^* (рис. 3, *a*, *б*) в широком интервале объемных концентраций СПК стержней т и при варьировании параметров 0—3-матрицы *m_i* и *ρ_i*. Присутствие СПК с большой анизотропией пьезомодулей и с существенной анизотропией модулей упругости [9], а также 0-3матрицы с варьируемой анизотропией модулей упругости $c_{11, m}^{E}/c_{13, m}^{E}$ и $c_{11, m}^{E}/c_{33, m}^{E}$ благоприятствует медленному изменению $g_{33}^{*}(m)$ и $g_{h}^{*}(m)$ в окрестности максимумов и при дальнейшем повышении *m* (рис. 3, *a*, *б*). Такое поведение $g_{33}^*(m)$ и $g_h^*(m)$ имеет явные преимущества по сравнению с параметрами 1—3—0-композитов [1] с пористой полимерной матрицей. В композите-2 достигается значительная анизотропия КЭС (рис. 3, в, г). Отношения k_{33}^*/k_{31}^* и k_t^*/k_p^* , характеризующие эту анизотропию, зависят не только от объемной концентрации СПК *m*, но и от параметров 0-3-матрицы m_i и ρ_i , а следовательно, от анизотропии ее модулей упругости $c_{ab.\,m}^E$. Небольшие различия между взаимным расположением кривых на рис. 3, в и 3, г, по нашему мнению, в основном объясняются ролью упругих свойств СПК стержней и 0-3-матрицы в формировании пьезоэффекта и электромеханической связи в композите-2. Что касается зависимости $d_h^*(m)$ при фиксированных значениях m_i и ρ_i, то она является монотонно возрастающей. Причина такого поведения связана с влиянием пьезокоэффициентов e_{3i}^* на пьезомодули d_{3i}^* при условии $e_{3i}^*(m) > 0$. Для композита-2 также установлена корреляция между $\max g_{33}^*$, $\max \left[\left(Q_{33}^* \right)^2 \right]$

И

 $s_{33, m}^{E}$, т. е. продольная пьезочувствительность демонстрирует поведение, аналогичное описанному выше для композита-1.

Сравнение результатов (см. рис. 2, 3) с известными литературными данными по пьезоактивным композитам типа 1-3 [1, 3, 4, 6] позволяет выделить несколько преимуществ новых 1-0-3-композитов. Композит-1 отличается высокими значениями d_h^* , $\left(Q_{33}^* \right)^2$, $\left(Q_h^* \right)^2$ и k_h^* по сравнению с родственными 1-3-композитами "СПК типа РZТ полимер" [3, 6], а максимумы данных параметров (см. рис. 2, е-е) располагаются в достаточно узком концентрационном интервале. Значения $\left(\, Q_{33}^{*} \, \right)^{2}$ и $\left(\, Q_{h}^{*} \, \right)^{2}$ вблизи максимумов (см. рис. 2, *г*, *д*) примерно на порядок превышают значения аналогичных параметров [6] 1—3-композитов "СПК типа РZТ — полимер". В композите-2 максимумы g_{33}^* и g_h^* находятся при бо́льших значениях *m* (см. рис. 3, а, б) по сравнению с аналогичными параметрами композита-1 (см. рис. 2, а, б), а увеличение *т* примерно до 0,1 не вызывает значительного убывания g_{33}^* и g_h^* . Отношения КЭС k_{33}^*/k_{31}^* и k_t^*/k_p^* , найденные для композита-2, представляют практический интерес в интервале $m \approx = 0, 4...0, 7.$ Отметим, что ранее в литературе не рассматривались эффективные параметры, изменяющиеся по аналогии с зависимостями, приведенными на рис. 3. Заключение

Проведено исследование пьезоэффекта, гидростатических параметров (2) —(5) и анизотропии КЭС новых 1—0—3-композитов, содержащих систему изолированных включений СПК в полимерной среде. Установлена важная роль упругих свойств 0—3-матрицы в формировании высокой пьезочувствительности $(g_{33}^* \approx 300...400 \text{ мB} \cdot \text{м/H}, g_h^* \approx$ $\approx 150...200 \text{ мB} \cdot \text{м/H}, (Q_h^*)^2 \approx (20...27) \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}),$ большой гидростатической пьезоактивности $(d_h^* \approx$ $\approx 150...350 \text{ пКл/H})$ и значительного гидростатического КЭС $(k_h^* \approx 0.25...0,45)$ композита-1 на основе сегнетомягкой СПК. В композите-2 на основе анизотропной сегнетожесткой СПК пьезокоэффициенты $g_{33}^* \approx 300...350 \text{ мB} \cdot \text{м/H}$ и $g_h^* \approx 200 \text{ мB} \cdot \text{м/H}$ достигаются в достаточно широком концентрационном интервале. Композит-2 отличается большой анизотропией КЭС $\left(k_{33}^*/k_{31}^* \approx -15, k_t^*/k_p^* \approx -9\right)$. Для обоих композитов установлена корреляция между max g_{33}^* , max $\left[\left(Q_{33}^*\right)^2\right]$ и упругой податливостью 0—3-матрицы $s_{33,m}^E$. Эта корреляция обусловлена особенностями микрогеометрии композитов типа 1—3 и анизотропией пьезоэффекта в них. Показаны пределы, в которых изменяются эффективные параметры 1—0—3-композитов на основе сегнетомягкой и анизотропной сегнетожесткой СПК при варьировании упругих свойств 0—3-матрицы. Исследованные 1—0—3-композиты можно приме-

нять как активные элементы пьезоэлектрических преобразователей, сенсоров, гидрофонов и других пьезотехнических устройств.

Авторы признательны Prof. Dr. C. R. Bowen (University of Bath, Бат, Великобритания) и Prof. Dr. P. Bisegna (University of Rome "Tor Vergata", Рим, Италия) за большой интерес к проблеме исследований современных пьезоактивных композитов. Авторы выражают благодарность д-ру техн. наук, проф. Паничу A. E. (Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, Россия) за полезные замечания при постановке задачи и обсуждении полученных результатов.

Список литературы

1. **Topolov V. Yu., Panich A. E.** Problem of piezoelectric sensitivity of 1–3-type composites based on ferroelectric ceramics // Ferroelectrics. 2009. V. 392. P. 107–119.

2. **Gibiansky L. V., Torquato S.** On the use of the homogenization theory to design optimal piezocomposites for hydrophone applications // Journal of the Mechanics and Physics of Solids. 1997. V. 45, N 5. P. 689–708.

3. Криворучко А. В., Тополов В. Ю. Прогнозирование гидростатического пьезоэлектрического отклика анизотропных 1—3-композитов "сегнетопьезокерамика — полимер" // Нанои микросистемная техника. 2006. № 7. С. 35—39.

4. Тополов В. Ю., Турик А. В. О повышении гидростатической чувствительности трехкомпонентных пьезокомпозитов // Письма ЖТФ. 2001. Т. 27, № 2. С. 84—89.

5. Newnham R. E., Skinner D. P., Cross L. E. Connectivity and piezoelectric – pyroelectric composites // Mater. Res. Bull. 1978. V. 13, N 5. P. 525–536.

6. **Topolov V. Yu., Bowen C. R.** Electromechanical properties in composites based on ferroelectrics. London: Springer, 2009. 202 p.

7. **Huang J. H., Yu S.** Electroelastic Eshelby tensors for an ellipsoidal piezoelectric inclusion // Composites Engineering. 1994. V. 4, N 11. P. 1169–1182.

8. Данцигер А. Я., Разумовская О. Н., Резниченко Л. А., Гринева Л. Д., Девликанова Р. У., Дудкина С. И., Гавриляченко С. В., Дергунова Н. В., Клевцов А. Н. Высокоэффективные пьезокерамические материалы: справочник. Ростов н/Д: Книга, 1994. 32 с.

9. Ikegami S., Ueda I., Nagata T. Electromechanical properties of $PbTiO_3$ ceramics containing La and Mn // Journal of the Acoustical Society of America. 1971. V. 50, N 4. P. 1060–1066.

10. **Желудев И. С.** Физика кристаллических диэлектриков. М.: Наука, 1968. 464 с.



УДК 531.787.084.2:629.735

В. А. Васильев, д-р техн. наук, проф., Н. В. Громков, д-р техн. наук, доц., Пензенский государственный университет, e-mail: opto@bk.ru

ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ С ЧАСТОТНЫМ ВЫХОДОМ НА ОСНОВЕ НАНО-И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, УСТОЙЧИВЫЕ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ТЕМПЕРАТУР

Поступила в редакцию 12.05.2011

Рассмотрены датчики давления с частотным выходным сигналом на основе тонкопленочных тензорезисторных нано- и микроэлектромеханических систем, устойчивые к воздействию температур. Представлены оригинальные топологии расположения тензоэлементов на мембране чувствительного элемента датчика и схемы частотных преобразователей. **Ключевые слова:** датчики давления, нано- и микроэлектромеханические системы, температура, частотные преобразователи

Датчики давления на основе тонкопленочных тензорезисторных нано- и микроэлектромеханических систем (НиМЭМС) относят к изделиям нанои микросистемной техники [1]. Отличительной особенностью таких датчиков является способность устойчиво функционировать в условиях воздействия нестационарных температур и повышенных виброускорений, именно по этой причине они находят широкое применение в ракетной и авиационной технике [2, 3]. Проблемы и основные направления исследований тонкопленочных нано- и микроэлектромеханических систем датчиков давления изложены в работе [4]. Одной из основных проблем остается температурная погрешность, для ее компенсации используют различные методы — конструктивные, технологические, схемные и др. [5].

Анализ показывает, что перспективным направлением в создании датчиков давления с частотным выходом, устойчивых к воздействию стационарных и нестационарных температур, является объединение в систему тонкопленочных НиМЭМС [3, 4] с частотными интегрирующими развертывающими преобразователями (ЧИРП) [6], выполненными в виде интегральных микросхем. При этом представляется возможным снизить энергопотребление (на порядок) измерительной цепи датчика, обеспечить инвариантность к нестабильности источников питания, повысить помехоустойчивость при передаче сигнала как по проводным, так и беспровод-



гис. 2. Функциональная электрическая схема датчика давления с частотным выходом на основе НиМЭМС

ным линиям связи. Такие датчики давления с частотным выходом могут быть востребованы для использования в распределенных системах сбора и обработки информации. При их применении отпадает необходимость в сложных микропроцессорных устройствах и аналого-цифровых преобразователях, устанавливаемых в каждом датчике.

На рис. 1 (см. третью сторону обложки) представлен тонкопленочный тензорезисторный датчик давления [6] с частотным выходом на основе НиМЭМС, который содержит корпус 1 со штуцером 2, установленную в нем тонкопленочную нано- и микроэлектромеханическую систему (НиМЭМС) 3, выводные проводники 4, кабельную перемычку 5. Частотный измерительный преобразователь представляет собой конструктивно законченный модуль 6, который может быть установлен в корпусе датчика.

На рис. 2 представлена функциональная электрическая схема частотного измерительного преобразователя. В частотный преобразователь сигнала с выхода тензомоста ТМ датчика давления входят интегратор Инт., выполненный на операционном усилителе ОУ1 с конденсатором Си в цепи обратной связи, компаратор на ОУ2. Между выходом компаратора и инвертирующим входом операционного усилителя интегратора включен дозирующий конденсатор С_л. Делитель напряжения *R*_{дел} из резисторов подключен параллельно диагонали питания тензомоста датчика. Выход делителя напряжения $R_{\text{дел}}$ через второй резистор интегратора $R_{\mu 2}$ соединен с инвертирующим входом операционного усилителя интегратора. Первая вершина диагонали питания тензомоста ТМ через дополнительный резистор R_{π} подключена к выходу компаратора, а вторая вершина — к шине "Земля". Дополнительный резистор R_{π} выполнен из того же материала, что и тензорезисторы тензомоста датчика, установлен за периферией мембраны по контуру на ее основании и может состоять из двух частей, первая из которых выполнена из того же материала, что и тензорезисторы тензомоста датчика, и установлена за периферией мембраны по контуру на ее основании, а вторая часть выполнена из резистивного материала и расположена за пределами мембраны в датчике давления или частотном преобразователе.

Гетерогенная структура НиМЭМС датчика давления представлена на рис. 3 (см. третью сторону обложки).

В гетерогенной структуре НиМЭМС датчика давления методами фотолитографии и травления сформирована мостовая измерительная цепь из окружных $R_{\rm окр}$ и радиальных $R_{\rm рад}$ тензорезисторов (рис. 3), выполненных в виде соединенных низкоомными перемычками (например из структуры V—Au) и равномерно размещенных по периферии мембраны идентичных тензоэлементов (например из структуры X20H75Ю, толщиной не более 100 нм), дополнительный резистор $R_{\rm д}$, выполненный из того же материала, что и тензорезисторы тензомоста датчика. Дополнительный резистор $R_{\rm d}$ сформирован на основании за границей мембраны в зоне, нечувствительной к механическим деформациям от давления.

Питание датчика осуществляется от двухполярного источника постоянного напряжения, не требующего стабилизации в силу того, что питание тензомоста (см. рис. 2) осуществляется напряжением с выхода частотного преобразователя, амплитуда которого не влияет на частоту выходного сигнала устройства.

Выходная частота измерительного преобразователя без учета влияния температуры на измерительную цепь датчика (см. рис. 2) определяется выражением

$$f = \frac{1}{T_{\rm K}} = \frac{M}{(M+n)4C_{\rm A}} \left(\frac{\varepsilon_R}{R_{\rm H1}} + \frac{\varepsilon_R + \varepsilon_{\rm A}}{R_{\rm H2}}\right), \qquad (1)$$

где $\varepsilon_R = \Delta R/R$ — относительное изменение сопротивления тензомоста под действием давления; $M = R_{cd}/R$ — коэффициент, равный отношению эквивалентного сопротивления параллельного соединения тензомоста с сопротивлением *R*, и делителя напряжения, состоящего из двух резисторов с общим сопротивлением $R_{\text{дел}}$, к сопротивлению тензомоста; $n = R_{\text{д}}/R$ — отношение сопротивлений дополнительного резистора $R_{\text{д}}$ и тензомоста R; $\varepsilon_{\text{д}}$ разбаланс делителя напряжения; $R_{\text{и1}}$ и $R_{\text{и2}}$ — сопротивления резисторов интегратора; $C_{\text{д}}$ — емкость дозирующего конденсатора.

В том случае, когда первый и второй резисторы интегратора равны $R_{\rm H1} = R_{\rm H2} = R_{\rm H}$, выражение (1) принимает вид

$$f = \frac{M(2\varepsilon_R + \varepsilon_{\rm m})}{(M+n)4C_{\rm m}R_{\rm m}}.$$
 (2)

При этом начальная частота выходного сигнала при нулевом разбалансе ($\varepsilon_R = 0$) тензомоста будет

$$f_0 = \frac{\varepsilon_{\pi} M}{(M+n) 4 C_{\pi} R_{\mu}},\tag{3}$$

а девиация частоты в зависимости от измеряемого давления

$$\Delta f = \frac{\varepsilon_R M}{(M+n) 2 C_{\rm L} R_{\rm H}}.$$
(4)

Диапазон изменения выходной частоты преобразователя устанавливается с помощью емкости конденсатора $C_{\rm д}$ и сопротивления интегратора $R_{\rm u}$, а начальная частота — с помощью соотношения резисторов делителя напряжения $\varepsilon_{\rm n}$.

С учетом влияния температуры для выходной частоты преобразователя выражение (1) принимает вид

$$f(T) = \frac{M_T}{\left(M_T + n_T\right) 4 C_{\mathcal{A}}} \left(\frac{\varepsilon_{RT}}{R_{\mu 1}} + \frac{\varepsilon_{RT} + \varepsilon_{\mathcal{A}}}{R_{\mu 2}}\right), \qquad (5)$$

где значения $M_T = \frac{a_T}{1 + a_T}, n_T = \frac{n}{1 + \varepsilon_T}, a_T = \frac{a}{1 + \varepsilon_T},$

$$\varepsilon_{RT} = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon_T}$$
 зависят от относительного изменения



Рис. 4. Зависимость выходной частоты от температуры при n = 4 и разбалансе тензомоста $\varepsilon_R = 0,01$

сопротивлений тензорезисторов, связанных с изменением температуры тензомоста и значением температурного коэффициента сопротивления материала тензорезисторов; $a = R_{\text{дел}}/R$ — отношение сопротивления делителя напряжения к сопротивлению тензомоста.

Зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса тензомоста без учета влияния температуры при следующих параметрах схемы: сопротивление тензомоста R = 700 Ом, сопротивление резистивного делителя напряжения R = 140 кОм (a = 200), при этом относительный разбаланс делителя напряжения $\varepsilon_{\rm A} = 0,04$, сопротивления интегратора $R_{\rm H} = 28$ кОм и $R_{\rm A} = 36$ кОм, емкость конденсатора $C_{\rm A} = 40$ пФ при отсутствии дополнительного резистора (n = 0) изменяется от 3000 Гц при $\varepsilon_{R} = -0,01$ до 11 000 Гц при $\varepsilon_{R} = +0,01$ и равна 7000 Гц при $\varepsilon_{R} = 0$, носит линейный характер во всем диапазоне разбаланса (как в отрицательной, так и в положительной области), что может быть использовано в дифференциальных датчиках давления.

При повышении температуры измеряемой среды происходит разогрев тензомоста как за счет разогрева датчика от воздействия среды, так и за счет протекания тока через тензорезисторы, что ограничивает повышение чувствительности путем повышения напряжения питания тензомоста датчика и соответственно увеличения амплитуды сигнала с выхода измерительной диагонали тензомоста вследствие ограниченной мощности тензорезисторов. С повышением температуры и увеличением разбаланса тензомоста сказываются температурные изменения сопротивлений тензорезисторов, которые приводят к дополнительной погрешности преобразования, она в диапазоне температур от 0 до +150 °С может достигать более 3 %. Путем введения в схему частотного преобразователя (см. рис. 2) дополнительного резистора R_{π} можно уменьшить данную погрешность или полностью ее компенсировать. При этом следует отметить, что значение и расположение резистора R_{π} в схеме преобразователя по-разному влияют на частоту выходного сигнала.

> На рис. 4 показаны зависимости частоты выходного сигнала от температуры в диапазоне 0...+150 °С при n = 4 ($R_{\rm d} = 2800$ Ом), разбалансе тензомоста ($\varepsilon_R = 0,01$) и при различных вариантах размещения дополнительного резистора $R_{\rm d}$: 1-й вариант в микроэлектронном модуле (в схеме); 2-й вариант — на мембране датчика (на TM); 3-й вариант — комбинированный (комбин.), когда одна часть установлена в микроэлектронном модуле, а другая часть — на мембране.

Следует отметить, что для полной компенсации температурной погрешности в случае комбинированного размещения дополнительного резистора (комбин.), с увеличением его номинала следует изменять соотношение частей, размещенных на мембране и в микроэлектронном модуле преобразователя ($R_{\rm TM}/R_{\rm CX}$). Причем, чем больше значение n, тем большая составная часть его должна быть на мембране в зоне расположения тензомоста (TM). Так, например, при разбалансе $\varepsilon_R = 0,005$ для n = 1 это соотношение будет равно 0,551, а для n = 4 оно равно 0,717, т. е. меньшая часть дополнительного резистора должна размещаться в микроэлектронном модуле, а большая часть — на мембране.

Для заданных значений диапазона измеряемых давлений, температуры разогрева тензомоста, частотного диапазона выходного сигнала устройства путем правильного подбора параметров элементов схемы частотного преобразователя сигнала с выхода тензомоста можно значительно уменьшить (или полностью компенсировать) погрешность измерения устройства, связанную с изменением температуры измеряемой среды и с разогревом тензомоста датчика давления.

На рис. 5 показан измерительный преобразователь с частотным выходом для измерения давления с тремя операционными усилителями [7]. Он обеспечивает уменьшение влияния температуры, несимметрии и нестабильности источников питания, а также задание начальной частоты при нулевом разбалансе тензомоста.

Уменьшение влияния несимметрии и нестабильности питания достигается путем введения в схему ЧИРП компаратора-инвертора ОУЗ и дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$, включенных последовательно с диагональю питания тензомоста в цепи обратной связи частотного преобразователя. Резистор R_0 интегратора служит для задания начальной частоты при нулевом разбалансе тензомоста. Особенностью измерительного преобразователя является то, что резистор интегратора R_{μ} выполнен из того же материала, что и тензорезисторы



Рис. 5. Функциональная электрическая схема датчика давления с частотным выходным сигналом на основе НиМЭМС

тензомоста датчика, и установлен за периферией мембраны по контуру на ее основании. Благодаря этому достигается уменьшение температурной погрешности.

Топология измерительной схемы HиMЭMC датчика давления представлена рис. 6 (см. третью сторону обложки). На мембране 1 сформированы контактные площадки 2, мостовая схема из тензорезисторов 3-6 и резистор интегратора 7, выполненный из того же материала, что и тензорезисторы тензомоста датчика, и расположенный на основании за границей мембраны (обозначенной штриховой линией) в зоне, не чувствительной к механическим деформациям от давления.

Частота выходного сигнала измерительного преобразователя описывается выражением

$$f_{\rm BMX} = \frac{1}{T} = \frac{1}{4(1-m+n)C_{\rm f}} \left[\frac{\pm 2\varepsilon}{R_{\rm H}} + \frac{(1+m-n)}{R_{\rm 0}} \right], (6)$$

где $R_{\rm u}$ — сопротивление интегратора; R_0 — резистор установки начальной частоты; $C_{\rm u}$ — емкость конденсатора интегратора (в цепи обратной связи); $C_{\rm d}$ — емкость дозирующего конденсатора.

Из данного выражения следует, что при нулевом разбалансе тензомоста ($\varepsilon = 0$) начальная частота f_0 будет определяться как

$$f_0 = \frac{1+m-n}{4(1-m+n)R_0C_{\pi}},$$
(7)

а девиация частоты выходного сигнала

$$\Delta f = \frac{\pm 2\varepsilon}{4(1-m+n)R_{\mu}C_{\mu}},$$
(8)

где $m = R_{\rm д1}/R$, $n = R_{\rm д2}/R$ — коэффициенты пропорциональности, R — сопротивление тензомоста, $R_{\rm д1}$, $R_{\rm д2}$ — первый и второй дополнительные резисторы.

Диапазон изменения выходной частоты преобразователя от заданного разбаланса тензомоста,

который соответствует заданному диапазону измеряемого давления, можно устанавливать с помощью емкости конденсатора $C_{\rm A}$ и сопротивления интегратора $R_{\rm u}$, а начальную частоту — с помощью резистора R_0 с учетом выбранного значения емкости конденсатора $C_{\rm A}$.

При равенстве сопротивлений $R_{d1} = R_{d2}$, т. е. когда m = n, начальная частота выходного сигнала будет равна

$$f_0 = \frac{1}{4R_0 C_{\pi}},$$
 (9)

а девиация частоты будет определяться значением разбаланса тензомоста

$$\Delta f = \pm \frac{\varepsilon}{2R_{\rm H}C_{\rm g}}.$$
 (10)

Как видно из выражений (6)—(10), на частоту выходного сигнала не влияют изменения емкости интегратора C_{μ} и напряжения питания U_0 (при условии идентичности амплитудных характеристик операционных усилителей).

Введение в схему дополнительных резисторов $R_{\rm A1}$ и $R_{\rm A2}$ снижает мощность, выделяемую тензорезисторами, что позволяет снизить температуру разогрева тензорезисторов от протекающего через них тока. При этом снижается энергопотребление датчика давления. Кроме того, изменяя сопротивления резисторов $R_{\rm A1}$ и $R_{\rm A2}$, можно выполнять дополнительную регулировку и подгонку выходной частоты преобразователя (как начальную частоту, так и девиацию частоты), т. е. обеспечить подстройку не за счет подгонки тензорезисторов датчика, а путем подстройки одного из резисторов $R_{\rm A1}$ или $R_{\rm A2}$ (в модуле частотного преобразователя).

С учетом влияния температуры при разогреве (или охлаждении) тензорезисторов изменяются их сопротивления и функция преобразования (6) частотного преобразователя будет выглядеть следующим образом:

$$f_{\rm BbIX}(T) = \frac{1}{4(1-m+n)C_{\rm p}} \left[\frac{\pm 2\varepsilon(T)}{R_{\rm H}} + \frac{(1+m-n)}{R_{\rm 0}} \right], (11)$$

где $\varepsilon(T) = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon_T}$, в которой $\varepsilon = \frac{\Delta R}{R}$ — разбаланс тензомоста без учета влияния температуры, а $\varepsilon_T = \frac{\Delta R(T)}{R}$ — относительное изменение сопро-

тивления тензомоста с учетом влияния температуры. При этом частота выходного сигнала преобразователя с увеличением темпе-

ратуры будет уменьшаться, а относительная температурная погрешность преобразования соответственно увеличиваться до нескольких процентов в диапазоне температур от -200 °C до +300 °C.

При размещении резистора $R_{\rm u}$ интегратора непосредственно на мембране датчика давления в зоне, не чувствительной к механическим деформациям (на основании мембраны), но близкой по температуре к температуре тензорезисторов, и выполнения его из того же материала, что и тензорезисторы (что значительно упрощает технологию изготовления гетерогенной структуры датчика давления), с теми же температурными коэффициентами, можно скомпенсировать температурную погрешность и функция преобразования будет иметь вид

$$f_{\rm BbIX}(T) = \frac{1}{4(1-m+n)C_{\rm p}} \left[\frac{\pm 2\varepsilon(T)}{R_{\rm H}(T)} + \frac{(1+m-n)}{R_{\rm 0}} \right], (12)$$

где
$$R_{\mu}(T) = \frac{R_{\mu}}{1 + \varepsilon_T}$$
 — сопротивление резистора инте-

гратора при воздействии температуры, а $\varepsilon_T = \frac{\Delta R_{\rm H}}{R_{\rm H}}$ —

относительное изменение сопротивления резистора интегратора от изменения температуры мембраны датчика. Поскольку резистор $R_{\rm u}$ интегратора и тензорезисторы тензомоста выполнены из одного и того же материала с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления (как правило, положительным), первая составляющая в квадратных скобках выражения (12) будет оставаться без изменения, т. е. температура разогрева тензомоста не будет сказываться на частоте выходного сигнала частотного преобразователя.

На рис. 7 показана зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса тензомоста є согласно выражения (6) в диапазоне — 0,01...+0,01 без учета влияния температуры при следующих параметрах схемы: сопротивление тензомоста R = 700 Ом, сопротивление интегратора $R_{\rm u} = 6,7$ кОм, сопротивление резистора $R_0 = 167$ кОм, сопротивления резисторов $R_{\rm д1}$ и $R_{\rm д2}$ равны 700 Ом, емкость конденсатора $C_{\rm d} = 15$ пФ.

Из графика рис. 7 видно, что зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса тензомоста изменяется от 5000 Гц при $\varepsilon = -0,01$ до 15 000 Гц при $\varepsilon = +0,01$ и равна 10 000 Гц при $\varepsilon = 0$, носит



Рис. 7. Зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса тензомоста є без учета влияния температуры

НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -



Рис. 8. Зависимость частоты выходного сигнала от температуры разогрева тензомоста при разбалансе $\epsilon=-0,01$



Рис. 9. Зависимость частоты выходного сигнала от температуры при разбалансе тензомоста $\varepsilon = +0,01$

линейный характер во всем диапазоне разбаланса (как в отрицательной, так и в положительной области), что также может быть использовано в дифференциальных датчиках давления.

На рис. 8 показана зависимость частоты выходного сигнала от температуры разогрева тензомоста в диапазоне температур -100 °C...+300 °C при разбалансе тензомоста $\varepsilon = -0,01$, когда резистор R_{μ} интегратора расположен в модуле (схеме) частотного преобразователя R_{μ} (схема) и на мембране датчика давления R_{μ} (мембр.).

На рис. 9 показана аналогичная зависимость частоты выходного сигнала при разбалансе тензомоста $\varepsilon = +0,01$.

Из графиков зависимостей рис. 8 и 9 видно, что при расположении резистора интегратора в схеме частотного преобразователя частота выходного сигнала при отрицательном разбалансе тензомоста ($\varepsilon = -0,01$) увеличивается с ростом температуры и

уменьшается при положительном разбалансе ($\varepsilon = +0,01$), а при размещении резистора интегратора на мембране датчика происходит компенсация температурной погрешности частотного преобразователя.

Таким образом, объединение в систему тонкопленочных НиМЭМС с частотными интегрирующими развертывающими преобразователями открывает новые возможности в создании датчиков давления с частотным выходом, устойчивых к воздействию стационарных и нестационарных температур. Совмещение элементов НиМЭМС и ЧИРП позволяет получать новые качественные и эксплуатационные показатели датчиков давления.

Список литературы

1. Белозубов Е. М., Белозубова Н. Е. Тонкопленочные тензорезисторные датчики давления — изделия нано- и микросистемной техники // Нано- и микросистемная техника. 2007. № 12. С. 49—51.

2. Белозубов Е. М. Перспективные тонкопленочные тензорезисторные датчики давления для ракетной и авиационной техники // Измерительная техника. 2004. № 5. С. 37—41.

3. Belozubov E. M., Vasil'ev V. A., Gromkov N. V. Thin-film nano- and microelectromechanical systems — the basis of contemporary and future pressure sensors for rocket and aviation engineering // Measurement Techniques. — USA, New York: Springer, 2009. V. 52, N 7. P. 739—744.

4. Белозубов Е. М., Васильев В. А., Громков Н. В. Проблемы и основные направления исследований тонкопленочных нано- и микроэлектромеханических систем датчиков давления // Датчики и системы. 2009. № 8. С. 54—58.

5. Belozubov E. M., Vasil'ev V. A., Gromkov N. V. Minimization of the effect of temperature on thin-film nano- and microelectromechanical systems and pressure sensors based on them // Measurement Techniques. USA, New York: Springer, 2009. V. 52, N 8. P. 853–858.

6. **Громков Н. В.** Интегрирующие развертывающие преобразователи параметров датчиков систем измерения, контроля и управления: монография. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2009. 244 с.

7. Патент РФ № 2406985, МПК G01L 9/04. Устройство для измерения давления с частотным выходом на основе нано- и микроэлектромеханической системы / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 35 от 20.12.2010.

8. Патент РФ № 2408857, МПК G 01 L9/04. Датчик давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 1 от 10.01.2011 г.

- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -

Н. И. Мухуров, д-р. техн. наук, зав. лаб., Г. И. Ефремов, канд. техн. наук, вед. науч. сотр., С. П. Жвавый, д-р. физ.-мат. наук, вед. науч. сотр., е-mail: mukhurov@inel.bas_net.by, Государственное научное учреждение "Институт физики имени Б. И. Степанова Национальной академии наук Беларуси"

ЭФФЕКТ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДЕФОРМИРОВАНИЯ УПРУГИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ МИКРОРЕЛЕ. ЧАСТЬ 2. ДЕФОРМИРОВАННЫЕ ДЕРЖАТЕЛИ

Поступила в редакцию 10.05.2011

Исследованы варианты электростатических микрореле с упругодеформированными держателями в объемном и планарном конструктивном исполнении. Рассмотрен эффект создания внутренних механических напряжений в электростатических микрореле за счет деформирования держателей. Приведены основные математические соотношения и примеры конструкций.

Ключевые слова: электростатическое микрореле, планарная и объемная конструкция, активные электростатические и реактивные механические силы, деформирование держателей

В системах автоматики широко используются электромагнитные переключатели [1]. Они по потребляемой мощности, массогабаритным показателям и сложности существенно превосходят электростатические, но за счет коммутации цепей с нормально разомкнутыми (НР) и нормально замкнутыми (НЗ) контактами по функциональному назначению имеют более широкий диапазон применения.

В традиционных электростатических микрореле (ЭСР) предусмотрены только НР контакты, которые замыкаются в конце прямого хода якоря. Перемещение якоря с контактными площадками как на управляемом участке, так и на неуправляемом совершается без выполнения функциональных нагрузок [2]. Однако перемещение якоря можно использовать для различных практических целей, например, для размыкания НЗ контактов.

Покажем, что эта задача выполнима за счет предварительной упругой деформации держателей [3], т. е. в результате создания напряженного состояния подвижных элементов.

Конструктивная схема ЭСР с упругодеформированным держателями (ЭСРД), реализующая эту идею, содержит (рис. 1, *a*) жесткое основание *1* с неподвижным электродом *2* и контактными площадками *3*. Над ним на исходном межэлектродном расстоянии *t* расположен жесткий якорь 4 с подвижными электродами 5 и контактными площадками нижними 6 и верхними 7. Якорь упругими держателями 8 соединен с основанием. При сборке на якорь устанавливается фиксатор 9 с контактными площадками фиксатора 10, которые, замыкаясь с верхними контактными площадками, образуют H3 контакт. Затем фиксатор, прогибая держатели на величину *y*, смещает якорь, формируя рабочее межэлектродное расстояние $t_1 = t - y$ (рис. 1, δ). Относительная величина смещения α должна составлять

$$\alpha = \frac{y}{t} = 0, 4...0, 7, \tag{1}$$

т. е. должна быть больше $\alpha_0 = 0,33$, при которой в плоскопараллельных ЭСР заканчивается управляемая часть цикла [2, 4]. Верхний предел ограничивается наличием НР контактов.

Реактивные силы деформированных держателей *Р* обеспечивают требуемое значение контактного усилия *Т* за счет расчета жесткости *К* упругой системы. В рабочем положении

$$T_{\rm H3} = Ky. \tag{2}$$

В цикле в результате взаимодействия реактивных *P* и электростатических *F* сил усилие *T*_{H3} будет



a — при сборке; б — в собранном виде



снижаться до 0, потом после некоторой паузы возникнет и начнет нарастать усилие $T_{\rm HP}$ в HP контактах (рис. 2).

Реализация H3 контактов и усилия $T_{\rm H3}$ в данной схеме осуществлена за счет использования бывшего "холостого" хода якоря.

В плоскопараллельных ЭСР максимум базовой кривой U_0^* находится при $\alpha_0 = 0,33$ (рис. 3). Деформирование держателей на $\alpha > \alpha_0$ обеспечивает снижение рабочего напряжения. Относительная величина снижения *z* определяется соотношением

$$z = \sqrt{\frac{\left(1 - \alpha_0\right)^2 \alpha_0}{\left(1 - \alpha\right)^2 \alpha}},$$
(3)

из которого следует, что если $\alpha = 0,4$, то z = 1,02; если $\alpha = 0,7$, то z = 1,54.



Рис. 3. Базовая зависимость U*(a) в ЭСРД

Положительный эффект деформирования держателей заключается в реализации переключающих ЭСР со сниженным в 1,02...1,54 раза рабочим напряжением.

Объемный вариант (ЭСРДо). ЭСРДо содержит диэлектрические основание 1, якорь 2, фиксатор 3 (рис. 4). Основание выполнено прямоугольной формы. В нем сформирована прямоугольная полость 4, на противоположных коротких сторонах которой сформированы первые 5 и вторые 6 ступени. С якорем жестко соединены упругие держатели 7, выполненные в виде консолей со свободными внешними концами. Держатели расположены на противоположных сторонах якоря параллельно его продольной оси и направлены от его центра к первым ступеням, углы которых выполняют роль шарнирных опор. На этих же сторонах якоря между держателями сформированы полочки 8, длина которых меньше, чем у держателей. Якорь центрируется в полости по габаритным размерам: ширине и расстоянию между внешними сторонами полочек и ступенями, выполненными по ходовой посадке. Это исключает поломку держателей при сборке и перекос якоря в полости. Фиксатор по периферии жестко соединен с основанием, на его внутренней стороне сформированы два выступа 9, расположенные напротив участков якоря, соединяющихся с держателями. На дне полости и внутренней плоскости якоря нанесены неподвижный 10 и подвижный 11 электроды. На углах первых ступеней сформированы контактные площадки 12, а на вторых ступенях и на полочках соответственно НР неподвижный контакт 13 и подвижный контакт 14, на держателях — контактные дорожки 15, а на наружной стороне якоря и на выступах размещены H3 контакты 16.

При сборке якорь свободно укладывается держателями на первые ступени. Расстояние между подвижным и неподвижным электродами в этом положении является исходным межэлектродным расстоянием t и определяется при проектировании электрореле. Затем устанавливается и закрепляется на основании фиксатор, который выступами принудительно на расстояние у смещает якорь, деформируя держатели. При этом держатели, упруго изгибаясь, свободно поворачиваются на углах первых ступеней, не создавая реактивных моментов на опоре. Реактивная сила Р обеспечит требуемые контактные усилия между контактными площадками держателями и первыми ступенями и в НЗ контактах на фиксаторе. В зависимости от функционального назначения электрореле величина у составляет (0,4...0,7)t. При y < 0,4 t контактное усилие будет недостаточно надежным, при y > 0,7 tможет снизиться сопротивление изоляции НР контактов.

При подаче напряжения *U*между неподвижным и подвижным электродами электростатическая сила *F* начинает тянуть якорь к основанию, но не





Рис. 5. Планарный вариант ЭСРДп

смещая его и не отсоединяя от выступов до тех пор, пока напряжение не увеличится до значения, при котором силы F и P станут равными. Контактное давление $T_{\rm H3}$ снизится до нуля. Дальнейшее повышение напряжения U приводит к уменьшению рабочего межэлектродного расстояния t_1 и увеличению упругого прогиба держателей, размещенных на углах первых ступеней.

При рабочем напряжении якорь коллапсирует до вторых ступеней и замыкает неподвижный и подвижный НР контакты, включая внешнюю цепь управляемой аппаратуры.

После отключения напряжения реактивные силы P изогнутых держателей возвращают якорь до упора в выступы фиксатора, разомкнув HP и замкнув H3 контакты.

Положительный эффект деформирования держателей вместе с применением угловых опор снижает рабочее электрическое напряжение в 2,5...3,5 раза.

Планарный вариант ЭСРДп. Конструкция содержит комбинацию ("комби") плоскопараллельных и балочных электродов (рис. 5). Она представляет собой [5] пластину, в которой сформированы каркас 1 и якорь 2, выполненные в виде двух вставленных друг в друга гребенок с зубцами 3 на каркасе и выступами 4 на якоре. Якорь соединен с каркасом гибкими балочными держателями 5, образуя вместе с планкой 6 прямоугольник, в котором при смещении планки и прогибе держателей зубцы и выступы остаются параллельными. Напротив одного торца планки в каркасе выполнены упругие лепестки 7, напротив другого торца — прямоугольное отверстие 8. В реле сформированы три электрических цепи:

- управляющая с противоположно заряженными электродами на зубцах и выступах и на держателях;
- первая управляемая цепь с НР контактом;
- вторая управляемая цепь с НЗ контактом.

В управляющей цепи межэлектродное расстояние равно *t*. НР контакт сформирован лепестками и торцом планки.



Рис. 6. Зависимость U_{max}^* от β

Значения соотношений для практических расчетов

β	1	2	3	4	5	6
<i>m</i> ₀	0,382	0,362	0,354	0,349	0,347	0,345
$U_{\rm max}^*$	0,300	0,236	0,201	0,178	0,162	0,149



Рис. 7. Базовые кривые $U^*(m, \beta)$

В процессе сборки в прямоугольное отверстие каркаса ставится металлизированый клин, который, деформируя держатели и смещая якорь на *x*₀, замыкает НЗ контакт и задает рабочее межэлектродное расстояние

$$x_1 = t - x_0 = t(1 - m).$$
 (4)

Смещение x_0 аналогично прогибу в объемных конструкциях и составляет (0,4...0,7)t.

При включении электроды обоих типов находятся под воздействием единого напряжения U и при одном и том же смещении m. Активные силы F_i и F_j будут зависеть от числа держателей i и пар "зубец—выступ" j. По расчетам [5] оптимальное соотношение β составляет (рис. 6)

$$\beta = \frac{j}{i} = 3...6. \tag{5}$$

Решение уравнения равновесного состояния

$$F_i + F_i = P \tag{6}$$

дает следующие выражения для базовой кривой (рис. 7)

$$U^* = \sqrt{\frac{m(1-m)^2}{1-m-\beta}}$$
(7)

и для определения экстремальных значений параметров

$$m_0^3 - (2,5 + 1,5\beta)m_0^2 + + 2(1 + \beta)m_0 - 0,5(1 + \beta) = 0.$$
(8)

Значения $m_0(\beta)$ и $U_{\max}^*(\beta)$ для практических расчетов представлены в таблице.

Цикл срабатывания аналогичен предыдущему варианту. Снижение U_p за счет деформирования и $\beta = 6$ достигается в ~2 раза при m = 0,4.

Список литературы

1. Виттенберг М. И. Расчет электромагнитных реле. М.-Л.: Энергия. 1975. 416 с.

2. Мухуров Н. И., Ефремов Г. И., Жвавый С. П. Теоретическое моделирование плоскопараллельных двухэлектродных микроактюаторов // Нано- и микросистемная техника. 2011. № 1. С. 15–23.

3. Мухуров Н. И., Ефремов Г. И. Концепция построения электростатических микропереключателей // Матер. XIV. Междун. научн.-техн. конф. "Высокие технологии в промышленности России". Москва 11—13 сент. 2008 г. М.: ОАО ЦНИТИ "Техномаш". 2008. С. 212—215.

4. **Chan K. E., Dutton R. W.** Electrostatic Micromechanical Actuator with Extended Range of Travel // MEMS. 2000. V. 9, N 3. P. 321–328.

5. Мухуров Н. И., Ефремов Г. И., Жвавый С. П. Комбинированные планарные электростатические микрореле // Матер. XII Междун. научн.-техн. конф. "Высокие технологии в промышленности России". Москва 7—9 сент. 2006 г., М.: ОАО ЦНИТИ "Техномаш". 2006. С. 402—407.

- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 –

УДК 537.862:621.373

М. Е. Белкин, д-р техн. наук, зав. науч. лаб., **А. В. Лопарев**, аспирант, Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики, e-mail: alexey_loparev@mail.ru

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР СВЧ СИГНАЛОВ: МОДЕЛИРОВАНИЕ, ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ И ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Поступила в редакцию 23.06.2011

Рассматриваются схема построения и принцип функционирования оптоэлектронного генератора (ОЭГ) СВЧ диапазона, в котором сочетаются относительно низкие фазовые шумы и широкая полоса перестройки частоты генерации. Приводятся результаты разработки объектно-ориентированной модели оптоэлектронного генератора с помощью оптоэлектронной САПР VPItransmission MakerTM и результаты моделирования его спектральных и шумовых характеристик. Описаны макет ОЭГ, перестраиваемый в полосе 2,5...15 ГГц, и результаты измерения с его помощью указанных параметров, подтверждающие корректность предложенной модели. Проводится сравнение с различными генераторами СВЧ диапазона в интегральном исполнении, построенными по традиционной схеме.

Ключевые слова: сверхвысокочастотная оптоэлектроника, оптоэлектронный генератор СВЧ сигналов, частотные шумы

Введение

Как известно, транзисторный генератор сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона является принципиальным структурным элементом радиопередающего и радиоприемного устройств как телекоммуникационного, так радиолокационного назначений, и его параметры во многом определяют общие технико-экономические показатели современных ралиосредств. В связи с этим исследованиям теоретических и практических аспектов его функционирования, а также схем его построения посвящено огромное количество публикаций в периодической и книжной научной литературе [1, 2]. Тем не менее современное развитие радиоэлектронной аппаратуры поставило перед ее разработчиками новые задачи. В частности, требования по экономичности систем передачи вызвали интенсивное развитие техники СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) на арсенид-галлиевых гетероструктурных транзисторах. Этот процесс сопровождается ужесточением требований к техниче-СВЧ генератора: ским параметрам полосе перестройки, частотным шумам, уровню гармоник и т. д. [3].

Альтернативный путь совершенствования принципов построения и основных характеристик твердотельных СВЧ генераторов состоит в так называемом оптоэлектронном подходе, заключающемся во внедрении технологий сверхвысокочастотной оптоэлектроники (СОЭ), предмет исследований которой находится на стыке фотоники и СВЧ радиоэлектроники [4]. Рассматриваемый в данной работе оптоэлектронный генератор (ОЭГ) является одним из наиболее перспективных функциональных элементов СОЭ с точки зрения практической реализации [5]. Главным его преимуществом считается рекордно низкий уровень частотных шумов, составляющий в настоящее время -163 дБн/Гц при отстройке 10 кГц от несущей, расположенной в любой точке Х-диапазона [6]. С этой целью используются волоконный резонатор длиной в несколько километров и многоконтурные схемы [7]. Еще одним важным преимуществом является возможность одновременного обеспечения низких фазовых шумов и широкого диапазона перестройки частоты генерации [8], что недостижимо вследствие фундаментальных ограничений для транзисторных СВЧ генераторов, построенных по традиционной схеме с варакторной перестройкой частоты. Так, для уменьшения уровня частотных шумов в них необходимо повышение добротности используемого СВЧ резонатора, в то время как для увеличения полосы перестройки ее необходимо уменьшать [8]. Напротив, в ОЭГ уровень частотных шумов определяется исключительно временем задержки в петле обратной связи, а частота генерации — центральной частотой радиочастотного полосно-пропускающего фильтра. В свете изложенного выше в данной статье описываются результаты разработки экономичного варианта ОЭГ СВЧ диапазона, в котором при простой схемной структуре и относительно небольшой длине волоконного резонатора (времени задержки в петле обратной связи) сочетаются относительно низкие фазовые шумы и широкая полоса перестройки частоты генерации.

Принцип работы и объектно-ориентированная модель оптоэлектронного генератора

По принципу работы и схеме построения исследуемый ОЭГ ничем не отличается от широко известного в радиотехнике автогенератора с линией задержки в цепи обратной связи (рис. 1, *a*) [9]. Особенностью его работы является многочастотный (многомодовый) характер генерируемых колебаний, для которых выполняются условия баланса амплитуд (рис. 1, δ) и баланса фаз (рис. 1, ϵ).

В случае ОЭГ роль резонансной системы и элемента задержки в цепи обратной связи играет отрезок одномодового кварцевого волокна определенной длины, характеризующийся, как известно, крайне низкими потерями и дисперсией переда-



Рис. 1. Структурная схема радиочастотного автогенератора (a) и диаграммы, иллюстрирующие условия выполнения баланса амплитуд (б) и фаз (в) [9]



Рис. 2 Структурная схема оптоэлектронного генератора СВЧ диапазона

ваемого оптического сигнала. Рассмотрим типичную структурную схему ОЭГ [5], приведенную на рис. 2. Как видно из этого рисунка, схема ОЭГ включает в себя оптический узел и радиотехнический узел. В состав оптического узла входят полупроводниковый лазерный модуль (ПЛМ), модулятор интенсивности излучения (МИИ), волоконнооптический тракт (ВОТ) и фотодиодный модуль (ФДМ), а в состав радиотехнического узла — предварительный электрический усилитель (ПЭУ), полосно-пропускающий фильтр (ППФ), усилитель мощности (УМ) и делитель мощности (ДМ).

Кратко поясним принцип работы ОЭГ в стационарном режиме. Непрерывное излучение лазерного модуля ПЛМ (источника электромагнитной энергии) поступает на вход модулятора МИИ. В качестве МИИ обычно используется электрооптический модулятор бегущей волны на основе интегрального интерферометра Маха—Цандера. Далее модулированное СВЧ сигналом оптическое излучение проходит волоконно-оптический тракт ВОТ и поступает на вход фотодиода ФДМ, в котором происходит его демодуляция. Демодулированный СВЧ сигнал предварительно усиливается с помощью электрического усилителя ПЭУ. Высокодобротный полосовой фильтр ППФ выделяет частоту генерации ОЭГ, подавляя СВЧ колебания на других частотах. После усиления в усилителе мощности УМ СВЧ сигнал поступает в делитель мощности ДМ, который одну часть сигнала направляет в выходной порт ОЭГ, а другую часть — на управляющий вход МИИ, замыкая тем самым цепь положительной обратной связи.

В процессе разработки функционирование ОЭГ было описано с помощью объектно-ориентированной модели в специализированной оптоэлектронной САПР телекоммуникационного назначения VPI Transmission Maker[™]. Моделирование ОЭГ проводилось с использованием апериодических граничных условий, что позволило одновременно моделировать его оптоэлектронные, оптические и радиочастотные узлы, входящие в состав цепи обратной связи. На рис. 3 приведена компьютерная модель одноконтурного ОЭГ, построенного по схеме рис. 2.

В разработанной модели ОЭГ функционирование ПЛМ имитировалось с помощью модели на основе скоростных уравнений одночастотного полупроводникового лазера с распределенной обратной связью. В качестве МИИ использовался дифферен-

циальный модулятор Маха—Цандера. Волоконнооптический тракт моделировался системой аттенюатор — линия задержки (на рис. 3 Att и т соответственно). В качестве ФДМ использовалась резистивно-емкостная модель *pin*-фотодиода. Влияние ППФ моделировалось полиномом Баттерворта 4-го порядка с мгновенной полосой пропускания 12 МГц и полосой перестройки 3...15 ГГц. Спектр СВЧ сигнала на выходе ОЭГ отображался на экране модели анализатора спектра.

Так как спектральное разрешение результатов моделирования зависит от размера временного окна, а число точек в спектре, определяемое частотой Найквиста, фиксировано и связано с частотой генерации ОЭГ, то для достижения спектрального разрешения менее 10 Гц, требуемого для измерения частотных шумов, размер временного окна данных должен содержать 10⁸ точек, что является недостижимым вследствие ограничения объема оперативной памяти ПК. Данная проблема была решена за счет объединения данных для каждого из моделируемых проходов петли обратной связи ОЭГ в стационарном режиме работы в единый файл с помощью встроенной в программу функции объединения временных окон. Далее общий сигнал поступал на ППФ с полосой пропускания 10 Гц, центральная частота которых отстоит от частоты генерации ОЭГ на 10, 100 и 1 МГц соответственно.

На рис. 4 приведены рассчитанные с помощью разработанной модели спектр генерации одноконтурного ОЭГ при длине волокна 65 м и спектры однополосного частотного шума при стандартной для СВЧ генераторов отстройке от несущей на 10, 100 и 1000 кГц в полосе 10 Гц.

Как следует из рис. 4, а, спектр ОЭГ содержит центральную частоту в районе 12 ГГц и боковые моды. Разнос между центральной частотой и ближайшей боковой модой, иначе — область свобод-



Рис. 3. Объектно-ориентированная модель оптоэлектронного генератора





ной дисперсии в основном определяется длиной волоконно-оптического тракта ОЭГ l_{ВОТ}, и при $l_{BOT} = 65$ м составляет 2,44 МГц. При этом минимальный уровень подавления боковых мод превышает 35 дБ. Оценим результаты моделирования уровня частотных шумов ОЭГ. Как известно [1], спектральная плотность мощности частотных шумов S_{df} определяется, исходя из следующего соотношения:

$$S_{df} = 10\log(P_{osc}/(P_{df}\Delta f)), \qquad (1)$$

где P_{osc} — мощность генерации ОЭГ; P_{df} — мощность в полосе фильтра при отстройке от несущей на частоту df; Δf — шумовая полоса измерений. С учетом этого соотношения и данных рис. 4, б приведенные уровни частотного шума ОЭГ соответствуют следующим значениям: $S_{10 \text{ к}\Gamma \text{u}} = -128,4 \text{ дБн}/\Gamma \text{u},$ $S_{100 \text{ к}\Gamma \text{u}} = -132,5 \text{ дБн}/\Gamma \text{u}$ и $S_{1 \text{ M}\Gamma \text{u}} =$

= -141,1 дБн/Гц.

Экспериментальное исследование макета оптоэлектронного генератора

Для верификации результатов моделирования ОЭГ на основе схемы рис. 2 был разработан макет на дискретных компонентах с полосой перестройки в диапазоне 2,5...15 ГГц с шагом около 2,5 МГц. Общий вид его приведен на рис. 5. Для упрощения и повышения качества согласования все элементы оптического узла соединены посредством одномодового волоконного тракта с разъемами типа FC/APC, а радиотехнического узла — посредством СВЧ коаксиального тракта с разъемами типа SMA.

В оптическом узле макета в качестве ПЛМ использован лазерный излучатель с распределенной обратной связью LDI H-DFB-1550-10Р-Н-SM-FC/APC производства фирмы ИИТ, Минск (мощность излучения 11,5 мВт, рабочая длина волны 1550 нм, относительный уровень шума интенсивности (RIN) 155 дБ/Гц). Для предотвращения отражений от оптических разъемов и фотодиода, что может привести к нарушению стабильности генерации ПЛМ, к его выходу подключен оптический изолятор (модель IS-S-15-L-10-FA, производство Ascentta, Inc., США, минимальная развязка 33 дБ). Для уменьшения потерь оптического сигнала на вход МИИ подключен волоконный корректор поляризации (КП), модель FPC-030, Thorlabs, США. В качестве МИИ применен ниобат-литиевый модулятор на основе интегрального интерферометра Маха-Цандера модели Mach-005-40, Covega, США (ра-

бочий спектральный диапазон 1525...1605 нм, вносимые оптические потери не более 5,5 дБ, полоса пропускания по модулирующему входу до 35 ГГц, полуволновое напряжение смещения на частоте 1 ГГц не более 4 В). Наконец, для детектирования оптического излучения использован ФДМ модели XPDV-2120R производства фирмы U2T Photonics, Германия (рабочий спектральный диапазон 1480...1620 нм, токовая чувствительность 0,58 А/Вт при напряжении обратного смещения 2,8 В, темновой ток менее 5 нА, полоса пропускания по уровню -3 дБ не менее 50 ГГц).

В радиотехническом узле макета ОЭГ в качестве ПЭУ использовался малошумящий усилитель МШУ 1-3 (ФГУП "НПП Исток", Фрязино), в качестве $\Pi\Pi\Phi$ – четырехзвенный фильтр с резонаторами на основе железо-иттриевого граната (ЖИГ) молели ФФЛК2-17 производства ОАО "Завод Магнетон" (Санкт-Петербург) (потери около 5 дБ, полоса перестройки 2...15 ГГц с мгновенной полосой пропускания около 20 МГц на частоте генерации ОЭГ). Усилитель мощности УМ был реализован на микросхеме HMC383 (Hittite Microwave Corporation, США). Общий коэффициент усиления радиотехнического узла составляет около 45 дБ.

Спектральные и шумовые характеристики макета исследовали на контрольном выходе делителя мощности ДМ с помощью анализатора спектра Agilent E4448A с рабочим частотным диапазоном 3 Гц...50 ГГц. Результаты экспериментального исследования ОЭГ (с $l_{\text{BOT}} = 65$ м) представлены на рис. 6.

Как следует из рис. 6, *а*, спектр генерации макета ОЭГ содержит три спектральные компоненты: основную на частоте 11,9 ГГц и две боковых на расстоянии примерно 2,6 МГц от основной. Мощность основной моды генерации составляет 9,1 дБм, боковые моды подавлены более чем на 54 дБ. Кроме того, уровень частотных шумов макета ОЭГ (рис. 6, δ) получился $S_{10 \text{ к}\Gamma \text{µ}} = -125,4$ дБн/Гц; $S_{100 \text{ к}\Gamma \text{µ}} = -128,2$ дБн/Гц и $S_{1 \text{ М}\Gamma \text{µ}} = -137,4$ дБн/Гц.



Рис. 5. Внешний вид макета разработанного ОЭГ



Рис. 6. Результаты экспериментального исследования спектральных (*a*) и шумовых (*б*) характеристик одноконтурного ОЭГ ($l_{\text{BOT}} = 65$ м)

Изделие	Мощность генерации,	Полоса перестройки частоты, ГГц	Подавление побочных мод	Уровень частотных шумов при отстройке от несущей частоты			
	дБм		в спектре, Дб	19 кГц	100 кГц	1 МГц	
СВЧ генератор НМС388LP4 [10] СВЧ генератор СНV2270-98 [11] Синтезатор частот ADF4350 [12] Разработанный ОЭГ	4,9 14 5 9,1	3,15—3,4 12,65—12,85 2,2—4,4 2,5—15	7 13 54	-87 -60 -92 -125,4	-105 -90 -111 -128,2	-113 -134 -137,4	

Оценка полученных результатов

Сопоставление результатов моделирования и экспериментального исследования разработанного ОЭГ показывает, что разность рассчитанных и измеренных значений области свободной дисперсии и частотных шумов не превышает 5 %, что свидетельствует о корректности предложенной модели. Существенное расхождение выходной мощности генерации (расчетное значение 14 дБм, измеренное значение 9 дБм) можно объяснить разницей принятых в ходе моделирования и реальных коэффициентов усиления усилителей радиотехнического узла.

Для подтверждения отмеченных выше достоинств разработанного оптоэлектронного генератора проведем параметрическое сравнение с серийно выпускаемыми изделиями известных зарубежных изготовителей МИС генераторов СВЧ диапазона как на базе генератора, управляемого напряжением (ГУН) с варакторной перестройкой частоты [10, 11], так и на базе современного синтезатора частот [12]. Результаты сравнения представлены в таблице.

Как следует из таблицы, разработанный ОЭГ при сопоставимой мощности генерации обладает гораздо более широкой полосой перестройки (2,5 октавы) и значительно меньшими частотными шумами, особенно вблизи от несущей. Также стоит отметить высокое подавление побочных мод генерации, что повышает эффективность его работы в составе СВЧ радиоаппаратуры.

Заключение

В данной работе детально исследован новый подход к разработке и проектированию оптоэлектронного генератора СВЧ диапазона, в котором сочетаются относительно низкие частотные шумы и широкая полоса перестройки частоты генерации. Предложенная компьютерная модель обеспечивает его корректное проектирование и может также быть применена для других вариантов схем построения, например многоконтурных и инжекционно синхронизированных ОЭГ. Разработанный макет имеет существенно больший уровень частотного шума по сравнению с известным не перестраиваемым вариантом построения ОЭГ [6], однако выгодно отличается от него возможностью электрической перестройки частоты в широкой полосе. Тем не менее результаты сравнения показали, что уровень его частотного шума гораздо ниже, чем у современных СВЧ генераторов на основе традиционной схемы построения, что позволяет сделать вывод о перспективности использования оптоэлектронного генератора в общем, и предложенного подхода к его построению в частности, в аппаратуре СВЧ радиосистем телекоммуникационного и радиолокационного назначений.

Настоящая работа выполнена в рамках проекта по аналитической ведомственной целевой программе Минобрнауки "Развитие научного потенциала высшей школы (2009—2011 годы)".

Список литературы

1. Гассанов Л. Г., Липатов А. А. и др. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. М.: Радио и связь, 1988. 288 с.

2. **Maas S. A.** Nonlinear Microwave and RF Circuits. — Artech House, 2003. 582 p.

3. Белкин М. Е., Лопарев А. В. Компьютерное проектирование монолитной интегральной схемы сверхвысокочастотного генератора на гетероструктурных полевых транзисторах // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 2010. Вып. 1 (224). С. 45—52.

4. Белкин М. Е., Сигов А. С. Новое направление фотоники — сверхвысокочастотная оптоэлектроника // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 8. С. 901—914.

5. Белкин М. Е., Лопарев А. В. Оптоэлектронный генератор — первое практическое устройство СВЧ оптоэлектроники // Электроника: наука, технология, бизнес. 2010. № 6. С. 62—70.

6. http://www.oewaves.com

7. **Yao X. S.** Opto-electronic Oscillators // In. book: RF Photonic Technology in Optical Fiber Links. / Ed. by W. S. C. Chang. — Cambridge University Press. 2002. P. 255–292.

8. Белкин М. Е. Разработка модели оптоэлектронного генератора СВЧ диапазона // ИНТЕРМАТИК—2008 "Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения" / Материалы международной НТК, Москва, октябрь 2008. — М.: Энергоатомиздат, 2008. С. 289—297.

9. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / Под ред. К. А. Самойло. М.: Радио и связь, 1982. 528 с. 10. Hittite Microwave Corporation, VCO Product Details. URL: http: www.hittite.com

11. **Herley** Specification of the Voltage Controlled Oscillator V2060. URL: http://www.herley.com

12. Analog Devices product datasheet. URL: http://www.analog.com

Системы на кристалле

УДК 621.396.677.3

П. П. Мальцев, д-р техн. наук, проф., директор, О. В. Матвеенко, канд. техн. наук, мл. науч. сотр., Д. Л. Гнатюк, мл. науч. сотр., А. П. Лисицкий, канд. техн. наук, зав. лаб., Ю. В. Федоров, зав. лаб., Учреждение Российской академии наук Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники РАН, e-mail: liant2@yandex.ru

ОБЗОР РЕАЛИЗАЦИЙ ВСТРОЕННЫХ АНТЕНН ДИАПАЗОНА 5 ГГц С ИЗЛУЧАТЕЛЕМ-МОНОПОЛЕМ

Поступила в редакцию 20.06. 2011

Массовое применение беспроводных устройств, таких как WLAN, WiMax, потребовало разработки малогабаритных антенн с рабочими полосами в пределах 2,3...5,85 ГГц. В обзоре рассмотрены многочисленные реализации основного типа планарных антенн — на основе монополя, реализуемых из диэлектрика с двусторонней металлизацией. Описаны антенны с монополем, защищенные в патентах.

Ключевые слова: планарная антенна, излучатель, монополь, диаграмма направленности

Введение

Развитие коммерческих систем беспроводной персональной связи стимулировало интенсивные исследования в области планарных антенн S, L диапазонов, для которых важны минимальные размеры, согласование в заданных полосах и требуемый вид диаграммы направленности (ДН) при массовой технологии изготовления антенны. Портативное устройство (и его антенна) должны функционировать в нескольких диапазонах. Ниже подробно описано развитие встроенных антенн диапазона 5 ГГц с излучателем-монополем для следующих диапазонов:

- WLAN/WiMax wireless applications 2.4/3.5/5 ГГц в основном 2.4, 5 ГГц (WLAN bands (2,4...2,48 ГГц, IEEE802.11a WLAN applications: 5,15...5,35 и 5,725...5,825 ГГц);
- UWB сверхширокополосные радиосистемы (3,1...10,6 ГГц);
- беспроводная связь LAN 5,15...5,825 ГГц (IEEE 802.11а);

• Fixed Broad Wideband Access (FBWA) 3,5 ГГц. Также необходимы антенны для систем PCS (1,85...1,99 ГГц), UMTS (1,92...2,17 ГГц).

Таким образом, рабочий диапазон планарной антенны системы беспроводной связи помимо диапазона в области 5 ГГц имеет одну или более полос на более низких частотах.

Антенны типа Printed inverted-F antenna (PIFA), применимые в указанных полосах, рассмотрены в обзоре [1].

Принято, что достаточным согласованием входа антенны является уровень коэффициента отражения S11 менее -10 дБ (или КСВ менее 2) в 50-омном тракте. Так как алгоритмы оптимизации параметров излучателей произвольной конфигурации недостаточно эффективны, разработка встроенной антенны состоит из подбора требуемой конструкции (топологии при планарной реализации) с численным электродинамическим расчетом диаграммы направленности и коэффициента отражения входа в 50-омном тракте для каждой конструкции. Постоянным требованием для встроенных антенн являются минимальные размеры, так как антенны предназначены для малогабаритных портативных устройств. Хотя возможно введение согласующей цепи на входе антенны, такой путь улучшения согласования не применяется, так как требуется минимальная площадь (габаритные размеры) излучателя. Далее под размерами антенны указываются размеры подложки, на которой выполнена описываемая антенна.

Встроенные антенны целесообразно классифицировать по числу диапазонов, по типу излучателя (монополь, симметричный и несимметричный вибраторы, петлевой вибратор, щелевой излучатель), по виду и степени направленности диаграммы направленности.

Так как планарные встроенные антенны реализуются, как правило, на основе диэлектрика с металлизацией обеих сторон (созданием проводников со стороны излучателя и со стороны узла земляного проводника на обратной стороне), для них термин "двухслойный" в описании опускается.

Развитие встроенных антенн на основе монополя

Монополем называется проводник, к которому подводится СВЧ сигнал для излучения. Монополь (*monopol*, также более общий термин — *patch*) просто реализуется из пластины диэлектрика, металлизированного с обеих сторон. Между монополем



и земляным проводником антенны имеется электромагнитная связь, которая, по сути, замыкает монополь и земляной проводник в излучающий контур сложной формы. К излучателям-монополям целесообразно отнести излучатели из нескольких емкостно связанных проводников. Антенна на основе планарного монополя имеет форму диаграммы направленности, близкую к тороидальной (omnidirectional) в Е-плоскости и равномерную в Н-плоскости, а также линейную поляризацию. Размер антенного устройства может быть оценен как размерами земляного проводника, так и размерами монополя. В последнем случае следует учитывать, что по мере снижения размеров земляного проводника возрастает рассогласование и меняется ДН.

В диапазоне до 5,8 ГГц монопольная антенна является самым применяемым типом антенны. Предложено большое число вариантов модификации топологии, направленных на обеспечение согласования и уменьшения габаритных размеров. Планарные антенны, работающие на меньших частотах, представляют интерес, так как в данном слу-







Рис. 3. Антенна на основе Е-образного монополя с подводом сигнала вертикальным фидером



чае остро стоит проблема уменьшения размеров, что важно для рассматриваемого диапазона.

Важность уменьшения размеров стимулировала исследования по модификации простейшего монополя (прямоугольного или круглого). В работе [2] в монополь введены щели, топология которых оптимизируется для достижения требуемой полосы (рис. 1). Получена полоса 2,5...2,69 ГГц при экономии площади 37,14 %. Размер монополя — 28,3 × 24,3 мм при $\varepsilon = 4,34; h = 1,5$ мм (толщина диэлектрика).

Для диапазона 5,15...5,35 ГГц предложено обычный круглый монополь преобразовать вырезами в N-образный, сигнал подводить в оптимальной точке, ввести второй слой диэлектрика или воздушную прослойку между основным (верхним) диэлектриком и проводящим земляным слоем (рис. 2) [3]. Получена экономия площади более 60 % при увеличении ширины рабочей полосы для $\varepsilon_1 = 2,2; h_1 = 1,575$ (нижний слой диэлектрика — $\epsilon_2 = 1; h_2 = 3,2$ MM).

Компактная антенна на основе Е-образного монополя с подводом сигнала вертикальным филером в оптимальной точке (рис. 3) обеспечивает полосу 5,15...5,95 ГГц при размерах монополя $32 \times 23,1$ мм при h = 3,5 мм [4, 5]. В работе [5] описана модификация данной антенны с микрополоско-



Рис. 5. Антенна с монополем U-образного вида, излучающим через отверстие в верхнем проводнике



Рис. 6. Антенна на основе монополя в виде кольца



вым подводом (рис. 4), которая обеспечивает полосу 5,03...6,12 Гц при размерах монополя $33,2 \times 22,2$ мм и h = 2,5 мм. Прирост полосы связан с тем, что излучатель выполнен в третьем слое, выше микрополосковой подводящей линии, что обеспечивает согласование в большей полосе частот.

Монополь U-образного вида (рис. 5), излучающий через отверстие в верхнем проводнике, обеспечивает полосу 1,85...6,1 ГГц [6] при форме ДН, близкой к кардиоидной, размер окна в экране $L \times W = 47 \times 32$ мм, $\varepsilon = 2,2$; h = 1,57 мм. Далее топология земляного проводника выделяется жирными линиями, обозначающими контур, или штриховкой.

Модификация монополя в виде разрезанного кольца (рис. 6) описана в работе [7]. При размерах излучателя 29 × 22 мм и ε = 3,0; *h* = 0,508 мм обеспечены WLAN полосы 2,4...2,6 и 5,0...6,3 ГГц.

Несимметричный монополь (рис. 7) обеспечивает полосы 17,5 % для 2,575 ГГц и 18,5 % для 5,4 ГГц при размерах монополя (за пределами земляного проводника) 38×15 мм, $\varepsilon = 4,34$; h = 1,5 мм [8].

Антенна из двух совмещенных монополей для 2 и 5 ГГц (рис. 8) при размерах излучателя 23×10 мм обеспечивает полосы 32 % (1,68...2,32 ГГц) и 15 % (4,95...5,8 ГГц) при $\varepsilon = 2,2$; h = 0,254 мм [9].

Монополь в виде компактного вибратора использован в антенне работы [10]. Земляной проводник продолжается на части длины вибратора (рис. 9). Получены рабочие полосы частот 10 % (2,33...2,5 ГГц) и 28 % (5,25...7 ГГц) при весьма малых размерах 31,3 × 8 × 1,6 мм, $\varepsilon = 4,2$; h = 1,6 мм.

Для обеспечения требуемых характеристик создается электродинамическая связь монополя сложной формы, резонаторов на обратной стороне и земляного шлейфа (рис. 10) [11]. Полосы частот — 2,38... 2,60 и



НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011





5,13...5,73 ГГц. Размеры — 20 × 20 мм, $\varepsilon = 4,4$; h = 1,6 мм.

Введение полосковых и щелевых шлейфов в антенну с прямоугольным монополем обеспечивает полосу 2,12...6,58 ГГц при размерах 40 × 39 мм (рис. 11), $\varepsilon = 4,4$; h = 1,6 мм [12].

Полосы 2,6; 3,5; 5,5 ГГц шириной 8,5; 41,5; 25,3 % обеспечиваются антенной на основе монополя в виде шлейфов (рис. 12) при площади 30×25 мм, $\varepsilon = 4,7$; h = 0,8 мм [13].





Рис. 11. Антенна с прямоугольным монополем и с полосковыми и щелевыми шлейфами

S-образный монополь с полосами 2,4 и 5,2/5,8 ГГц с малыми размерами излучателя 13,5 × 8,5 мм, $\varepsilon = 4,34; h = 1,5$ мм описан в работе [14] (рис. 13). Монополь в совокупности с вырезами в земляном проводнике (рис. 14) обеспечивает две полосы: 2,68...3,28; 4,74...9,58 ГГц при размерах 28,3 × 24 мм, $\varepsilon = 4,34; h = 1,59$ мм [15].



- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -







Антенна, образованная емкостно-связанными резонаторами в земляном слое металлизации и возбуждающим полоском (рис. 15), обеспечивает три полосы: 2,29...2,41; 3,29...3,4; 5,28...5,9 ГГц [16].

Монополь, образующий два контура (рис. 16) размерами 54 × 52 мм, $\varepsilon = 2,2$; h = 0,254 мм, обеспечивает рабочие полосы 30 % для 1 ГГц, 50 % для 2 ГГц и 40 % для 5 ГГц [17].

Антенна с Г-образным монополем, емкостносвязанным с земляным шлейфом (рис. 17), при размерах излучателя $12,5 \times 8$ мм, $\varepsilon = 4,4$; h = 1,6 мм обеспечивает полосы 2,313...2,5 ГГц; 3,93...6,773 ГГц [18].

Необходимо отметить антенну для полос 1,9...2,2 и 2,5...2,8 ГГц (рис. 18), монополь которой выполнен в виде двух шлейфов. Ее особенность —



Рис. 15. Антенна, образованная емкостно-связанными резонаторами в земляном слое металлизации (a) и возбуждающим полоском (δ)





38 -



- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -

Межслойные

переходь

_ _ _ _ _



Рис. 22. Варианты топологий антенн с монополями

малые размеры излучателя, его длина без подводящей линии всего 19,1 мм, при $\varepsilon = 3,48$; h = 1,524 мм [19].

Излучатель с весьма малыми размерами с монополем в виде изогнутой линии (рис. 19) описан в работе [20]. При размерах излучателя 18×11 мм, $\varepsilon = 2,2$; h = 0,254 мм получены рабочие полосы 40 % для 2 ГГц и 10 % для 5,8 ГГц.

Построение излучателя в виде линии рассмотрено в работе [21], исследующей монополь, построенный из двух отрезков линий (рис. 20), обеспечивающий полосы 2,22...2,55; 4,66...6,32 ГГц при размерах излучателя 12×7 мм, $\varepsilon = 4,4$; h = 1,6 мм. Приведено сравнение размеров близких по топологии антенн.

В работе [22] показано, что Н-образный монополь обеспечивает уменьшение площади излучателя на 50 % относительно прямоугольного.







Рис. 24. Варианты защищаемых топологий монопольного излучателя





– НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 –



Рис. 26. Монополь на основе шлейфа



Рис. 27. Схема согласования излучателя-монополя и чипа — источника сигнала

В работе [23] описаны раздельные антенны диапазонов 2,4 и 5 ГГц (рис. 21). Размер первого излучателя — $12 \times 9,5$ мм, второго — 35×12 мм при $\varepsilon = 4,4$; h = 0,8 мм. Антенны разнесены на значительное расстояние, что увеличивает размеры устройства.

Многочисленные варианты топологии монополей защищены многочисленными патентами. Форма и размеры проводников оптимизируются для достижения прежде всего минимального отражения в требуемой полосе. В ряде патентов защищены различные варианты топологий антенн с монополями: рис. 22, a [24]; рис. 22, 6, e — [25]; рис. 22, e — [26]; рис. 22, d — [27]; рис. 22, e — [28].

В ряде патентов защищаются топологии излучателей и размеры, например для простого монопольного излучателя (рис. 23) [29].

В патентах [30—33] защищены топологии и размеры излучателей более сложного вида (рис. 24).

Антенны с оптимизированной топологией земляного проводника описаны в патенте [34] (рис. 25). Структура вида рис. 25, δ образована симметричной линией с центральным проводником-излучателем и двумя земляными проводниками, соединенными межслойными переходами.

Компактный изогнутый монополь на основе шлейфа защищается в патенте [35] (рис. 26).

В патенте [36] защищается схема согласования излучателя-монополя и чипа—источника сигнала

(рис. 27). Существенным является подвод сигнала к монополю в двух точках.

Оптимизация размеров топологии является неотъемлемым этапом разработки планарной антенны. В работе [37] описаны результаты машинного моделирования антенны, в которой копланарный ввод подает сигнал на монополь через зазор (рис. 28). Обеспечена одна полоса 5,16...5,34 ГГц при КСВ < 2. Размер 18,8 × 12,3 мм, $\varepsilon = 2,2$.

Короткий отрезок копланарной линии с оптимальными размерами, размещенный на противоположной подводящему микрополоску стороне (рис. 29), образует антенну с рабочими частотами 2,19...2,52 и 4,84...6,07 ГГц [38]. Размер антенны — 24,1 × 9 мм, $\varepsilon = 4,7$; h = 1,6 мм.

Оптимизированный вариант простого по форме монополя размером 12 × 6 мм с копланарным подводом сигнала (рис. 30) обеспечивает полосы 15 % для 2,4 ГГц и 41,4 % для 5,8 ГГц при ε = 4,4; h = 1,6 мм [39].

Выводы

Планарные антенны на основе монополя разработаны во множестве вариантов. В данном обзоре рассмотрены характерные примеры, не претендующие на полноту. Важнейшими критериями являются минимальные размеры и согласование в требуемой полосе. Так как рассмотренные антенны применяют в беспроводных каналах связи пер-







сональных устройств, в которых антенна располагается произвольным образом, при допустимости ДН, обеспечиваемой монополем, требования к форме ДН не являются приоритетными. Достигнутые размеры, оцениваемые по габаритным размерам излучателя, близки к минимальному значению, реализованному в значительном числе топологий (например 12,5 × 8 мм [18]). Для дальнейшего снижения размеров антенны применяют объемные и многослойные структуры, фрактальные топологии, метаматериалы (*metamaterial*), частотно-селективные слои (*frequency selective surface* (*FSS*)), являющиеся предметом интенсивных исследований.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Слюсар В. Антенны PIFA для мобильных средств связи. Многообразие конструкций // Электроника НТ. 2007. № 1. С. 64—74.

2. **Thili B.** Design of double C-slot microstrip patch antenna for WiMax application // Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). 2010 IEEE. 2010. P. 1–4.

3. **Moustafa A., Abdallah E. A., Hashish E. A.** Novel Compact Circular N-Shaped Patch Antenna for 5,2 GHz // Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE. 2008. P. 727–730.

4. Ge Y., Esselle K. P., Bird T. S. Antennas for 5–6 GHZ wireless communication systems // Multimedia Systems and Applications, 2006. Vol. 27. Signal Processing for Telecommunications and Multimedia. Part 3. P. 269–280.

5. **Ge Y., Esselle K. P., Bird T. S.** E-Shaped Patch Antennas for High-Speed Wireless Networks // IEEE. Transactions on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52, N 12. P. 3213–3219.

6. **Rao Q., Denidni T. A.** Ultra-Wideband and Uni-Directional Radiation Slot Antenna for Multi-Band Wireless Communication Applications // Wireless Personal Communications. 2007. Vol. 41, N 4. P. 507–516.

7. Mehdipour A., Sebak A. R., Trueman C. W. Compact Microstrip-Fed Antenna for 2.4/3.5/5.2/5.8 GHz Wireless Communication Systems // Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE. 2009. P. 1–4.

8. **Sun J., Feng Z.** A Novel Compact Dual-band Printed Monopole Antenna // International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT'07. 2007. P. 139–142.

9. Li R., Pan B., Laskar J., Tentzeris M. M. Novel Low-Profile Broadband Dual-Frequency Planar Antenna for Wireless Handsets // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56, N 4. P. 1155–1162.

10. **Khaleghi A.** Dual Band Meander Line Antenna for Wireless LAN Communication // IEEE. Transactions on Antennas and Propagation. 2007. Vol. 55, Is. 3, Part. 2. P. 1004–1009.

11. **Wang C. J., Lee J. J., Huang R. B.** Experimental Studies of a Miniaturized CPW-Fed Slot Antenna With the Dual-Frequency Operation // IEEE. Antennas and Wireless Propagation Letters. 2003. Vol. 2. P. 151–154.

12. Jou C. F., Wu J. W., Wang C. J. Novel Broadband Monopole Antennas With Dual-Band Circular Polarization // IEEE. Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57, N 4. P. 1027–1034.

13. Lu J. H., Chou W. C. Planar Dual U-Shaped Monopole Antenna With Multiband Operation for IEEE 802.16e // IEEE

Antennas and Wireless Propagation Letters. 2010. Vol. 9. P. 1006–1009.

14. **Tsai C. C., Hsia W. C., Huang C. Y.** S-shaped Monopole Antenna for Dual-band WLAN Applications // Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific. 11–14 Dec. 2007. P. 1–3.

15. Antoniades M. A., Eleftheriades G. V. A Compact Multiband Monopole Antenna With a Defected Ground Plane // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2008. Vol. 7. P. 652–655.

16. **Zulkifli F. Y., Halim H., Rahardjo E. T.** A Compact Multiband Microstrip Antenna using U and S Slots // Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE. 2008. P. 1–4.

17. Li R., Dejean G., Tentzeris M. M., Laskar J. Development of Multi-Broadband Planar Wire Antennas for Wireless Applications // Wireless Personal Communications. 2007. Vol. 42, N 1. P. 1–11.

18. **Jan J. J., Tseng L. C.** Small Planar Monopole Antenna With a Shorted Parasitic Inverted-L Wire for Wireless Communications in the 2.4-, 5.2-, and 5.8-GHz Bands // IEEE transactions on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52, N 7. P. 1903—1905.

19. Lin S., Wang G., Pan K., Ge X., Yang Y. A Novel Dual-Frequency Monopole Antenna for WCDMA and 2.5 GHz Extension Band // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2010. P. 362–365.

20. **Pan B., Li R., Papapolymerou J., Tentzeris M. M., Laskar J.** Low-Profile Broadband and Dual-Frequency Two-Strip Planar Monopole Antennas // Proc. of 2006 IEEE-AP Symposium, Albuquerque, NM, July 2006. P. 2665–2668.

21. Zhong S. S., Zhang L. N., Liang X. L. Compact Tri-Band Printed Monopole Antenna // International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT '07. 2007. P. 271–274.

22. Kumar R., Malathi P., Ganesh G. On the Miniaturization of Printed Rectangular Microstrip Antenna for Wireless Applications // Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International. 2007. P. 334–336.

23. **Su S. W., Chou J. H.** Hybrid of Monopole and Dipole Antennas for Concurrent 2.4- and 5-GHz WLAN Access Point // 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009; 2009. P. 545–548.

24. **Patent CN CN201025630Y.** Wide frequency band small printing antenna / WENXUN ZHANG DA MA. 20.02.2008.

25. **Patent USA US2005156788A1.** Ultra wideband planar printed volcano antenna / Ding-Fu Lin. 21.07.2005.

26. **Patent USA US2005280580A1.** Ultra wideband planar monopole trapezoidal antenna / Ding-Fu Lin / 22.12.2005.

27. **Patent KR KR20090055927A.** A non-dispersive UWB antenna apparatus using the multi-resonance / PARK JONG-KWEON, CHOI SAN-SUNG, PARK KWANG-ROH. 07. 09. 2009.

28. Patent USA US20040017315A1. Dual-band antenna apparatus / Shyh-Tirng Fang, Hao-Chun Tung, Kin-Lu Wong. Опубл. 29.012004.

29. Patent USA US5828340A. Wideband sub- wavelength antenna / J. M. Jonson. Опубл. 27.10.1998.

30. European patent EP1552079A1. Miniaturized ultra-wideband microstrip antenna / Myoung Soung-ho et all. 06.07.2005.

31. **Patent USA US20080094284A1.** Antenna with coupling feeding / Chia-Hao Mei. 24.04.2008.

32. **Patent USA US2008258989A1.** Slot-loaded microstrip antenna and related methods / Qinjiang Rao et all. 23.10.2008.

33. Patent USA US20060103577A1. Ultra wideband internal antenna / Jae Chan Lee. Опубл. May 18. 2006.

34. **Patent GB GB2439110A.** Printed ultra-wideband antenna with reduced aperture clutter / Lye Whatt Chua. Опубл. 19.12.2007.

35. **Patent WO2007084080A1.** Antennas / Zhang Y. P. Опубл. 26.07.2007.

36. European patent EP0510708A1 /Oscillating apparatus/ Shiga Nobuo/28.10. 1992.

37. Shanmuganantham T., Raghavan S. Analysis and Design of Compact Coplanar Waveguide Fed Slot // International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, 2008. MICROWAVE 21–24 Nov. 2008; 2008. P. 26–28.

38. Rohith K. Raj, Manoj Joseph, Aanandan C. K., Vasudevan K., Mohanan P. A New Compact Microstrip-Fed Dual-Band Coplanar Antenna for WLAN Applications // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2006. Vol, 54, N 12. P. 3755.

39. Han G., Wang W., Tingting An, Zhang W. Compact Dual-Band CPW-Fed Antenna // International Conference on_Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. 2008. Vol. 1. P. 395–397.

Применение МНСТ

УДК 681.586

С. П. Тимошенков, д-р техн. наук, проф., зав. каф., e-mail: stp@miee.ru, С. А. Анчутин, вед. инженер, Е. С. Морозова, аспирант, e-mail: morozova_es@inbox.ru, А. С. Головань, аспирант, e-mail: tony_g@mael.ru, В. Ф. Шилов, инженер, Московский институт электронной техники (технический университет), г. Зеленоград

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ НАЧАЛЬНОЙ ВЫСТАВКИ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА БАЗЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

Поступила в редакцию 30.05.2011

Представлены результаты разработки и изготовления системы начальной выставки углового положения объекта на базе микромеханических акселерометров. Представлено описание и принцип работы системы начальной выставки, приведены результаты испытаний.

Ключевые слова: микромеханический акселерометр, угловое положение, начальная выставка

Разработанная система начальной выставки углового положения объекта позволяет определить текущее угловое положение системы относительно заданного углового положения (заданное положение вводится оператором).

В состав системы начальной выставки углового положения объекта входит блок датчиков первичной информации (микромеханических акселерометров) и блок сбора и обработки данных. Обозначим углы наклона объекта, определяемые с помощью системы начальной выставки углового положения объекта: α и β (рис. 1).

Микромеханический акселерометр (датчик, измеряющий линейное ускорение объекта) выдает выходной сигнал в виде цифрового кода, соответствующего воздействующему ускорению вдоль его оси чувствительности [1]. В составе системы начальной выставки углового положения каждый датчик выдает сигнал, пропорциональный проекции вектора силы тяжести на его ось чувствительности. Так как прибор реагирует на проекцию вектора силы тяжести, выходной сигнал пропорционален синусу угла отклонения измерительной оси акселерометра от плоскости горизонта, а не самому углу (рис. 2) [2].

При малых углах наклона выходной сигнал акселерометра пропорционален значению угла; при больших углах наклона возрастает погрешность показаний, связанная с расхождением значения синуса и значения угла. Для измерений больших углов в алгоритме необходимо предусмотреть пересчет значения ускорения в величину угла. Кроме того, когда угол наклона приближается к $\pm 90^{\circ}$, возникает другая проблема: ускорение силы тяжести направлено по касательной по отношению к оси чувствительности, поэтому функция зависимости ускорения от угла становится пологой (рис. 2). Это не позволяет получить высокую точность измерения при углах наклона, близких к ±90°. Для повышения точности измерения используется третий акселерометр, измерительная ось которого располагается вдоль оси z (см. рис. 1).

Цифровые сигналы микромеханических акселерометров поступают в блок вычислитель-преобразователь, где реализуются вычислительные алго-



Рис. 1. Схема системы начальной выставки углового положения объекта:

 α — угол отклонения от оси 0*x*; β — угол отклонения от оси 0*y*; *g* — вектор силы тяжести Земли

- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 –



ритмы, позволяющие определить текущее угловое положение системы относительно заданного углового положения. Алгоритм определения углового положения объекта представлен ниже.

Для определения углового положения объекта можно использовать следующие формулы [3]:

$$\alpha = \arctan \frac{g_x}{\sqrt{g_y^2 + g_z^2}};$$

$$\beta = \arctan \frac{g_y}{\sqrt{g_x^2 + g_z^2}},$$

где g_x, g_y, g_z — проекции ускорения силы тяжести на соответствующие оси.

Запишем значения выходного сигнала для акселерометра, установленного по оси *z*:

$$U_z = U_{0z} + K_z g \cos\alpha;$$

$$U_z = U_{0z} + K_z g \cos\beta,$$

где U_z — выходной сигнал микромеханического акселерометра, ось чувствительности которого расположена вдоль оси *z*; U_{0z} — смещение нуля микромеханического акселерометра; K_z — масштабный коэффициент микромеханического акселерометра.

Вычислим по измерениям трех акселерометров *m* — проекции вектора ускорения силы тяжести на соответствующие оси, отнесенные к модулю этого вектора:

$$m_{x} = \frac{g_{x}}{g} = \frac{U_{x} - U_{0x}}{K_{x}};$$

$$m_{y} = \frac{g_{y}}{g} = \frac{U_{y} - U_{0y}}{K_{y}};$$

$$m_{z} = \frac{g_{z}}{g} = \frac{U_{z} - U_{0z}}{K_{z}}.$$

Полученные значения m_x , m_y , m_z не должны превышать значений функции $|\sin \phi| \le 1$ (где ϕ — угол отклонения измерительной оси акселеромет-

ра от плоскости горизонта), так как при отклонении оси чувствительности от горизонтального положения датчик выдает ускорение, пропорциональное синусу угла. Для исключения случайных погрешностей измерения необходимо ограничить значения проекций m_x , m_y , m_z , для чего введем новую переменную n_x , n_y , n_z :

$$\begin{cases} m_x, m_y, m_z > 1 \text{ при } n_x, n_y, n_z = 1; \\ m_x, m_y, m_z \le 1 \text{ при } n_x = m_x, n_y = m_y, n_z = m_z. \end{cases}$$
(1)

С учетом условия (1) окончательно углы наклона объекта можно найти следующим образом:

$$\alpha = \arctan \frac{n_x}{\sqrt{n_y^2 + n_z^2}}; \qquad (2)$$

$$\beta = \arctan \frac{n_y}{\sqrt{n_x^2 + n_z^2}}.$$
 (3)

Используя формулы (2), (3), определяем угол наклона объекта относительно оси $0x - \alpha$, относительно оси $0y - \beta$.

Система начальной выставки углового положения объекта выдает разницу между заданными и фактическими углами α, β. На рис. 3 схематично



Рис. 3. Схематичное представление системы начальной выставки углового положения объекта:

a — фактическое положение объекта; δ — заданное положение объекта

представлены фактическое положение объекта и заданное положение объекта.

Здесь α_2 , β_2 — фактические углы отклонения объекта, α_3 , β_3 — заданные углы отклонения объекта (значения которых вводятся оператором). Система начальной выставки углового положения



углового положения:

a - для канала 1 (угол отклонения от оси Ox); $\delta - для канала 2$ (угол отклонения от оси *Oy*)

объекта выдает два угла, значения которых определены следующим образом:

$$\eta = \alpha_3 - \alpha_2;$$
$$\mu = \beta_3 - \beta_2.$$

В МИЭТ были разработаны и изготовлены образцы систем начальной выставки углового положения объекта на базе микромеханических акселерометров, проведены предварительные испытания и исследования полученных изделий. На рис. 4 представлены графики зависимости измеренного с помощью системы начальной выставки углового положения объекта от задаваемого углового положения.

Разработанная система начальной выставки углового положения объекта измеряет угловое положение по двум каналам и обладает следующими характеристиками:

٠	точность измерения у	гло	в.		•	•	.±0,10°;
•	диапазон измерения у	/гло	в.				.±90°;
•	габаритные размеры.						.45 × 35 × 20 мм.

Данная система может быть использована, например, в строительстве и в других областях для определения углового положения объекта.

Список литературы

1. Зотов С. А., Калугин В. В., Тимошенков С. П., Морозова Е. С., Балычев В. Н. Особенности проектирования и изготовления чувствительного элемента микромеханического акселерометра // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2008. № 5. С. 35–37.

2. Власенко А. Инклинометр на базе микроконвертора ADuC845 и акселерометра ADXL103 фирмы Analog Devices // Компоненты и технологии. 2006. № 6.

3. Luczak S. Advanced Algorithm for Measuring Tilt with MEMS Accelerometers. // Recent Adcances in Mechatronics / Ed. R. Jablonski, M. Turkowski, R. Szewczyk. Warsaw: Springer. 2007. P. 511–515.

4. Патент РФ № 2251702. Микромеханический акселерометр / С. П. Тимошенков, В. Г. Рубчиц, В. В. Калугин и др. Дата публикации: 10.05.2005.

Молекулярная электроника

УДК 519.688

В. Л. Леонтьев, д-р физ.-мат. наук, проф., И. С. Михайлов, аспирант, Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования Ульяновский государственный университет, г. Ульяновск, е-mail: tavork@fax.ru

О ПОСТРОЕНИИ ПОТЕНЦИАЛА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ АТОМОВ, ОСНОВАННОМ НА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ФИНИТНЫХ ФУНКЦИЯХ

Поступила в редакцию 08.06.2011

Описывается построение нового потенциала межатомного взаимодействия на основе ортогональных финитных функций в целях повышения эффективности программ математического моделирования нанообъектов.

Ключевые слова: молекулярная динамика, ортогональные финитные функции

1. Ортогональные финитные функции

Считалось [1, с. 258], что финитность сеточных базисных функций несовместима с их ортогональностью, поскольку стандартная процедура ортогонализации функций разрушает свойство финитности. В работе [2] предложена процедура формирования ортогональных финитных функций (ОФФ) с помощью двух производящих функций. Однако сложность структуры этих функций и то, что они не записываются в аналитической форме, а строятся приближенно с помощью итерационной процедуры [2], затрудняет их применение в численных алгоритмах. В работе [2] доказано, что приведенная там методика не позволяет создавать системы ОФФ, обладающих симметрией. В работе [3] предложены принципиально другие методики формирования с помощью одной производящей функции непрерывных ОФФ, отличающихся от функций работы [2] более простой структурой и наличием симметрии — свойствами, делающими их использование в численных алгоритмах предпочтительным. Эти функции в отличие от функций, описанных в работе [2], обладают симметрией, являясь

суммами четных функций или четных и нечетных функций, записываются в аналитической форме и характеризуются существенно более простой структурой, позволяющей строить с их использованием рациональные алгоритмы.

Рассмотрим частный случай ОФФ, предложенных в работе [3], например (рис. 1)

 $\omega(x) =$

$$=\begin{cases} (\sqrt{2}-1)(x_{i-1}-x)/h, \ x \in [x_{i-1}, x_{i-1}+h/2], \\ (\sqrt{2}+1)(x-x_i)/h+1, \ x \in [x_{i-1}+h/2, x_i], \\ (\sqrt{2}-1)(x-x_i)/h+1, \ x \in [x_i, x_i+h/2], \\ (\sqrt{2}+1)(x_{i+1}-x)/h, \ x \in [x_i+h/2, x_{i+1}], \\ 0, \ x \notin [x_{i-1}, x_{i+1}], \end{cases}$$
(1)

где h — шаг сетки; x_i — узлы сетки.

Сеточные ОФФ (1) обладают аппроксимирующими свойствами [3], а скалярное произведение двух соседних сеточных ОФФ (1) равно нулю.

2. Построение потенциала межатомного взаимодействия, основанное на ОФФ

В работе [4] предлагается использование скалярного произведения двух соседних сеточных $O\Phi\Phi$ (1) для построения математических моделей нанообъектов, в которых каждому отдельному атому соответствует одна $O\Phi\Phi$, подвижная относительно исходной сетки (исходная сетка при этом не меняется). Здесь на основе скалярного произведения двух соседних сеточных $O\Phi\Phi$ (1) строится новый более эффективный потенциал внутримолекулярных ковалентных взаимодействий атомов. Счи-



- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 –

тается, что внутримолекулярное взаимодействие описывается потенциалом Морзе, а межмолекулярное взаимодействие — потенциалом Леннарда—Джонса [5]. Потенциал Леннарда—Джонса имеет очень ограниченные возможности для вариации макроскопических параметров моделируемого им вещества, а потенциал Морзе требует вычисления экспоненты и квадратного корня, что может приводить к известному замедлению расчетов [6]. Так как потенциал Леннарда—Джонса уже обладает вычислительной простотой, не требующей вычисления иррациональных и трансцендентных функций [6], далее рассматривается потенциал ОФФ в сравнении только с потенциалом Морзе, потенциалом Липпинкотта [7] и с самым простым из потенциалов — гармоническим.

Принимается предположение о том, что расстояние между центрами сеточных ОФФ равно параметру — текущему расстоянию *r* между атомами в нанообъекте, тогда $x_i = r$; $x_{i-1} = r - h$; $x_{i+1} = r + h$ Шаг сетки *h* равен расстоянию о между атомами, на котором энергия взаимодействия между атомами стабильной молекулы становится равной нулю. Имеем для материнской функции, порождающей сеточные функции,

$$I(r) = \begin{cases} (\sqrt{2} - 1)(r - \sigma - x)/\sigma, \ x \in [r - \sigma, r - \sigma/2], \\ (\sqrt{2} + 1)(x - r)/\sigma + 1, \ x \in [r - \sigma/2, r], \\ (\sqrt{2} - 1)(x - r)/\sigma + 1, \ x \in [r, r + \sigma/2], \\ (\sqrt{2} + 1)(r + \sigma - x)/\sigma, \ x \in [r + \sigma/2, r + \sigma], \\ 0, \ x \notin [r - \sigma, r + \sigma]. \end{cases}$$
(2)

Потенциальную энергию межатомного взаимодействия предлагается вычислять по формуле

$$E(r) = \int_{-\sigma}^{\sigma} l(0)l(r)dx.$$
 (3)

Графики *E*(*r*) для углерод-углеродной связи приведены на рис. 2, 3.

Формула (3) для $r \ge 0$ принимает вид

$$E(r) = \begin{cases} \frac{13}{6} \frac{r^3}{\sigma^2} - 3\frac{r^2}{\sigma} + \sigma, r \in \left[0, \frac{\sigma}{2}\right], \\ \frac{5}{6} \frac{r^3}{\sigma^2} - \frac{r^2}{\sigma} - r + \frac{7}{6}\sigma, r \in \left[\frac{\sigma}{2}, \sigma\right], \\ -\frac{7}{6} \frac{r^3}{\sigma^2} + 5\frac{r^2}{\sigma} - 7r + \frac{19}{6}\sigma, r \in \left[\sigma, \frac{3}{2}\sigma\right], \end{cases}$$
(4)
$$\frac{1}{6} \frac{r^3}{\sigma^2} - \frac{r^2}{\sigma} + 2r - \frac{4}{3}\sigma, r \in \left[\frac{3}{2}\sigma, 2\sigma\right], \\ 0, r \notin [0, 2\sigma]. \end{cases}$$

Формулу (4), за исключением ее первого многочлена, можно использовать для расчета потенциала межатомного взаимодействия. Первый многочлен в формуле (4) не адекватен физическому процессу слияния атомов, который и не рассматривается в молекулярной динамике.

Использовав дополнительные параметры желаемой глубины потенциальной ямы ε и глубины потенциальной ямы ОФФ ε^{off} , получим на основе рассмотренного потенциала новый, более универсальный, потенциал без отрицательных значений вида

$$E^{off}(r) = \frac{\underline{E}(r)\varepsilon}{\varepsilon^{off}} + \varepsilon.$$
(5)

На рис. 4 приведены графики [5, 6] различных известных потенциалов, а также предлагаемого потенциала $E^{off}(r)$, в сравнении друг с другом.

В исходном коде программного средства Nanoengineer-1 [7] на основании [8] в компьютер-







Рис. 3. Потенциал E(r) для $r > 5\sigma/6$

НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 -



Рис. 4. Потенциалы межатомного взаимодействия для углеродуглеродной связи

ном моделировании ковалентных связей используется потенциал Липпинкотта—Морзе, состоящий из потенциала Морзе при $r < r_0$ и потенциала Липпинкотта при $r > r_0$, где r_0 — расстояние до минимума потенциальной ямы. Потенциал ОФФ, как следует из рис. 4, при $r < r_0$ близок к гармоническому потенциалу и потенциалу Морзе. При $r > r_0$ график потенциала ОФФ быстрее приближается к линии уровня энергии разрушения межатомной связи, что приводит к ускорению расчетов методом молекулярной динамики без значительных потерь точности.

Простая аналитическая форма потенциала ОФФ (4) может быть непосредственно использо-

Информация

вана в компьютерном моделировании, в то время как потенциалы Морзе, Липпинкотта и другие при компьютерном моделировании подвергаются предварительной процедуре интерполяции кубическими многочленами или сплайнами. По этой причине, например, в исходный код программного средства Nanoengineer-1 [7] добавлен интерполятор для упрощения потенциала Липпинкотта—Морзе.

Список литературы

1. Стренг Г., Фикс Дж. Теория метода конечных элементов: пер. с англ. М.: Мир, 1977. 349 с.

2. **Daubechies I.** Orthonormal bases of compactly supported wavelets // Comm. Pure and Appl. Math. 1988. N 41. P. 909–996.

3. Леонтьев В. Л. Ортогональные финитные функции и численные методы. Ульяновск: Изд. УлГУ, 2003. 178 с.

4. Михайлов И. С., Леонтьев В. Л. Об использовании ортогональных функций с компактными носителями в математическом моделировании нанообъектов // Обозрение прикладной и промышленной математики. 2010. Т. 17. Вып. 6. С. 912—913.

5. Котов Д. В. Моделирование неравновесных процессов в молекулярном газе методом молекулярной динамики с учетом колебательных степеней свободы // Труды XLVIII научной конференции МФТИ. Москва-Долгопрудный. 2005. Ч. IV. С. 23—24.

6. Иванова Е. А., Кривцов А. М., Морозов Н. Ф., Фирсова А. Д. Теоретическая механика. Определение эквивалентных упругих характеристик дискретных систем: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2004. 32 с.

7. Компания Nanorex [Электронный ресурс]. 2008. URL: http://nanoengineer-1.com/ (дата обращения: 10.04.2011).

8. **Drexler K. E.** Nanosystems: Molecular Machinery, Manufacturing, and Computation. New York: John Wiley & Sons, 1992. 576 p.

АППАРАТ ПРАВИТЕЛЬСТВА РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

О повышении эффективности использования объектов инфраструктуры наноиндустрии Письмо Аппарата Правительства Российской Федерации

от 21 апреля 2011 г. № П8-15753

В период с 1 по 2 июня 2011 г. на базе ГОУ ВПО "Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)" было проведено совещание ректоров и руководителей научно-образовательных центров (далее — НОЦ) вузов по тематическим направлениям федеральной целевой программы "Развитие инфраструктуры наноиндустрии в Российской Федерации на 2008— 2011 годы" (далее — совещание, ФЦП). В работе совещания приняли участие 78 представителей 34 вузов России, представители Минобрнауки России и ОАО "РОСНАНО". На совещании были рассмотрены и одобрены следующие предложения Минобрнауки России, направленные на повышение эффективности использования объектов инфраструктуры наноиндустрии, сформулированные в докладе Правительству Российской Федерации от 11 апреля 2011 г. № МОН-П-814 "Об использовании в 2010 году объектов инфраструктуры наноиндустрии":

 определить из числа участников ННС организацию – координатора образовательной деятельности ННС; 2) создать координационно-коллегиальный орган по вопросам формирования и развития HHC — совет HHC;

3) проработать вопрос о механизмах поддержки созданной инфраструктуры ННС после завершения срока реализации ФЦП.

В части первого предложения решением совещания в качестве организаций — координаторов образовательной деятельности ННС рекомендованы: ФГБОУ ВПО "Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ" (далее — НИЯУ МИФИ) и ГОУ ВПО "Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)" (далее — СПбГЭТУ "ЛЭТИ").

Предполагается, что организации — координаторы образовательной деятельности ННС будут выполнять следующие основные функции: осуществлять координацию планов разработки образовательных программ, подготовки, переподготовки и повышения квалификации кадров для наноиндустрии; осуществлять координацию проектов (в том числе в части международного сотрудничества) по подготовке, переподготовке и повышению квалификации кадров в сфере нанотехнологий, реализуемых участниками ННС; организовывать и осуществлять мониторинг образовательной и научно-образовательной деятельности участников ННС и предоставлять информацию о его результатах участникам ННС по их запросу; обеспечивать взаимодействие участников ННС с отраслевыми координаторами ННС по вопросам подготовки, переподготовки и повышения квалификации кадров в сфере нанотехнологий; предоставлять статистическую, справочную и аналитическую информацию в рамках своей компетенции органу управления и координации ННС для подготовки доклада в Правительство Российской Федерации о ходе формирования и основных результатах деятельности ННС.

Минобрнауки России, поддерживая решение совещания по данному вопросу, до конца 2011 г. подготовит проект постановления Правительства Российской Федерации о внесении соответствующих изменений в Положение о ННС.

В части второго предложения: создание совета ННС предусмотрено приказом Минобрнауки России от 7 февраля 2011 г. № 173 "О реализации постановления Правительства Российской Федерации от 23 апреля 2010 г. № 282 "О национальной нанотехнологической сети" (зарегистрирован Минюстом России 12 мая 2011 г., регистрационный № 20734), вступившим в силу 5 июня 2011 г.

Положение о совете ННС будет разработано и утверждено приказом Минобрнауки России в III квартале 2011 г.

В соответствии с решением совещания СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в срок до 24 июня 2011 г. представит в Минобрнауки России согласованные с НИЯУ МИФИ предложения по кандидатурам в состав совета ННС от образовательного сегмента ННС.

В части третьего предложения на совещании обсуждались следующие возможные механизмы развития инфраструктуры ННС и кадрового потенциала отечественной наноиндустрии после завершения срока реализации ФЦП: система льгот и преференций для организаций — участников ННС (в том числе освобождение участников ННС от уплаты налога на имущество объектов инфраструктуры ННС), финансовое содействие со стороны ОАО "РОСНАНО" и Фонда инфраструктурных и образовательных программ (далее — Фонд), созданного в соответствии с Федеральным законом от 27 июля 2010 г. № 211-ФЗ "О реорганизации Российской корпорации нанотехнологий".

В соответствии с решением совещания СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в срок до 24 июня 2011 г. представит в Минобрнауки России обобщенные и согласованные с НИЯУ МИФИ предложения о льготах и преференциях для участников ННС. Указанные предложения будут направлены в Минпромторг России с целью исполнения пункта 7 "Разработка порядка предоставления льгот и преференций для организаций участников ННС, а также организаций и предприятий, создающих производственные объекты наноиндустрии (нанофабрики)" плана мероприятий по разработке нормативных правовых актов в области наноиндустрии на 2009—2010 годы (поручение Правительства Российской Федерации от 11 августа 2009 г. № СИ-П7-4579).

Кроме того, в июле 2011 г. НИЯУ МИФИ представит в Минобрнауки России согласованные с СПбГЭТУ "ЛЭТИ" предложения по формам и механизмам взаимодействия органа управления и координации ННС с Фондом с целью развития инфраструктуры ННС и кадрового потенциала отечественной наноиндустрии на втором этапе реализации президентской инициативы "Стратегия развития наноиндустрии" (в период с 2012 по 2015 год). Указанные предложения целесообразно обсудить в августе—сентябре 2011 г. на совещании с участием представителей Аппарата Правительства Российской Федерации, Минобрнауки России, ОАО "РОСНАНО", Фонда и НИЦ "Курчатовский институт".

Материалы проведенного в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" совещания будут опубликованы в виде сборника и разосланы в организации, являющиеся участниками ННС, а также размещены на интернет-портале "Нанотехнологии и наноматериалы" (www.portalnano.ru).

В качестве дополнительных мер, направленных на повышение эффективности использования объектов инфраструктуры наноиндустрии, можно отметить, что в I квартале 2012 г. Минобрначки России будут проведены мониторинг и анализ результатов деятельности организаций — участников ННС в 2011 г. Кроме того, в целях усиления контроля за ходом реализации ФЦП на ее завершающей стадии и подготовки доклада Правительству Российской Федерации о результатах реализации первого этапа президентской инициативы "Стратегия развития наноиндустрии" (поручение Правительства Российской Федерации от 1 апреля 2010 г. № СИ-П8-1974) в сентябре — декабре 2011 г. планируется посещение представителями Минобрнауки России ряда НОЦ из перечня инвестиционных объектов ФЦП.

http://portalnano.ru/read/documents/met/mon-p-1502_09062011

Чювости ФИАН

Новые возможности ядерной эмульсии

Ядерная эмульсия давно и успешно используется в физических экспериментах в качестве трекового детектора элементарных частиц. Но благодаря созданию современных автоматизированных комплексов, способных с высокой скоростью обрабатывать полученную информацию, открываются новые возможности ее применения. В нашей стране пока успешно функционирует один комплекс полностью автоматизированной обработки данных трековых детекторов. Он находится в Физическом институте им. П. Н. Лебедева РАН.

Эксперименты с применением ядерной эмульсии в некоторой степени можно сравнить с работами в палеонтологии, когда по частям скелета доисторических животных восстанавливается их обличие или же когда по некоторым частям растения проводится восстановление всей его системы. Только в случае с ядерной эмульсией размах расшифрованных загадок возможен несколько иной. Она является идеальным материалом для прорисовки дополнительных черточек к существующей картине мира. Дело в том, что ядерная эмульсия является объемным детектором, так как элементарные частицы проходят сквозь нее в любых направлениях. При прохождении через эмульсию частицы сталкиваются, распадаются и иным образом взаимодействуют с ядрами фотоэмульсии: элементарные заряженные частицы ионизируют кристаллики бромида серебра вдоль своей траектории, которые при последующем проявлении превращаются в частички металлического серебра, видимые в обычный оптический микроскоп. Так формируются треки, анализируя которые, можно восстановить все события, происходившие в толще эмульсии.

"Раныше эмульсию обрабатывали вручную: человек, работающий на оптическом микроскопе с увеличением до 90[×], находил глазами нужные точки начала и конца трека частицы и записывал данные с измерительных линеек. Но, например, только в одном слое эмульсии в одном ядро-ядерном взаимодействии, где может появиться несколько тысяч вторичных частиц, этих точек, соответственно, будет десятки тысяч. Поэтому процесс ручной обработки и анализа событий в эмульсии растягивался на месяцы, а то и на годы. С появлением автоматизированных комплексов стала возможной обработка за существенно меньшее время", — говорит один из авторов фиановского программного обеспечения для автоматизированной обработки данных трековых детекторов, канд. физ.-мат. наук Андрей Александров.

"Темой моей диссертации была реализация автоматизированной обработки данных ядерных эмульсий эксперимента EMU-15 по изучению сверхплотного состояния вещества при высоких энергиях — насколько нам известно, до сих пор остающегося единственным чисто российским экспериментом ЦЕРНа, — продолжает А. Александров. — Без создания в ФИАНе Полностью Автоматизированного Измерительного КОМплекса в обозримом будущем это было бы невозможно".

Руководителем группы ПАВИКОМ является д-р физ.-мат. наук Наталья Геннадьевна Полухина.

"Благодаря созданному А. Александровым программному комплексу обработка данных существенно ускорилась, — комментирует Н. Г. Полухина. — То, на что раньше уходили многие месяцы тяжелого и изнурительного труда группы микроскопистов, теперь можно сделать за считанные минуты. Так, например, на обработку лишь одного события эксперимента EMU-15 раньше требовался год, в то время как теперь на ПАВИКОМе лишь 10-20 мин. Скорость сканирования данных эксперимента EMU-15 достигла 2 см²/ч. С такой скоростью программа в режиме online находит, распознает и записывает характеристики примерно двух тысяч треков на одном эмульсионном слое. А в начале 2010 года в строй вводится третья очередь комплекса ПАВИКОМ с увеличением скорости обработки данных примерно на порядок".

"Программное обеспечение комплекса имеет модульное строение. Каждый модуль отвечает за что-то конкретное — за видеокамеру, за определенный микроскоп, за обработку данных, за координацию блоков между собой, за общение с пользователем и т. п. Это очень удобно, так как дает возможность подстраивать его под определенные условия, например, под новое оборудование или под новую задачу. И для того, чтобы включить в программу обработки новый микроскоп, нужно будет написать всего один модуль", — заканчивает А. Александров.

Стоит обратить внимание, что помимо решения чисто научных задач ядерная эмульсия используется и в целом ряде прикладных работ. Например, в медицине — для моделирования процесса облучения онкологических больных протонными пучками; в вулканологии — для предсказания возможности извержения вулкана, что уже делают японские физики на склоне Везувия. Также с помощью ядерной эмульсии — весьма недорого и простого в эксплуатации детектора, не требующего никакого энергетического обеспечения или технического обслуживания, — методом мюонной радиографии можно проводить неразрушающий контроль труднодоступных опор мостов и эстакад на наличие в них трещин или "просвечивать" доменные печи на наличие в них "проблемных" мест. Эти и другие задачи становятся полем применения методик, которые развивались в физике в течение нескольких десятков лет и сейчас приобрели особую значимость благодаря современным методам обработки информации.

Компания-резидент Троицкого технопарка ФИАН выводит на рынок компактный фемтосекундный волоконный лазер

Сотрудники компании "Авеста-Проект" (резидента Троицкого технопарка ФИАН) разработали компактный фемтосекундный волоконный лазер, легко умещающийся даже на ладони. За счет сравнительной простоты конструкции он станет экономичным аналогом исследовательских лазерных установок с ультракороткой длительностью импульсов, который смогут позволить себе иметь даже лаборатории образовательных учреждений.

Фемтосекундные импульсные лазеры используются как во многих областях физики, биологии, медицины и других естественных наук, так и в прикладных сферах, таких как тестирование телекоммуникационного оборудования, многофотонная микроскопия, параметрическая генерация, метрология оптических частот и др. Чаще всего для подобных задач используются довольно дорогостоящие установки (например, титан-сапфировый или хром-форстеритовый лазеры), требующие наличия стабильной и мощной системы накачки. Но в данном случае накачка лазера и вся электроника уже встроены в миниатюрный корпус, и для того чтобы лазер начал излучать, достаточно только с помощью адаптера подключить его к электросети.

"Он может применяться в составе сложных систем, например, как задающий генератор для усилительных систем или отдельно как самостоятельный источник импульсов, скажем, для лабораторных работ. У нас в России лаборатории чаще всего не богаты и не могут себе позволить купить системы стоимостью под сотни тысяч долларов, а какиенибудь исследования в областях, связанных с применением ультракоротких импульсов, вести хотелось бы. Для подобных целей этот лазер подходит идеально", — комментирует руководитель отдела волоконных систем ООО "Авеста-Проект" Антон Таусенев.

Лазер PErL (именно так, в созвучности с жемчужиной, называется миниатюрная установка, PErL — Pulse Erbium Laser) — не первый волоконный лазер компании с похожими техническими характеристиками, его прототипом является другой фемтосекундный волоконный лазер — EFO (Erbium Fiber Oscillator). Систему удалось миниатюризировать и одновременно удешевить, и все за счет принципиально иной схемы работы. Как известно, важнейшим элементом любого лазера является резонатор, используемый для создания положительной обратной связи и в простейшем варианте состоящий из двух зеркал. В случае с PErL в качестве одного из зеркал резонатора использовался насыщающийся поглотитель, нанесенный на полупроводниковое зеркало, а в качестве второго обычное зеркало. Такая схема занимает минимум полезного пространства.

"Произошло не логическое развитие, а, скорее, отдельная эволюция продукта. За счет иной схемы работы PErL гораздо компактнее по сравнению с предшественником, и это не принимая во внимание, что у модели EFO еще отдельно идет блок питания, а здесь вся электроника встроена в корпус", — говорит научный сотрудник компании Алексей Плоцкий.

Что касается технических характеристик, то лазер работает в диапазоне длин волны 1530—1560 нм, при этом длительность импульсов может варьироваться в диапазоне 0,25—5 пс и определяться пользователем под конкретную задачу. Средняя мощность лазерного излучения достигает 50 мВт, частота повторения импульсов — 60 МГц.

В настоящее время PErL активно "путешествует" по специализированным выставкам и неспроста — ведь это самый компактный в России фемтосекундный лазер. Последняя из них — "Photonic-West" — проходила в США с 23 по 28 января этого года, следующая — "ФОТОНИКА. МИР ЛАЗЕРОВ И ОПТИКИ-2010" — в апреле в центральном выставочном комплексе "Экспоцентр". В скором времени информация о лазере станет доступна и на сайте компании-разработчика — одной из компаний-резидентов Троицкого технопарка ФИАН, специализирующуюся на высокотехнологичном производстве.

Разработчики компании "Авеста-Проект" до прихода в компанию учились в аспирантуре под руководством сотрудников ФИАН и уже в этот период начали сотрудничество с компанией. Их научный руководитель, д-р физ.-мат. наук Петр Георгиевич Крюков считает такое сотрудничество научного института и инновационной компании весьма продуктивными.

> По материалам АНИ "ФИАН-информ" (http://www.fian_inform.ru/)

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ НПК "ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ЦЕНТР" ИНСТИТУТ НАНОТЕХНОЛОГИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ РАН ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ "НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ "МИЭТ"

2-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

ТЕХНОЛОГИИ

МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ В МИКРО- И НАНОСИСТЕМНОЙ ТЕХНИКЕ

13—14 октября 2011 г., Зеленоград

Программный комитет

Председатель программного комитета: *Вернер В. Д.* — д. ф.-м. н., профессор, председатель НТС НПК "Технологический центр".

Благов Е. В. – д.ф.-м.н., первый заместитель директора ИНМЭ РАН.

Булярский С. В. — д. ф.-м. н., профессор, член-корреспондент Академии Наук Татарстана, зав. кафедрой УлГУ *Гуляев Ю. В.* — академик РАН, директор ИРЭ РАН.

Мальцев П. П. – д. т. н., профессор, директор ИСВЧПЭ РАН, зав. кафедрой МИРЭА

Лабунов В. А. — академик НАНБ, главный научный сотрудник, БГУ информатики и радиоэлектроники, Белоруссия.

Никитов С. А. — член-корреспондент РАН, заместитель директора ИРЭ РАН.

Резнев А. А. — д. т. н., профессор, заместитель командира в/ч 68240.

Сауров А. Н. — член-корреспондент РАН, директор НПК "Технологический центр", Председатель оргкомитета Конференции.

Чаплыгин Ю. А. – член-корреспондент РАН, ректор МИЭТ

Шелепин Я. А. — д. т. н., заместитель генерального директора по науке ОАО "НИИМЭ и завод "Микрон".

Конференция проводится при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и компании ТОКУО ВОЕКГ Ltd

В рамках конференции проводится заседание секции молодых ученых

Оргкомитет 2-й международной конференции "Технологии микро- и наноэлектроники в микрои наносистемной технике" приглашает принять участие в работе конференции ученых, специализирующихся в следующих областях:

- Теория и моделирование нанотехнологии: квантовые точки, наноразмерные кластеры, термодинамика образования кластеров и комплексов, кинетика роста пленок, квантовых нитей и точек.
- Нанотрубки и пористые материалы: структура, физические и химические свойства, методы измерения и контроля структур и их свойств.
- Моделирование, проектирование и технологии производства наноэлементов и устройств: наноэлектроника, наноэлектромеханические системы, эмиссионные структуры, системы хранения и преобразования энергии, биохимические системы.
- Интегральные и беспроводные микроэлектромеханические системы: микро- и наночувствительные элементы и преобразователи, аналоговые и цифровые микросхемы обработки сигналов в интегральных МЭМС, аналоговые и цифровые приемо-передающие устройства беспроводных МЭМС, средства снижения и возобновления энергопотребления беспроводных МЭМС.
- Комплексные системы мониторинга на базе интегральных и беспроводных МЭМС для медицинских, технологических, инженерных и транспортных применений.

Текущая информация о конференции — на сайте www.tcen.ru

CONTENTS

Prischepov S. K., Vlaskin K. I. *Integrated and Hybrid Manufacture Technologies of Fluxgate Sensor.* 2 We consider methods to minimize the main differential fluxgate pattern lapses angular offset of the physical axis of sensitivity relative to the geometric axis. The principles of combining the coils and magnetic cores to perform modular precision fluxgates are determined. The features of hybrid and integrated manufacture technologies of the magnetic fluxgate sensors are presented.

Keywords: differential fluxgates; sensor pattern, a fluxgate electromagnetic system; flat inductance; thin magnetic film

Samples of electroconductive films based on IR-pyrolized polyacrilonitrile (PAN) and argentum-containing PAN are obtained. Electrical properties are studied and the gas-sensitive characteristics of the obtained samples relative to nitrogen dioxide and chlorine are defined. The quantum-chemical calculations of the complexes formed by the interaction of polymers PAN with the particles of the detected gas — molecule NO_2 and the radical 'Cl are carried out.

Keywords: functional polymers, electroconductive organic polymers, sensitive sensor element, quantumchemical calculations of complexes

Considered pressure sensors with frequency output based on thin-film tenso-resistive nano- and microelectromechanical systems, temperature resistance. Presented original topology arrangement tenzoelements on the membrane sensor and circuit frequency converters.

Keywords: pressure sensors, nano- and microelectromechanical systems, temperature, frequency converters

Keywords: electrostatic microrelay, planar and volumetric structure, active electrostatic and reactive mechanical forces, elastic deformation of the holders Belkin M. E., Loparev A. V. Microwave-Band Optoelectronic Oscillator: Modeling, Investment of Spectral and

A design scheme and operating principles of a microwave-band optoelectronic oscillator (OEO), which combines relatively low phase noise and wide tuning band are highlighted. The results of the development of OEO's object-oriented model using optoelectronic CAD VPItransmission MakerTM and the simulation results of its spectral and noise characteristics are described. The prototype of OEO tunable in the band of 2,5-15 GHz is produced and investigated with the results validating the correctness of the model. A comparison with the other microwave oscillators based on the traditional scheme is conducted.

Keywords: microwave photonics, microwave-band optoelectronic oscillator, frequency noise

Maltsev P. P., Matveenko O. V., Gnatyuk D. L., Lisitskiy A. P., Fedorov Yu. V. Review of Implementation Wide usage of wireless devices such as WLAN, WiMAX demands development of small-size antennas for the band 2.3–5.75 GHz. In this review types and topologies of planar monopol antennas denoted band are examined. Numerous implementations of primary type of antennas (monopole with double-sided metallization) are described. The monopol antennas protected by patents also described. Keywords: planar antenna, electrical radiator, monopole, radiation pattern

Timoshenkov S. P., Anchutin S. A., Morozova E. S., Golovan A. S., Shilov V. F. Development of a System The article shows results of designing and making of a system of object angular position initial alignment based on micromechanical accelerometers. Description and principle of operation of the system of initial alignment are shown, test results are given.

Keywords: micromechanical accelerometer, angular position, initial alignment

Leontiev V. L., Milhaylov I. S. About the Building the Potential of the Atomic Interaction Based on Orthogonal

The review is given the manual of building the potential of the atomic interaction based on orthogonal finite functions. This potential raises efficiency of software for modeling of nanoobjects.

Keywords: molecular dynamics, orthogonal finite functions

For foreign subscribers:

Journal of "NANO and MICROSYSTEM TECHNIQUE" (Nano- i mikrosistemnaya tekhnika, ISSN 1813-8586)

The journal bought since november 1999. Editor-in-Chief Ph. D. Petr P. Maltsev

ISSN 1813-8586.

Address is: 4, Stromynsky Lane, Moscow, 107076, Russia. Tel./Fax: +7(499) 269-5510. E-mail: nmst@novtex.ru; http://novtex.ru/nmst

Адрес редакции журнала: 107076, Москва, Стромынский пер., 4. Телефон редакции журнала (499) 269-5510. E-mail: nmst@novtex.ru Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору за соблюдением законодательства

в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-18289 от 06.09.04.

Дизайнер Т. Н. Погорелова. Технический редактор Е. М. Патрушева. Корректор М. Г. Джавадян

Сдано в набор 18.07.2011. Подписано в печать 23.08.2011. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 6,86. Уч.-изд. л. 8,17. Заказ 639. Цена договорная

Отпечатано в ООО "Подольская Периодика", 142110, Московская обл., г. Подольск, ул. Кирова, 15

– НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, № 9, 2011 –