

Известия высших учебных заведений

ЭЛЕКТРОНИКА 3'2006

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.

Выходит 6 раз в год

СОДЕРЖАНИЕ

Технология микроэлектроники

Королев М.А., Крупкина Т.Ю., Логинов В.В. Учет пространственной неоднородности распределения ловушек при моделировании КНИ МОП-структур..... 3

Аскинази А.Ю., Барабан А.П., Милоглядова Л.В., Сазонов С.Г., Сергиенко М.В. Влияние ионной имплантации и УФ-облучения на зарядовое состояние структуры Si-SiO₂..... 7

Манжа Н.М., Сауров А.Н. Влияние температуры осаждения на структуру слоев поликристаллического кремния 14

Микроэлектроника и полупроводниковые приборы

Коноплев Б.Г., Рындин Е.А. Интегральные логические элементы на основе туннельно-связанных наноструктур.. 18

Козлов А.В., Парменов Ю.А. Влияние скорости поверхностной рекомбинации на относительную чувствительность биполярного магнитотранзистора..... 27

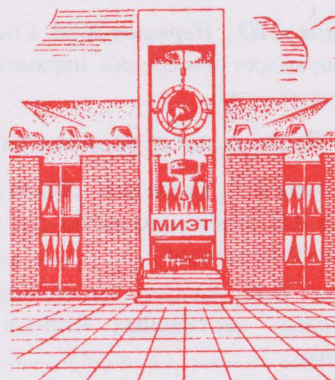
Микропроцессорная техника

Романов С.П. Повышение помехоустойчивости контроллера магистрального параллельного интерфейса 32

Сиренко В.Г. Метод локализации «враждебных» неисправностей в многомашинных вычислительных системах 38

Информационные технологии

Беневоленский С.Б., Жадан В.Г., Жадан И.В., Спыну С.К. Применение технологии распределенных вычислений при решении задач методом половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных..... 44



Учредители:

Министерство
образования и науки
Российской Федерации

Московский
государственный институт
электронной техники
(технический университет)

Главный редактор
В.Д.Вернер

Редакционная коллегия:

Бархоткин В.А.
Быков Д.В.
Грибов Б.Г.
Казённов Г.Г.
Коноплев Б.Г.
Копяев Ю.В.
Коркишко Ю.Н.
Королёв М.А.
Кубарев Ю.В.
Неволин В.К.
Неволин В.Н.
Петросянец К.О.
Преснухин Л.Н.
Руденко А.А.
Таиров Ю.М.
Телец В.А.
Тихонов А.Н.
Усанов Д.А.
Чаплыгин Ю.А. (зам. главного редактора)

Адрес редакции: 124498,
Москва, Зеленоград,
проезд 4806, д. 5, МИЭТ
Тел.: (495) 534-6205
Факс: (495) 530-5429
E-mail: magazine@rnd.miet.ru
<http://www.miet.ru>

Абрамов А.Ю., Портнов Е.М. Способ организации канала «прямых» измерений параметров распределительных электросетей 50

Интегральные радиоэлектронные устройства

Чистюхин В.В., Сизов В.И., Лялин К.С., Викторов Ю.С., Семенов А.В. Мобильная АФАР для приема сигнала спутникового телевидения 54

Джиган В.И. Адаптивные фильтры на основе последовательных лестничных RLS-алгоритмов с априори ошибками 61

Меркутов А.С. Маршрут автоматизированного проектирования радиоприемных устройств цифровых сигналов 70

Комаров В.В. Аналитическая аппроксимация дисперсии электромагнитных волн в волноводах с поперечно-неоднородным диэлектрическим заполнением..... 76

Методы и техника измерений

Дёмкин В.И., Макаров Е.С., Никулин В.Б. Структура координатной системы движущихся объектов..... 82

Краткие сообщения

Названов В.Ф., Сусяков Ю.В. Об одной особенности спектральной характеристики гетероструктуры ZnS–GaP 85

Вернер В.Д. О терминологии микросистемной техники (в порядке дискуссии) 87

Конференции. Выставки

Вернер В.Д., Ильков А.В. Инновации для инноваций (выставка «Продуктроника – 2005». г. Мюнхен, Германия). 89

Об итогах 13-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2006» 93

Международная научно-техническая конференция «Информационные технологии в науке, технике и образовании» 49

Десятая международная научная конференция и молодежная школа-семинар «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники» ПЭМ–2006 ... 75

Contents 95

Abstracts 96

К сведению авторов 99

Заведующая редакцией
С.Г.Зверева

Редактор
А.В.Тихонова

Научный редактор
С.Г.Зверева

Художественный редактор
А.В.Тихонова

Корректор
Л.Ф.Летунова

Технический редактор
Л.Г.Лосякова

Компьютерный дизайн, верстка
М.В.Гергель
А.А.Григорашвили
С.Ю.Рыжков

Подписано в печать 05.06.06
Формат бумаги 60x84 1/8.
Печать офсетная
Объем 11,63 усл.печ.л.,
11,4 уч.-изд.л.
Заказ № 85.

Отпечатано
в типографии ИПК МИЭТ
124498, Москва, Зеленоград,
проезд 4806, д. 5, МИЭТ

Свидетельство о регистрации
№ 014134
выдано Комитетом РФ по печати
12.10.95.

Включен в Перечень периодических научных изданий, рекомендуемых для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание докторских диссертаций:
Бюллетень ВАК Министерства образования РФ, 2002, № 1.

ТЕХНОЛОГИЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.3.049.77.001.63

Учет пространственной неоднородности распределения ловушек при моделировании КНИ МОП-структур

М.А.Королев, Т.Ю.Крупкина, В.В.Логинов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Предложены методики задания пространственного распределения времени жизни носителей и ловушек для моделей КНС и КНИ МОП-транзисторов, позволяющие более корректно учитывать свойства пленки кремния при моделировании. Рассчитаны характеристики транзисторных структур с учетом пространственного распределения физических параметров модели.

В качестве элементов радиационно стойких интегральных схем наиболее часто используются транзисторные структуры, изготовленные по технологии кремний-на-сапфире (КНС) и кремний-на-изоляторе (КНИ). По сравнению с МОП-транзисторами, построенными на объемном кремнии, КНС и КНИ МОП-транзисторы характеризуются радиационной стойкостью, высоким качеством изоляции, низкими паразитными емкостями, высокой теплопроводностью и др. [1–3]. Для рассматриваемых транзисторов принципиально важными являются физические свойства пленки кремния, причем не только на поверхности, но и по всему слою, включая нижнюю границу раздела кремний–диэлектрик. От этих свойств непосредственно зависят такие электрические характеристики транзистора, как работа с полным или частичным обеднением пленки, наличие инверсионного канала на обратной границе раздела, величина «кинк»-эффекта и др.

Воспроизводимость характеристик тонкопленочных транзисторов существенным образом зависит от свойств материала и от границ раздела между пленкой кремния и диэлектрическими слоями сверху и снизу. Под воздействием радиации эти свойства могут изменяться. Ответственны за эти изменения первичные радиационные дефекты (вакансии и межузельные атомы, дивакансии, разупорядоченные области) и вторичные, представляющие собой ассоциации или комплексы первичных радиационных дефектов с примесями, имеющимися в кристалле [4–6]. Большинство типов образующихся радиационных дефектов термически стабильны в широком диапазоне температур и проявляются в кремнии как центры рекомбинации, снижая время жизни неосновных носителей заряда, центры захвата, снижая концентрацию основных носителей заряда, и центры рассеяния, уменьшая подвижность. Перечисленные физические параметры используются при численном моделировании и определяют электрические характеристики транзистора. Особенно подвержен влиянию радиации такой параметр, как время жизни.

Время жизни неосновных носителей заряда – важнейший параметр полупроводникового материала, который определяется наличием в материале рекомбинационных центров. Радиационные дефекты обуславливают появление в запрещенной зоне кремния

спектра энергетических уровней, являющихся центрами захвата, т.е. рекомбинационными центрами. Сечения захвата на радиационных центрах сильно различаются, так как центры могут быть нейтральными и заряженными. Сечения захвата всегда больше в случае рекомбинационных центров, образованных нейтронным излучением. Анализ результатов исследований влияния различных видов облучения на кремний *n*- и *p*-типа показывает, что время жизни неосновных носителей заряда весьма чувствительно к введению радиационных дефектов и существенно изменяется даже при сравнительно небольших дозах облучения, при которых подвижность и концентрация основных носителей заряда остаются практически неизменными.

В настоящей работе исследовались возможности моделирования КНС- и КНИ-транзисторов с помощью пакета программ приборно-технологического моделирования ISE TCAD. В программе DESSIS [7] время жизни вычисляется как произведение функции концентрации примеси τ_{dop} и коэффициентов, зависящих от температуры $f(T)$ и электрического поля $g_c(F)$:

$$\tau_c = \tau_{dop} \frac{f(T)}{1 + g_c(F)}, \quad c = n, p,$$

где $\tau_{dop}(N_i) = \tau_{\min} + (\tau_{\max} - \tau_{\min}) \left[1 + \left(\frac{N_i}{N_{ref}} \right)^\gamma \right]^{-1}$; N_i – суммарная концентрация ионизованной примеси; τ_{\max} , τ_{\min} , N_{ref} , γ – параметры модели.

Можно задать 4 типа ловушек (донорные, акцепторные, нейтральные дырочные, нейтральные электронные) и 4 типа функций распределения концентрации ловушек по энергии:

- одноуровневое распределение N_0 при $E = E_0$;
- постоянное распределение N_0 при $E_0 - E_S < E < E_0 + E_S$;
- гауссовское распределение $N_0 \exp \left[-0,5 \left(\frac{E - E_0}{E_S} \right)^2 \right]$;
- экспоненциальное распределение $N_0 \exp \left[- \left| \frac{E - E_0}{E_S} \right| \right]$.

При моделировании КНС- и КНИ-транзисторов необходимо учитывать сложную структуру дефектности пленки [8] (у границ раздела пленка/диэлектрик содержится большое количество дефектов), т.е. физические параметры модели (время жизни, концентрация ловушек) распределены неоднородно по объему транзистора. Для учета этой особенности необходимо иметь возможность задавать пространственное распределение времени жизни носителей и ловушек в пленке структуры.

В программном пакете ISE TCAD предусмотрена возможность задания пространственного распределения времени жизни, описываемого аналитическими функциями Гаусса или функцией ошибок. С этой целью структура, полученная после технологического моделирования, дополняется в редакторе MDRAW пространственным распределением параметра τ_{\max} в пределах некоторой области. В результате время жизни, рассчитываемое в процессе приборного моделирования в программе DESSIS, становится в пределах этой области переменной величиной. Если при задании физических моделей в DESSIS убрать концентрационную зависимость времени жизни DopingDependence, то результирующее время жизни принимается равным τ_{\max} . Таким образом, можно через параметр τ_{\max} задавать непосредственно значения времени жизни в различных областях структуры.

Для задания пространственно-неоднородного распределения ловушек в структуре была разработана методика формирования функции распределения, аппроксимирующей требуемый профиль неоднородного распределения ловушек в структуре. Результаты использования методики показаны на рис.1–3.

Основной принцип – дискретизация, т.е. разделение структуры на подобласти и задание концентрации ловушек для каждой подобласти отдельно. Формирование профиля осуществляется в два этапа: пространственное разделение структуры проводится в редакторе MDRAW, присваивание численных значений концентраций – непосредственно в программе DESSIS. Разделение задается командой Multiline в режиме Boundary. На рис.1,а приведены результаты редактирования в программе MDRAW структуры КНИ-типа с толщиной пленки 0,6 мкм, разделенной на 8 слоев, на рис.1,б показано присвоенное распределение концентрации ловушек по выделенным в структуре слоям. После разделения каждой подобласти необходимо присвоить имя (идентификатор) с помощью раздела меню Information. Значение идентификатора затем используется для продолжения процедуры в DESSIS. Синтаксис команды задания концентрации ловушек в DESSIS имеет вид: *Physics (RegionName="идентификатор_области") { traps(...conc=...)}*.

На рис.2 показаны результаты численного моделирования двумерного распределения заряда на ловушках в структуре, на рис.3 – влияние неоднородности распределения ловушек на расчетные ВАХ КНИ-, МОП-транзистора. Различие значений тока

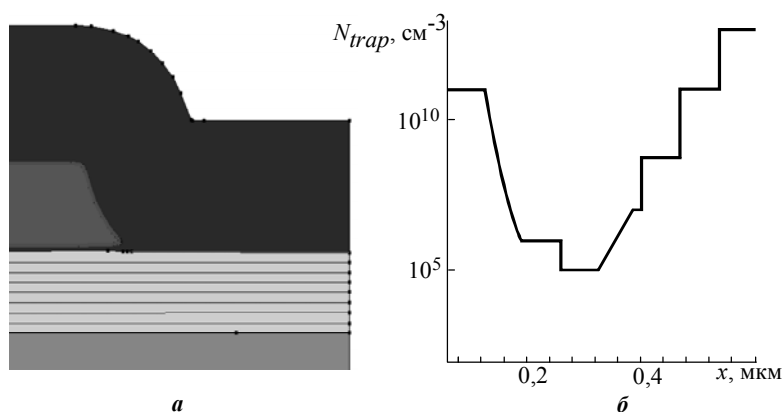


Рис.1. Задание неоднородного распределения ловушек в пленке КНИ-транзистора: а – редактирование структуры в программе MDRAW; б – послойная аппроксимация концентрации ловушек N_{trap} в объеме пленки

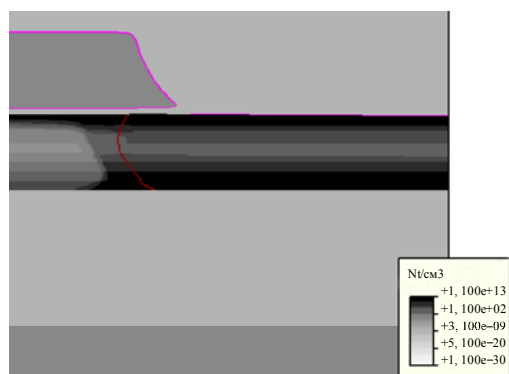


Рис.2. Расчетное двумерное распределение заряда на ловушках в активном объеме КНИ МОП-транзистора

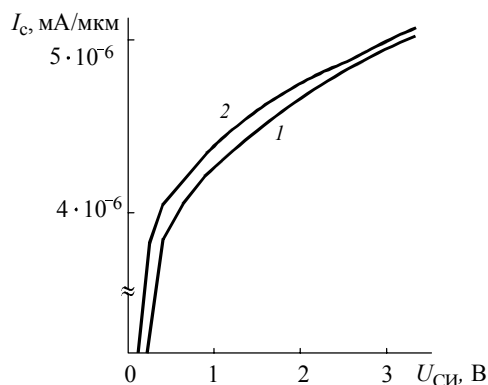


Рис.3. ВАХ КНИ МОП-транзистора при $U_{DS} = 1,5$ В: 1 – неоднородное распределение ловушек (см. рис.1,б); 2 – однородное ($N_{trap} = 10^{12}$ см⁻³)

для интегрального усредненного распределения ловушек и распределения ловушек с максимумом у границ разделов составляет от 5 до 50% в зависимости от диапазона выходной характеристики.

Таким образом, в представленной работе исследованы возможности углубленного анализа радиационно стойких КНИ МОП транзисторных структур с учетом пространственного распределения ловушек и времени жизни носителей в активном объеме структуры. Разработаны методики учета данных факторов при моделировании характеристик в программной среде ISE TCAD. Показана чувствительность расчетных ВАХ к распределению ловушек в пленке кремния. Предлагаемый метод расчета позволяет более корректно учитывать влияние реального распределения параметров материала пленки кремния на электрические характеристики КНС и КНИ МОП-транзисторов.

Литература

1. *Splinter M., Ronen R., Tremain R.* High voltage SOS/MOS devices and circuits elements // 1976 IEEE International Solid-State Circuits Conference. – Digest of Technical Papers. – 1976.– Vol. XIX. – Feb. – P. 58–59.
2. A radiation hard frequency reference IC / *W.Redman-White, T.-R.Dunn, D.R.Lucas, et al.* // IEEE Trans. On Nuclear Science. – Dec. 1988. – Vol. 35, Iss. 6. – P. 1368–1371.
3. *Hsiao T.C., Liu P., Woo J.C.S.* Advanced technologies for optimized sub-quarter-micrometer SOI CMOS devices // IEEE Trans. Electron Devices. – 1998. – Vol. 45, № 5. – P. 1092–1098.
4. *Коршунов Ф.П., Гатальский Г.В., Иванов Г.М.* Радиационные эффекты в полупроводниковых приборах. – Минск: Наука и техника, 1978.
5. *Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Вавилов В.А.* Воздействие радиации на интегральные микросхемы. – Минск: Наука и техника, 1986.
6. *Никифоров А.Ю., Телец В.А., Чумаков А.И.* Радиационные эффекты в КМОП ИС. – М.: Радио и связь, 1994.
7. DESSIS. ISE TCAD RELEASE 6.1.
8. *Jun-Wei Chen, Robert J.Ko.* Bulk traps in Silicon-on-Sapphire by conductance DLTS // IEEE Trans. Electron Devices. – 1981. – March. – P. 299–304.

Королев Михаил Александрович – доктор технических наук, профессор, декан факультета электроники и компьютерных технологий МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка конструкций и технологий интегральных схем, методология преподавания в высшей школе.

Крупкина Татьяна Юрьевна – кандидат технических наук, доцент кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* моделирование технологических процессов и интегральных приборов, развитие методов проектирования интегральной элементной базы и элементов микросистемной техники.

Логинов Виктор Владимирович – студент 6 курса кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* моделирование технологических процессов и интегральных приборов, моделирование элементной базы радиационно стойких интегральных схем.

Влияние ионной имплантации и УФ-облучения на зарядовое состояние структуры Si–SiO₂

А.Ю.Аскинази, А.П.Барабан, Л.В.Милоглядова, С.Г.Сазонов, М.В.Сергиенко

НИИ физики им. В.А.Фока при СПбГУ

Исследовано влияние на зарядовое состояние структур Si–SiO₂ ионной имплантации аргона в окисный слой, электрических полей, приводящих к развитию процесса ударной ионизации в объеме окисного слоя, и ультрафиолетового облучения с энергией квантов больше ширины запрещенной зоны SiO₂. В результате генерируются пространственно разнесенные заряды: отрицательный (с центроидом ~10 нм от поверхности кремния) и положительный (с центроидом 15–25 нм от поверхности кремния). На первом этапе происходит образование значительного положительного заряда ($>10^{12}$ см⁻²), на втором – образование отрицательного заряда, полностью или частично компенсирующего положительный заряд.

Одним из факторов, определяющих процессы развития твердотельной электроники, является проведение фундаментальных исследований физико-химических процессов, протекающих в структурах полупроводник–диэлектрик, в первую очередь при изготовлении и эксплуатации структур Si–SiO₂. При этом основное внимание уделяется зарядовым свойствам таких структур и их изменениям, определяющим рабочие характеристики элементов функциональной электроники на основе структур полупроводник–диэлектрики.

Цель работы – установление общих закономерностей в формировании зарядового состояния окисного слоя в результате внешних (экстремальных) воздействий на структуры Si–SiO₂. Рассматриваются наиболее типичные для процессов создания и функционирования элементов твердотельной электроники воздействия: ионная имплантация (ИИ); облучение в области ближнего ультрафиолета (БУФ-облучение) и в области вакуумного ультрафиолета (ВУФ-облучение); воздействие экстремально сильных (обеспечивающих развитие процесса ударной ионизации (УИ) в объеме окисного слоя) электрических полей.

Методика эксперимента. Исследовались структуры Si–SiO₂, полученные двумя способами: термическим окислением монокристаллического кремния КДБ-10 (100), КЭФ-5 (111) в сухом кислороде при 1100 °С (толщина окисного слоя d_{ox} составляла 40–110 нм); термическим окислением кремния КЭФ-5 (100) во влажном кислороде при 950 °С ($d_{ox} = 250$ нм) и подвергнутые имплантации ионами аргона в объем окисного слоя, дозы имплантированных ионов составляли 10^{13} – $3,2 \cdot 10^{17}$ см⁻², а энергия (130 кэВ) выбиралась таким образом, чтобы максимум распределения внедренных ионов находился посередине окисного слоя. В ряде случаев структуры подвергались быстрому термическому отжигу (БТО) путем засветки галогенной лампой в атмосфере азота при температуре 450–1100 °С в течение 1–60 с.

Структуры облучались при $h\nu \leq 6$ эВ (БУФ-облучение) с использованием ртутной лампы ДРШ-250 через отсекающий фильтр, исключающий дополнительный нагрев

структур (интегральный режим), или через монохроматор МДР-23 (монохроматический режим); при $h\nu = 10,02$ эВ (ВУФ-облучение) – с использованием криптоновой лампы КРР-2 (интенсивность квантов 10^{15} квант/(с·см²)).

Предварительные полевые воздействия на структуры Si–SiO₂ и исследование их электрофизических свойств проводились в системе электролит–диэлектрик–полупроводник (ЭДП), обладающей рядом преимуществ перед системой металл–диэлектрик–полупроводник (МДП) и используемой для подобных исследований [1]. Зарядовое состояние структур исследовалось с помощью измеренных высокочастотных (1 МГц) вольт-фарадных характеристик. Для определения истинных величин зарядов в окисных слоях и их пространственной локализации применялся метод послойного профилирования, заключающийся в получении зависимости потенциала плоских зон от толщины окисного слоя при его послойном стравливании в водном растворе плавиковой кислоты (100:1). Для изучения полевой стабильности структур кремний–диэлектрик использовался метод полевых циклов, который заключается в получении зависимости потенциала плоских зон от средней напряженности электрического поля в окисном слое при ее последовательном увеличении по специальной программе [2]. Все измерения выполнялись с использованием однонормального водного раствора сульфата натрия при комнатной температуре.

Экспериментальные результаты. Изменения зарядового состояния окисного слоя структур Si–SiO₂ в результате возбуждения атомной подсистемы могут быть продемонстрированы на примере влияния ИИ аргона в объем окисного слоя. ИИ приводит к значительным изменениям величины эффективного встроенного заряда в окисном слое структур Si–SiO₂, причем эти изменения носят немонотонный характер. При имплантации с минимальной дозой (10^{13} см⁻²) в окисном слое образуется значительный положительный заряд ($\sim 3 \cdot 10^{12}$ см⁻²), который заметно уменьшается при увеличении дозы имплантации вплоть до формирования в структуре суммарного отрицательного заряда ($\sim 3 \cdot 10^{11}$ см⁻²) при дозе имплантации 10^{15} см⁻². Немонотонный характер изменения эффективного заряда при увеличении дозы имплантации сохраняется и в структурах Si–SiO₂, подвергнутых БТО.

Зависимости потенциала плоских зон от толщины окисного слоя показаны на рис. 1. Видно, что после ИИ заряд вблизи границы Si–SiO₂ изменяется и появляется отрица-

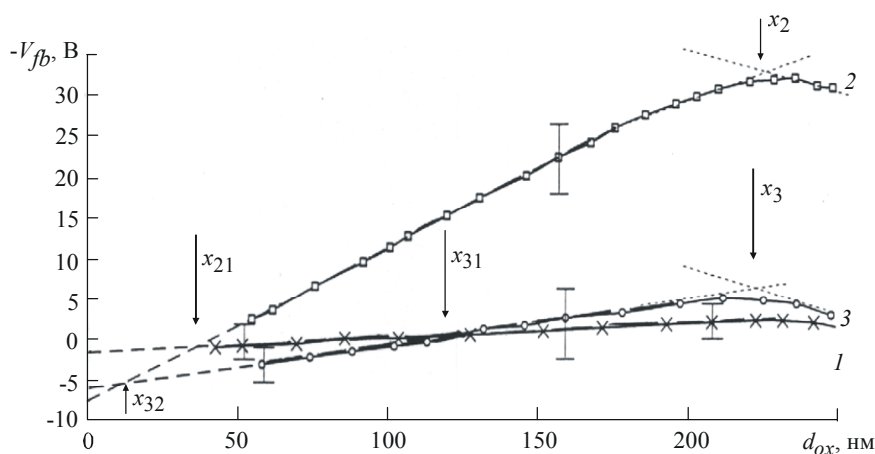


Рис. 1. Результаты послойного профилирования структур Si–SiO₂ после ИИ: 1 – исходная зависимость; 2 – с дозой 10^{13} см⁻²; 3 – с дозой 10^{14} см⁻²

тельный заряд во внешней части окисного слоя. ИИ с дозой 10^{13} см^{-2} приводит к образованию положительного заряда $(4,2 \pm 0,2) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ с центроидом $(35 \pm 5) \text{ нм}$ (за ноль отсчета здесь и далее принята граница Si–SiO₂) и отрицательного заряда $(3,1 \pm 0,5) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ с центроидом $(215 \pm 5) \text{ нм}$. Увеличение дозы имплантации до 10^{14} см^{-2} уменьшает только положительный заряд до $(1,1 \pm 0,5) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ и смещает его центроид $(120 \pm 25) \text{ нм}$. Полученное значение центроида положительного заряда соответствует линейной области зависимости $V_{fb}(d_{ox})$, т.е. области отсутствия реальных зарядов в окисном слое. Это позволяет утверждать, что мы имеем дело с центроидом эффективного заряда, образованного, по крайней мере, двумя зарядами разного знака. Тогда из сравнения кривых 2 и 3 на рис.1 можно получить значения для отрицательного заряда $(3,1 \pm 0,5) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, а для его центроида $(10 \pm 5) \text{ нм}$. Эти значения хорошо согласуются с величиной суммарного заряда и его центроидом, полученными из сопоставления кривых 1 и 3, при условии неизменности величины и центроида положительного заряда, образующегося при ИИ с дозой 10^{13} см^{-2} .

На рис.2 показаны результаты влияния БТО на величину эффективного заряда для структур Si–SiO₂, подвергнутых ИИ с различными дозами. Отжиг структур после ИИ с дозой 10^{13} см^{-2} , как показало послойное профилирование, приводит к уменьшению положительного заряда при неизменном значении его центроида. Отжиг структур после ИИ с дозой 10^{14} см^{-2} при температуре 500 °С практически полностью уничтожает отрицательный заряд и уменьшает примерно в два раза положительный заряд. Дальнейшее увеличение температуры только уменьшает положительный заряд. Необходимо отметить, что низкотемпературный отжиг ($T = 200 \text{ °С}$, $t = 30 \text{ мин}$) структур после ИИ с дозой 10^{14} см^{-2} ведет к увеличению суммарного заряда в окисном слое, что связано с нейтрализацией отрицательного заряда, как показали эксперименты по послойному стравливанию. Это обстоятельство подтверждает существование зарядовой структуры в области границы Si–SiO₂.

На основании результатов вольт-фарадных характеристик при послойном стравливании окисного слоя ИИ-структур Si–SiO₂ установлено, что БУФ-облучение ($h\nu > 4,3 \text{ эВ}$) в отсутствие электрического поля создает в окисном слое значительный отрицательный заряд с центроидом $(35 \pm 5) \text{ нм}$. Этот заряд может превышать по величине положительный заряд, образованный в результате ИИ, и его величина не изменялась в течение полугода после прекращения воздействия при комнатной температуре и уменьшалась при низкотемпературном отжиге. Воздействие на ИИ-структуры БУФ-светом при отрицательном смещении на полевом электроде (препятствующем инжекции электронов из кремния в окисный слой) не изменяло их зарядовое состояние. Это обстоятельство с учетом значения спектрального порога появления отрицательного заряда указывает на перезарядку под действием БУФ-облучения образующихся при ИИ положительно заряженных центров за счет фотоинжекции электронов из кремниевой подложки в окисный слой.

Установлено, что в структурах, имплантированных с дозой 10^{14} см^{-2} , полевое воздействие начиная с $E_{ox} = 3 \text{ МВ} \cdot \text{см}$ приводит к образованию в окисном слое положительного заряда с центроидом $\sim 10 \text{ нм}$ (рис.3). Полевое воздействие на структуры, подвергнутые БТО при 500 °С, не изменяет зарядовое состояние окисного слоя. Следовательно, образующийся при полевом воздействии положительный заряд связан с перезарядкой ($-1 \rightarrow 0$) отрицательно заряженных центров, являющихся результатом ИИ.

Полевые воздействия в ЭДП-системе и ВУФ-облучение использовались для возбуждения электронной подсистемы структур Si–SiO₂.

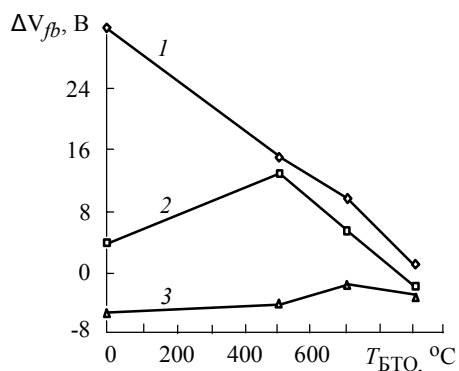


Рис. 2. Влияние БТО на величину суммарного заряда в структурах Si-SiO₂ после ИИ с дозой: 1 – 10¹³ см⁻²; 2 – 10¹⁴ см⁻²; 3 – 10¹⁵ см⁻²

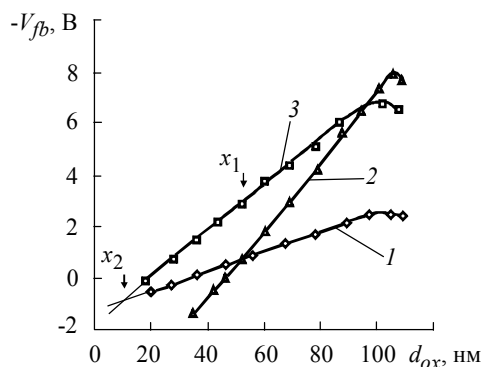


Рис. 3. Зависимость потенциала плоских зон от толщины окисного слоя структур Si-SiO₂ до (1), после воздействия экстремально сильных электрических полей (2) и последующего воздействия слабых электрических полей (3)

Зарядовое состояние структур Si-SiO₂ после полевого воздействия полностью определяется характером электронных процессов, протекающих при этом в окисном слое, и, следовательно, напряженностью электрического поля в окисном слое. В работе рассматривалась область электрических полей, в которых электроны в окисном слое приобретают избыточную энергию, достаточную для реализации процесса ударной ионизации матрицы SiO₂. Зависимость потенциала плоских зон от времени полевого воздействия указывает на образование в окисном слое суммарного положительного заряда. Величина заряда и его пространственное распределение исследовались с помощью послойного профилирования (см. рис.3). Необходимо отметить, что в случае малых времен воздействия значения центраида положительного заряда соответствуют области его локализации, а при больших временах воздействия – области линейной зависимости $V_{fb}(d_{ox})$, т.е. располагаются вне области физической локализации заряда. Следовательно, длительное полевое воздействие приводит к формированию зарядов разного знака: положительного Q^+ и отрицательного Q^- с центраидами X^+ и X^- соответственно. Изменения зарядового состояния структур после дополнительной поляризации в области полей, в которых основным процессом является инжекция дырок из кремния в окисный слой, связаны с их захватом на отрицательно заряженные центры, образованные в результате воздействия экстремально сильных электрических полей. Это позволяет получить значение центраида отрицательного заряда 8–10 нм. В результате эксперимента получены следующие оценки для образующихся после экстремального полевого воздействия зарядов: $Q^+ \approx 6 \cdot 10^{12}$ см⁻², $X^+ \approx 25$ нм; $Q^- \approx 3 \cdot 10^{12}$ см⁻², $X^- \approx 10$ нм.

Дополнительное полевое воздействие в более сильных электрических полях приводит к уменьшению суммарного положительного заряда и увеличению его центраида, что естественно связать с перезарядкой электрически активных центров (ЭАЦ) с центраидом ~10 нм до отрицательного значения.

ВУФ-облучение структур Si-SiO₂ приводит к формированию в окисном слое положительного заряда, локализованного, как было установлено в результате послойного профилирования (рис.4), вблизи кремниевой подложки в окисном слое, который меньше 20 нм. Формирование отрицательного заряда во внешней части окисного слоя связано с зарядением электронных ловушек, в качестве которых выступают силанольные группы [1]. Из рисунка видно, что увеличение поглощенной дозы ионизирующего излучения в два раза изменяет суммарный положительный заряд от $2,5 \cdot 10^{12}$ см⁻² (кривая 2) до значений $2,8 \cdot 10^{12}$ см⁻² (кривая 3) при изменении центраида заряда

от 4 до 17 нм. Такое изменение зарядового состояния структур наиболее типично при образовании зарядов разного знака в процессе ВУФ-облучения, причем образование отрицательного заряда происходит после формирования в окисном слое значительного положительного заряда. Подтверждение этому – влияние БУФ-облучения структур, предварительно подвергнутых ВУФ-облучению. БУФ-облучение только частично уменьшает суммарный положительный заряд на величину, примерно равную величине отрицательного заряда в окисном слое. Отсутствие дальнейшего уменьшения положительного заряда указывает на образование потенциального барьера, обусловленного отрицательным зарядом, запирающего фотоинжекционный ток. В результате процесс уменьшения положительного заряда при БУФ-облучении полностью определяется величиной отрицательного заряда и указывает на его расположение вблизи поверхности кремния. Полученные данные позволяют определить следующие параметры образующихся в результате ВУФ-облучения зарядов: $Q^+ \approx 4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, $X^+ \approx 15 \text{ нм}$; $Q^- \approx 1 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, $X^- \approx 10 \text{ нм}$.

Таким образом, ВУФ-облучение структур Si–SiO₂ также приводит к значительному изменению их зарядового состояния, заключающемуся в формировании зарядов разного знака.

Обсуждение результатов. Для объема окисного слоя структур Si–SiO₂ наиболее вероятным каналом диссипации энергии имплантируемого аргона является взаимодействие с атомной подсистемой. В результате атомы кремния и кислорода смещаются в глубь окисла (по оценочным расчетам атомы кислорода смещаются на 100–130 нм, атомы кремния – на 30–80 нм от максимума распределения аргона, который составляет 125 нм от границы Si–SiO₂). В результате в окисном слое образуются пространственно разнесенные нестехиометрические области SiO_x с $x > 2$ и $x < 2$. При этом ближе к поверхности кремния располагается область, обогащенная кислородом вследствие меньших смещений атомов кремния. Для области, обогащенной кремнием, в которой располагается положительный заряд, наиболее вероятно образование дефектов типа трехкоординированного по кислороду кремния и/или кислородной вакансии. В результате ИИ такие дефекты могут образовываться как сразу в положительно заряженном состоянии, так и в нейтральном состоянии с последующим захватом на них дырок, возникающих в результате генерации электронно-дырочных пар при взаимодействии ионов аргона с электронной подсистемой окисного слоя. Перезарядка этих дефектов при БУФ-облучении происходит за счет захвата на них фотоинжектированных из кремния в окисный слой электронов. Отсутствие захвата на положительно заряженные ЭАЦ электронов, инжектированных из электролита при полевым воздействии, связано с малой вероятностью захвата горячих электронов. Уменьшение положительного заряда при БТО связано с уменьшением концентрации ЭАЦ за счет замыкания ненасыщенных связей кремния.

Образование в окисном слое отрицательного заряда, начиная с дозы ИИ 10^{14} см^{-2} , связано с увеличением концентрации внедренного аргона, существованием в объеме SiO₂ слоя, обогащенного кислородом, и с существованием положительного заряда на расстоянии ~35 нм от границы с кремнием. Область локализации отрицательного заря-

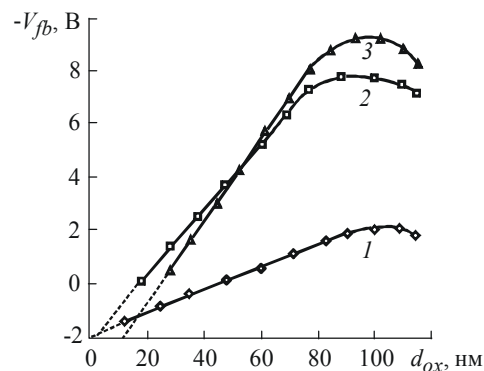


Рис. 4. Зависимость потенциала плоских зон от толщины окисного слоя структур Si–SiO₂ до (1) и после ВУФ-облучения в течение 5 мин (2) и 10 мин (3)

да в пространстве соответствует области SiO_x ($x > 2$). Наиболее типичным дефектом для такой области является дефект типа $\text{O}_3\equiv\text{Si}-\text{O}^0$, который может образоваться в нейтральном состоянии уже при ИИ с дозой 10^{13} см⁻². Затем при определенном значении положительного заряда происходит образование отрицательного заряда за счет захвата электронов, инжектированных полем положительного заряда из кремния. Образовавшийся отрицательно заряженный ЭАЦ ведет себя как кулоновская притягивающая дырочная ловушка, способная изменять свое зарядовое состояние в электрическом поле. Уменьшение отрицательного заряда при термических обработках связано как с уменьшением концентрации дефектов типа $(\text{O}_3\equiv\text{Si}-\text{O}^0)$ за счет восстановления кремневокислородных связей или замыкания на водород, так и за счет перезарядки ЭАЦ в результате захвата дырки из валентной зоны кремния.

Воздействие экстремально сильных электрических полей на структуру Si-SiO₂ сопровождается значительным возбуждением электронной подсистемы окисного слоя, заключающимся в развитии процесса ударной ионизации в объеме SiO₂: генерации $e-h$ пар за счет диссипации энергии разогретых полем электронов. Этот процесс носит пороговый характер и происходит в первую очередь вблизи поверхности кремния. По мере накопления в окисном слое положительного заряда вблизи границы Si-SiO₂ область максимальной вероятности процесса УИ смещается в глубь окисного слоя вследствие перераспределения напряженности электрического поля в окисном слое. По нашему мнению, процесс УИ в области границы Si-SiO₂ также приводит к образованию нестехиометрических пространственно разнесенных областей SiO_x с $x > 2$ и $x < 2$. Область, обогащенная кремнием, образуется в результате разрыва кремневокислородных связей (в первую очередь в козитоподобной области SiO₂ [1]) и последующего перемещения ионов кремния в глубь окисного слоя в экстремально сильном электрическом поле за счет дрейфа и/или механизма переключения связей. На существование области, обогащенной кремнием, указывают результаты, полученные методом МСВИ на термически сформированных структурах Si-SiO₂ после предварительного полевого воздействия в области экстремально сильных электрических полей [3]. Кроме того, процесс анодного окисления кремния также сопровождается процессом УИ и переносом атомов кремния от подложки в объем окисного слоя [4]. Процесс образования области SiO_x ($x < 2$) за счет транспорта кремния из области межфазовой границы Si-SiO₂ сопровождается образованием в ней области SiO_x ($x > 2$), в которой происходит образование отрицательного заряда. Положительный заряд в этом случае связан с дефектами типа $\text{O}_x\text{Si}_y\equiv\text{Si}^+$ ($x+y=3$), а отрицательный заряд – с дефектами типа $\text{O}_x\text{Si}_y\equiv\text{Si}-\text{O}^-$ ($x+y=3$). Процесс образования отрицательного заряда, как и в предыдущем случае, связан с зарядкой нейтральных дефектов типа $\equiv\text{Si}-\text{O}^0$, образование которых предшествует образованию отрицательного заряда (при кратковременном полевым воздействии наличие отрицательного заряда не было обнаружено), за счет захвата электронов, инжектированных полем положительного заряда из кремния.

Образование зарядов разного знака при ВУФ-облучении обусловлено значительным возбуждением электронной подсистемы SiO₂, связанным с генерацией электронно-дырочных пар практически по всей толщине окисного слоя. Формирование высокой концентрации дырок в валентной зоне SiO₂ приводит к ослаблению кремневокислородных связей и способствует структурной перестройке окисного слоя в первую очередь в области, примыкающей к поверхности кремния. Совпадение пространственных локализаций зарядов, образующихся при ВУФ-облучении, с приведенными результатами позволило предположить, что и в этом случае процесс образования зарядов связан с формированием нестехиометрических областей SiO_x ($x > 2$ и $x < 2$), содержа-

щих описанные электрически активные центры. Механизм конкретной структурной перестройки в этом случае остается невыясненным.

Во всех рассмотренных случаях изменение зарядового состояния Si–SiO₂ в результате возбуждения атомной и электронной подсистем окисного слоя реализуется по идентичной схеме. На первом этапе происходит образование значительного положительного заряда ($>10^{12}$ см⁻²), при этом конкретные механизмы его образования определялись особенностями внешних воздействий. На втором этапе происходит образование отрицательного заряда, полностью или частично компенсирующего положительный заряд. Механизмы, действующие на втором этапе, не зависят, по-видимому, от вида первоначального воздействия на структуру и могут носить общий характер. Необходимо отметить, что оба заряда располагались в области границы Si–SiO₂. Центроид отрицательного заряда во всех случаях составляет ~ 10 нм, а значение центроида положительного заряда зависит от вида воздействия и изменяется в пределах от 15 до 35 нм. Приведенные данные указывают на то, что электрически активные центры, ответственные за изменение зарядового состояния структур Si–SiO₂ в результате экстремальных воздействий, существуют и/или образуются в области окисного слоя, который граничит с кремнием, и этот процесс неразрывно связан с особенностями строения этой области.

Литература

1. **Барабан А.П., Булавинов В.В., Коноров П.П.** Электроника слоев SiO₂ на кремнии. – Л.: Изд. ЛГУ, 1988. – 304 с.
2. **Барабан А.П., Булавинов В.В., Трошихин А.Г.** Исследование изменений зарядового состояния структур Si–SiO₂ методом полевых циклов в системе с электролитическим контактом // Письма в ЖТФ. – 1993. – Т. 19, № 18. – С. 27–30.
3. **Тарантов Ю.А., Романова Г.Ф., Диденко П.И., Булавинов В.В.** Взаимные превращения анодных и термических пленок на поверхности кремния // Тез. докл. Всесоюз. конф. «Физика диэлектриков (явления в тонкопленочных системах и границах раздела)» (Баку, 1982 г.). – 1982. – С. 128–130.
4. **Барабан А.П., Климов И.В., Коноров П.П.** Роль электронной компоненты тока в процессе анодного окисления кремния // Вестник ЛГУ. Сер. 4. – 1988. – Вып. 4, № 25. – С. 71–84.

Аскинази Анатолий Юрьевич – аспирант НИИ Физики им. В.А.Фока при СПбГУ. *Область научных интересов:* МДП-структуры на основе кремния.

Барабан Александр Петрович – доктор физико-математических наук, профессор физического факультета СПбГУ. *Область научных интересов:* электронные процессы в системах Si–SiO₂.

Милоглядова Лариса Васильевна – кандидат физико-математических наук, докторант НИИ Физики им. В.А.Фока при СПбГУ. *Область научных интересов:* процессы электролюминесценции в системах Si–SiO₂.

Сазонов Сильвестр Георгиевич – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник НИИ Физики им. В.А.Фока при СПбГУ. *Область научных интересов:* физика межфазовых границ в системах полупроводник – собственный оксид.

Сергиенко Максим Васильевич – инженер НИИ Физики им. В.А.Фока при СПбГУ. *Область научных интересов:* физика полупроводников и диэлектриков.

Влияние температуры осаждения на структуру слоев поликристаллического кремния

Н.М.Манжа, А.Н.Сауров

НПК «Технологический центр» МИЭТ

Исследована структура поликристаллических слоев кремния, сформированных осаждением при пониженном давлении и разных температурах, с помощью спектров комбинационного рассеяния света. Показано, что при температуре осаждения $T_{oc} \leq 850$ К структура поликристаллических слоев кремния является аморфной (слоем аморфного кремния), при $T_{oc} \geq 853$ К – представляет собой аморфную матрицу с вложенными микрокристаллами (слоем поликристаллического кремния). Проведена оценка минимального размера кристаллита ($L \approx 14$ нм) из отношения интенсивности поверхностных и кристаллических мод. При более высоких температурах осаждения размер микрокристаллитов (зерен), а также ширина распределения размеров зерен увеличиваются.

Поликристаллические и аморфные слои кремния, осажденные при пониженном давлении, широко применяются в производстве ИМС, солнечных элементах, микроэлектромеханических системах [1–5].

Известно, что структура поликристаллических слоев кремния, полученных из моносилана, определяется температурой осаждения и давлением. В зависимости от этих параметров осажденные слои могут быть аморфными, поликристаллическими или сочетать оба компонента, что определяет их электронные свойства.

Романовские спектры комбинационного рассеяния света (КРС) позволяют обнаруживать степень беспорядка в структуре слоев [5]. Спектры КРС монокремния с пиком 521 см^{-1} вызваны фонными колебаниями решетки кристаллоподобной фазы, локализованной в объеме кристалла. Пик слоя поликристаллического кремния сдвигается к более низким частотам, и спектр рассеяния расширяется из-за локализации фонных колебаний в квазиизолированных кристаллитах [6]. Уменьшение температуры осаждения и увеличение давления способствуют уменьшению размера кристаллитов, что приводит к расширению пика и сдвигу фонных колебаний к более низким частотам. На границах зерен наблюдается колебательная поверхностная мода [7]. При размерах кристаллитов примерно 30 \AA и меньше слои поликристаллического кремния переходят в аморфное состояние и ширина спектров увеличивается с максимумами $160, 300, 470 \text{ см}^{-1}$. Хотя романовские спектры КРС широко применяются для изучения осажденных слоев кремния, механизмы перехода аморфной фазы в поликристаллическую и появление смешанной фазы неизвестны.

В настоящей работе романовские спектры КРС использовались для исследования влияния температуры осаждения на структуру поликристаллических слоев кремния, полученных при пониженном давлении.

Методика эксперимента. Слои поликристаллического кремния толщиной 250 нм осаждали при пониженном давлении из 100%-ного моносилана на пластины

КЭФ-4,5 (100), предварительно окисленные на толщину 50 нм. Температура осаждения варьировалась в пределах 723–893 К при давлении в реакторе 27 Па. Романовские спектры КРС поликристаллических слоев снимались на установке «Ramanopt» при комнатной температуре с возбуждением аргоновым лазером на длине волны 4880 Å в геометрии обратного рассеяния. Во избежание локального разогрева мощность лазера составляла 30 мВт. Для регистрации романовских спектров КРС использовался двойной монохроматор И1000 со спектральной разрешающей способностью 2 см^{-1} и электрическим фотометром.

Результаты и их обсуждение. Романовские спектры КРС поликристаллических слоев кремния, осажденных при разных температурах, представлены на рис.1. Видно, что поликристаллические слои, полученные при $T_{\text{ос}} \leq 850 \text{ К}$, являются аморфноподобными, что соответствует частоте 470–480 см^{-1} [5]. В спектрах КРС поликристаллических слоев кремния при $T_{\text{ос}} = 853 \text{ К}$ появляется острый пик, близкий к 521 см^{-1} . Спектры КРС поликристаллических слоев кремния, осажденных при температуре 853–893 К, отображают полосы одновременно аморфной и кристаллообразной фаз.

Таким образом, $T_{\text{ос}} = 853 \text{ К}$ может рассматриваться как кристаллизационный порог осажденных аморфных слоев кремния. На рис.2 представлены романовские спектры КРС поликристаллических слоев в диапазоне 480–540 см^{-1} . Как видно из рис.2, в спектрах КРС поликристаллических слоев доминирует полоса 1, смещенная к более низким частотам 519–520,5 см^{-1} , несколько уширенная по сравнению с полосой монокристаллического кремния 521,0 см^{-1} . Полоса 519–520,5 см^{-1} соответствует кристаллоподобной фазе кремния, ограниченной внутри зерна. Полоса 2 с меньшей интенсивностью смещена к более высоким частотам по сравнению с полосой 1. Полоса 2 соответствует 496 см^{-1} и интерпретируется как колебательная поверхностная мода границ зерен слоя поликристаллического кремния [7]. С увеличением температуры осаждения слоев соотношение коэффициентов интенсивности I_s/I_v уменьшается. Эти коэффициенты соотносят к интенсивности КРС поверхностной моды границ зерен I_s и кристаллоподобной фазы зерен I_v .

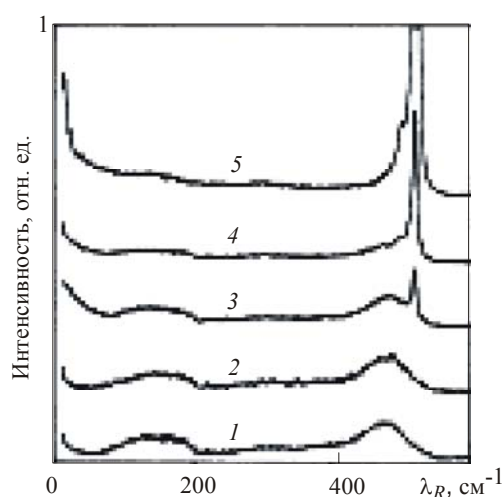


Рис.1. Романовские спектры КРС поликристаллических слоев кремния, осажденных при различных температурах $T_{\text{ос}}$: 1 – 723 К; 2 – 848 К; 3 – 853 К; 4 – 855 К; 5 – 893 К

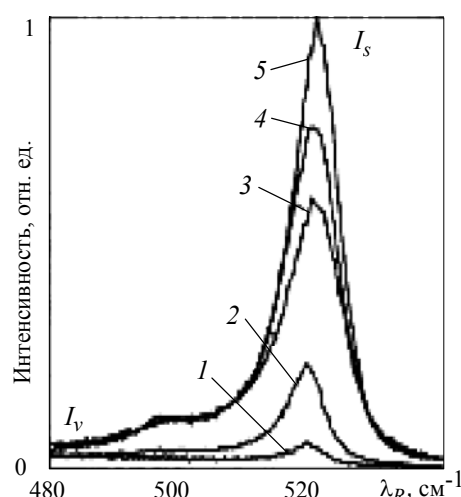


Рис.2. Романовские спектры КРС поликристаллических слоев кремния, осажденных при температуре выше температуры кристаллизации $T_{\text{ос}}$: 1 – аморфный слой; 2 – 855 К; 3 – 863 К; 4 – 873 К; 5 – 893 К

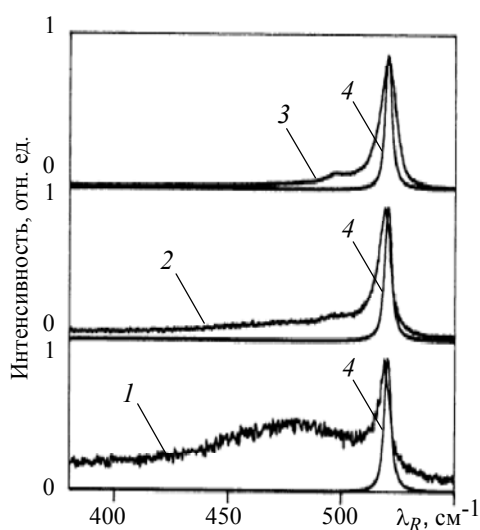


Рис.3. Нормализованные романовские спектры КРС слоев поликристаллического кремния, осажденных при различных температурах T_{oc} : 1 – 853 К; 2 – 855 К; 3 – 893 К; 4 – монокристаллический кремний

остается постоянным. Например, при $T_{oc} = 893$ К пики полосы поликристаллических слоев кремния и монокристаллического кремния совпадают, но расширение пика поликристаллических слоев кремния составляет 13 см^{-1} . Этот факт можно объяснить распределением размеров кристаллизационных зерен [8]. В этом случае спектры КРС поликристаллических слоев кремния с различными смещениями и расширениями ограничиваются внутри кристаллитов с различными размерами. Тогда полоса расширения характеризует не средний размер кристаллита, а ширину распределения размеров зерен. Расширение пика можно было бы объяснить наличием аморфной прослойки между кристаллитами. При $T_{oc} = 853$ К, близкой к кристаллизации, в аморфной матрице появляются кристаллиты минимального размера 14 нм.

Повышение температуры осаждения приводит не только к росту общего количества кристаллитов, но и к распределению размеров кристаллитов. Дальнейшее повышение температуры осаждения слоев сопровождается увеличением среднего размера микрокристаллитов, а также расширением размеров последних. Минимальный размер микрокристаллитов может быть вычислен из соотношения I_s/I_v . Для сферических кластеров [8] соотношение I_s/I_v масштабируют к атомному отношению $1/N$, где N – число концентрических атомных оболочек, необходимых для формирования зерна вокруг центра. Для монокристаллического кремния $1/N = L/4,25$, где L – размер кристаллита (в Å), $N = I_s/I_v$, тогда для кремниевых слоев $L = 4,25/I_s/I_v$. Для определения соотношения I_s/I_v из романовских спектров микрокристаллических слоев кремния, осажденных при $T_{oc} = 855$ К, спектр был разложен в диапазоне $380\text{--}550 \text{ см}^{-1}$ в сумму трех компонент (рис.4) [7]. Колебательная полоса 2 (аморфноподобная мода с максимумом 470 см^{-1}) аппроксимирована распределением Гаусса, колебательная полоса 3 (поверхностная мода границ зерен с максимумом 496 см^{-1}) – распределением Лоренца, колебательная полоса 4 (кристаллоподобная мода, ограниченная внутри зерна с максимумом 520 см^{-1}) аппроксимирована асимметричным распределением Лоренца, колебательная полоса 1 – кристаллоподобная мода, соответствующая колебанию решетки монокристаллического кремния, с максимумом 521 см^{-1} . На рис.4 видно удовлетворительное совпадение экспериментальных и

При повышении температуры осаждения слоев кремния увеличивается размер зерен, что приводит к уменьшению поверхности межзеренных границ и отношению I_s/I_v уменьшается. Для сравнения на рис.3 представлены романовские спектры КРС монокристаллического 4 и поликристаллических слоев кремния 1, 2, 3. При температурах осаждения слоев, близких к порогу кристаллизации ($T_{oc} = 853$ К), в спектрах КРС доминирует полоса 521 см^{-1} , соответствующая кремнию, но немного смещенная и расширенная на 7 см^{-1} . Волновой вектор аморфных слоев кремния не сохраняется из-за рассеяния в микрокристаллитах. Средний размер (диаметр) кристаллита, равный 14 нм, оценен из расширения спектра согласно модели [7]. Расширение и сдвиг спектров КРС аморфных слоев кремния, осажденных при $T_{oc} \leq 850$ К хорошо согласуются с моделью. Пик полосы КРС поликристаллических слоев кремния, осажденных при $T \geq 893$ К, практически совпадает с пиком полосы КРС монокристаллического кремния, но расширение пика

компьютерных спектров. Использование данной процедуры разложения позволило определить отношение $I_s/I_v = 0,03$ и минимальный размер кристаллита $L = 4,25/I_s/I_v$, равный примерно 14 нм. Это значение совпадает с оценкой размера, полученного из расширения пика. Повышение температуры осаждения слоев кремния ведет к увеличению интенсивности I_v и достигает максимума одновременно с уменьшением коэффициента I_s/I_v . Это говорит об общем росте количества кристаллитов, которое сопровождается увеличением их среднего диаметра.

Результаты эксперимента показывают, что на структуру осаждаемых слоев кремния влияет температура их осаждения. При $T_{oc} \leq 850$ К слои кремния аморфны. Расширение пика с повышением температуры осаждения слоев уменьшается. При $T_{oc} = 853$ К в аморфной фазе появляются кристаллиты размером 14 нм и слои кремния состоят из поликристаллитов, вложенных в аморфную матрицу. Эта температура может рассматриваться как кристаллизационный порог осажденных аморфных слоев кремния. Повышение температуры осаждения слоев кремния приводит к росту общего количества кристаллитов, увеличению среднего их размера и ширины распределения размера зерен. Однако аморфная фаза присутствует в слоях поликристаллического кремния, осажденных даже при $T_{oc} \geq 893$ К.

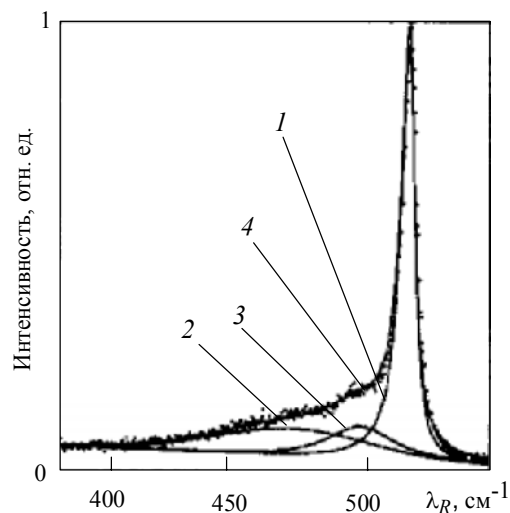


Рис.4. Экспериментальный романовский спектр КРС монокристаллического кремния (1) и компьютерное разложение спектра поликристаллического слоя кремния при $T_{oc} = 855$ К: 2 – распределение Гаусса (аморфноподобная мода с максимумом 470 см^{-1}); 3 – симметричное распределение Лоренца (поверхностноподобная мода с максимумом 496 см^{-1}); 4 – асимметричное распределение Лоренца (пространственно ограниченная мода кристаллического зерна)

Литература

1. Манжа Н.М. Самосовмещенные методы формирования транзисторных структур с использованием слоев поликристаллического кремния // Электронная промышленность. – 2004. – № 4. – С. 154–159.
2. Faggin F., Klein T. Silicon gate technology // Sol. St. Electron. – 1970. – № 13. – P. 1125–1144.
3. Kamins T.I. Polycrystalline silicon for integrated circuits and displays. – Kluwer Academic Publishers, Dordrecht. – 1998. – ISBN 0-7923-8224-2.
4. Luder E. Polycrystalline Silicon-based sensors // Sensors and Actuators. – 1986. – № 10. – P. 9–23.
5. Raman scattering from microcrystalline Si films: composite structures with different optical absorption properties / R.J.Nemanich, Y.M.Buehler et al. // Journ. of Non-Cryst. Solids. – 1989. – № 114. – P. 813–815.
6. Richter H., Wang Z.P., Ley L. The one phonon raman spectrum in microcrystalline silicon // Solid St. Com. – 1981. – № 39. – P. 625–629.
7. Campbel I.H., Fauchet P.M. The effects of microcrystal size and shape on the one phonon raman spectra of crystalline semiconductors // Solid St. Com. – 1986. – № 57. – P. 739–741.
8. Fujh M., Hayashi S., Hamamoto K. Growth of Ge microcrystals in SiO_2 thin films matrices: a raman and electron microscopic study // Jap. Journ. Appl. Phys. – 1991. – Vol. 30, № 4. – P. 687–694.

Манжа Николай Михайлович – старший научный сотрудник НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* технология интегральных схем.

Сауров Александр Николаевич – доктор технических наук, профессор, директор НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование и технология интегральных микросхем и микросистемной техники.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.3.049.771.14

Интегральные логические элементы на основе туннельно-связанных наноструктур

Б.Г.Коноплев

Таганрогский государственный радиотехнический университет

Е.А.Рындин

Южный научный центр РАН

Предложены принципы построения и структура наноразмерных логических элементов и элементов памяти сверхскоростных СБИС на основе туннельно-связанных квантовых ям, базирующиеся на комплементарной логике и позволяющие преодолеть ограничения, связанные с временем пролета электронами каналов транзисторов. Обсуждаются результаты численного моделирования статических и динамических характеристик предложенных логических элементов.

Уменьшение размеров интегральных элементов, повышение их быстродействия и снижение энергопотребления – основная тенденция развития элементной базы микро- и нанoeлектроники.

В традиционных микроэлектронных приборах (биполярных и МДП-транзисторах, полевых транзисторах Шотки, гетеропереходных транзисторах с высокой подвижностью электронов (High Electron Mobility Transistors – НЕМТ) и др.) быстродействие в значительной степени определяется инерционными процессами дрейфа и диффузии подвижных носителей заряда, в результате чего время переключения интегральных логических элементов на основе данных транзисторов ограничено временем пролета носителями каналов [1].

Современные технологические процессы электронно-лучевой литографии и молекулярно-лучевой эпитаксии обеспечивают формирование полупроводниковых структур с нанометровыми размерами, что позволяет не только повысить быстродействие и снизить энергию переключения интегральных элементов, но и использовать квантовые эффекты при построении элементной базы вычислительных систем [2].

Создание элементной базы на квантовых ямах, образованных гетеропереходами, является одним из основных направлений развития нанoeлектроники, в рамках которого разработан ряд полупроводниковых наноструктур с уникальными характеристиками, в частности транзисторы с модуляцией скорости носителей (Velocity Modulation Transistors – VMT), быстродействие которых не ограничено временем пролета электронами канала [3–6].

© Б.Г.Коноплев, Е.А.Рындин, 2006

VMТ-транзистор имеет два канала, характеризующихся различной подвижностью носителей. Каналы представляют собой квантовые ямы, соединяющие области стока и истока и разделенные туннельно-прозрачным гетеропереходным барьером. Снижение подвижности носителей заряда во втором канале достигается либо посредством легирования области квантовой ямы и рассеяния носителей на ионах примеси [3–5], либо за счет интенсивного рассеяния на гетерограницах [6]. В последнем случае ширина второй квантовой ямы существенно меньше ширины первой. Под действием управляющего поля затворов происходит передислокация максимума плотности электронов из одной квантовой ямы в другую и, соответственно, изменение общей проводимости транзистора. В результате быстрого действия VMТ определяется инерционностью процесса передислокации (туннелирования) электронов, а не временем пролета электронами каналов.

Идея создания логических элементов, в которых преобразование информации осуществляется непосредственно за счет управляемой передислокации волновых функций электронов в системе квантовых ям, разделенных туннельными барьерами, впервые была предложена в работах [7, 8]. Особый интерес представляют предложенные функциональные аналоги КМОП-элементов, в частности инверторы на основе двух и трех туннельно-связанных квантовых ям с отдельными омическими контактами и управляющими переходами Шотки. Структура и зонные диаграммы КМОП-подобного инвертора на основе двух квантовых ям схематически показаны на рис. 1.

В работах [7, 8] обсуждаются два варианта считывания информации, закодированной распределением амплитуды волновой функции по квантовым ямам: оптический и электрический. В последнем случае отдельные омические контакты к квантовым ямам позволяют подключить их к противоположным полюсам источника питания, в результате чего передислокация электронов из одной квантовой ямы в другую при изменении входного управляющего напряжения U_{in} на величину логического перепада приводит к соответствующему изменению выходного напряжения U_{out} . Причем сквозной ток через 2-ямную структуру будет протекать только в процессе передислокации волновой функции между квантовыми ямами, т.е. в процессе переключения элемента, подобно КМОП-инвертору. В стационарных состояниях общий ток будет определяться лишь токами утечки.

Согласно результатам моделирования [7, 8] в случае узких квантовых ям, когда дискретность энергетического спектра электронов велика, ступенчатое изменение входного напряжения из

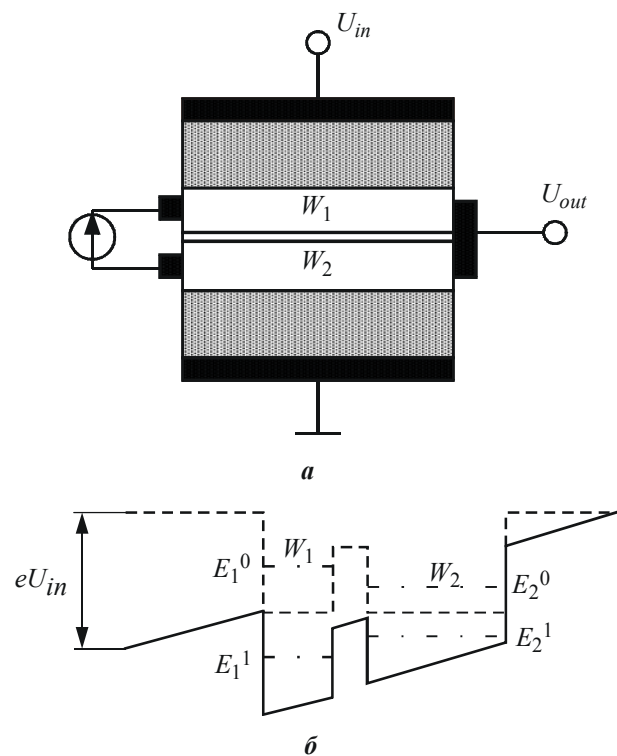


Рис. 1. КМОП-подобный квантовый инвертор: а – структура (W_1 , W_2 – квантовые ямы, U_{in} , U_{out} – входное и выходное напряжения) [7, 8]; б – зонные диаграммы при напряжениях логического нуля (пунктирные линии) и логической единицы (сплошные линии) на входе (штрихпунктирные линии – энергетические уровни в квантовых ямах)

логического нуля в логическую единицу может не привести к передислокации максимума амплитуды волновой функции из одной квантовой ямы в другую. Во избежание данного явления необходимо, чтобы входное напряжение, соответствующее равенству вероятностей нахождения электронов в ямах (резонансное значение), удерживалось в течение некоторого промежутка времени, достаточного для передислокации. Другая проблема реализации квантовых функциональных аналогов КМОП-элементов связана с использованием только каналов с электронной проводимостью. В случае однофазного управления инвертором (см. рис.1,*а*) зонные диаграммы в поперечном сечении структуры при напряжениях логического нуля и логической единицы на входе приведены на рис.1,*б*. Здесь E_1^0, E_2^0 – положение дискретных энергетических уровней в квантовых ямах W_1 и W_2 при входном напряжении логического нуля, E_1^1, E_2^1 – при входном напряжении логической единицы соответственно. Из приведенных зонных диаграмм видно, что при подаче на вход инвертора напряжения логической единицы произойдет не только ожидаемая передислокация максимума плотности электронов в квантовую яму W_1 , но, учитывая наличие высоколегированных областей омических контактов, и некоторое нежелательное увеличение электронной плотности в квантовой яме W_2 . Следовательно, сквозной ток будет протекать не только в процессе переключения логического элемента, но и в состоянии логической единицы на входе. Таким образом, при однофазном управлении структура, изображенная на рис.1,*а*, будет функциональным аналогом *n*-МОП-инвертора с присущими ему недостатками.

Необходимым условием достижения времени переключения элемента, меньшего времени пролета электронами каналов является неизменное суммарное число электронов в каналах в процессе переключения [5]. В рассмотренном случае данное условие нарушается.

Одним из путей устранения перечисленных недостатков является применение парафазного управления по верхнему и нижнему затворам (по аналогии с VMT [3–5]) при использовании квантовых ям одинаковой ширины. В соответствии с результатами, приведенными в [5], парафазное управление обеспечивает передислокацию электронной плотности из одной квантовой ямы в другую при сохранении практически неизменного суммарного числа носителей заряда в каналах. При этом существенным фактором является то, что каналы VMT имеют объединенные омические контакты, т.е. электрически соединены параллельно. Поэтому значения продольной составляющей электрического поля в каналах VMT взаимно равны, в результате с учетом симметричности гетероструктурного потенциала в поперечном направлении относительно туннельного барьера, изменение направления поперечного управляющего поля затворов приводит к равным по модулю и противоположным по знаку изменениям числа электронов в каналах. Суммарное же число электронов остается неизменным.

Подключение разделенных омических контактов каналов квантового инвертора к противоположным полюсам источника питания вносит асимметрию в распределение потенциала между квантовыми ямами, в результате чего даже при парафазном управлении (при условии, что максимальное значение управляющего напряжения определяется напряжением питания) изменение направления управляющего поля приводит к существенно различным по модулю изменениям проводимостей каналов. Поэтому попытки получить удовлетворительные передаточные характеристики инвертора с симметричными квантовыми ямами к успеху не привели.

В настоящей работе предлагается осуществлять построение логических элементов в соответствии с принципами комплементарной логики, т.е. на основе пар туннельно-связанных наноструктур (ТСН) с взаимодополняющими типами проводимости. Это обеспечит высокую помехоустойчивость и постоянство суммарного числа носителей

заряда в системе туннельно-связанных квантовых ям, что позволит преодолеть ограничение по быстродействию, связанное с временем пролета носителями каналов.

На рис.2 приведена геометрия ТСН с электронным и дырочным типами проводимости каналов на основе гетеропереходов GaAs/AlGaAs. Обозначения внешних контактов приведены для инвертора с парафазными входом и выходом на комплементарных ТСН, схема которого показана на рис.3,а, где туннельно-связанные *n*- и *p*-каналы условно изображены в виде пар транзисторов соответствующего типа проводимости, соединенных пунктирными линиями со стрелками. ТСН с электронной и дырочной проводимостью каналов изолированы друг от друга полуизолирующей подложкой и областями аморфизации эпитаксиальных слоев бором. Соединения между различными ТСН в логическом элементе выполняются металлизацией в соответствии со схемами, представленными на рис.3.

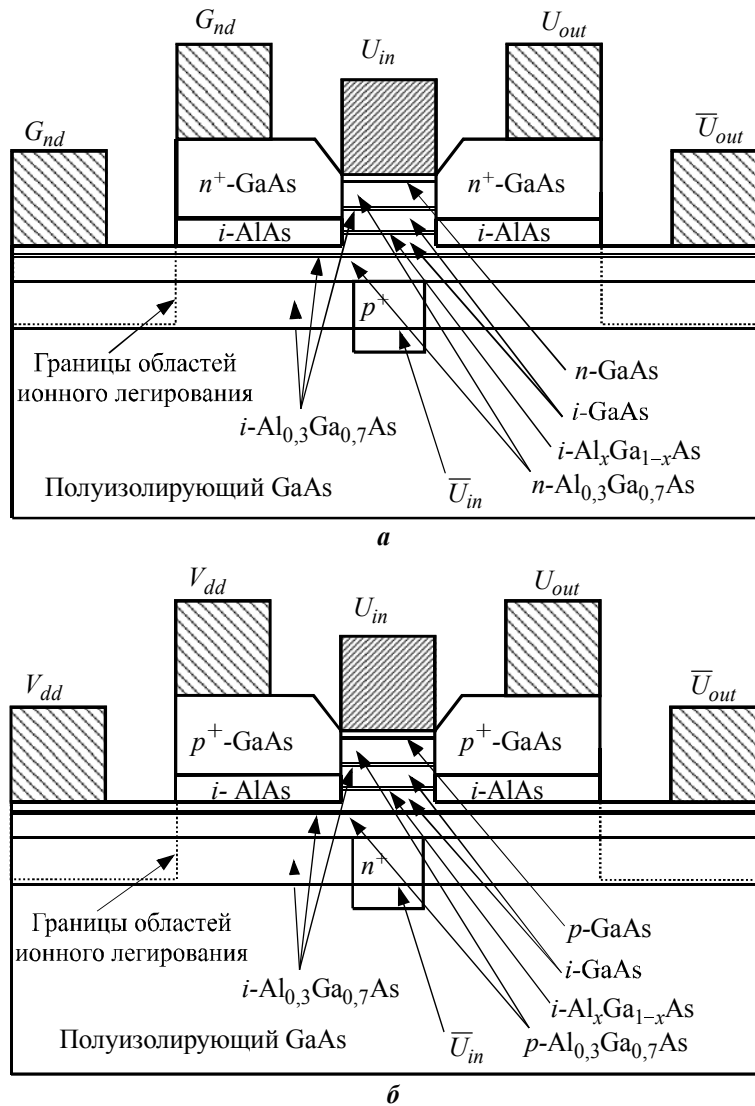


Рис.2. Туннельно-связанные наноструктуры: *а* – с электронной проводимостью; *б* – с дырочной проводимостью. V_{dd} – напряжение питания; G_{nd} – шина нулевого потенциала

ТСН определенного типа проводимости представляет собой две квантовые ямы, характеризующиеся равной шириной, глубиной и подвижностью носителей, разделенные между собой туннельно-прозрачным гетеробарьером. Квантовые ямы имеют раздельные омические контакты для регистрации состояния квантовой системы и парафазное управление передислокацией максимума волновых функций посредством затвора Шотки на верхней грани кристалла и управляющего $p-n$ -перехода на границе с полуизолирующей подложкой.

Управляющие $p-n$ -переходы выполнены с использованием скрытых n^+ - и p^+ -областей в эпитаксиальных слоях $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$. Омические контакты к областям управляющих $p-n$ -переходов (к n^+ -области в ТСН с дырочной проводимостью каналов и к p^+ -области в ТСН с электронной проводимостью каналов) выполняются на периферии ТСН и на рис.2 не показаны. Высоколегированные области омических контактов (области ионного легирования и эпитаксиальные n^+/p^+ -области на рис.2) разделены слоями широкозонного нелегированного $AlAs$ толщиной около 20 нм для предотвращения туннелирования носителей между ними. Легированные барьерные области $n/p-Al_{0,3}Ga_{0,7}As$ отделены от квантовых ям $i-Al_{0,3}Ga_{0,7}As$ спейсерами для ослабления рассеяния подвижных носителей в квантовых ямах на дальнедействующем кулоновском потенциале ионов примесей.

Ширина квантовых ям составляет 15–20 нм. Это позволяет, с одной стороны, значительно уменьшить рассеяние носителей на границах гетеропереходов и, следовательно, увеличить их подвижность [9], а с другой – увеличить число дискретных уровней в спектре квантовых ям, уменьшить величины энергетических зазоров между уровнями и, таким образом, обеспечить условия для туннелирования носителей при ступенчатом изменении управляющего напряжения на величину полного логического перепада.

С целью формирования противофазных сигналов используется зеркальный принцип построения логических элементов. Например, на основе двух ТСН (n - и p -типа, см. рис.2) реализуются два инвертора, работающие в противофазе (см. рис.3,а), а при реализации многоходовых логических вентилях И-НЕ в «зеркальных» элементах туннельно-связанные каналы соединяют по схеме ИЛИ-НЕ и наоборот (см.рис.3,б).

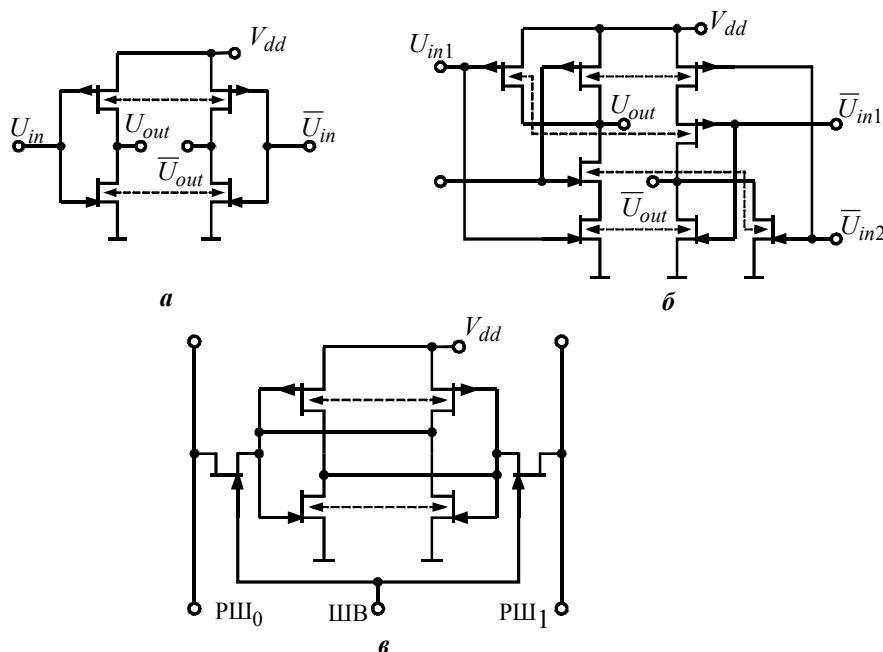


Рис.3. Схемы интегральных элементов на основе ТСН: а – инвертор; б – элемент 2И-НЕ/2ИЛИ-НЕ; в – элемент статической памяти

Принцип зеркальности требует для реализации логических функций вдвое больше каналов по сравнению, например, с КМОП-элементами. Однако использование в ТСН вертикальной интеграции обеспечивает примерно двукратное уменьшение площади, занимаемой элементами на кристалле, по сравнению с планарным расположением каналов. В результате площадь, занимаемая на кристалле логическими элементами с парафазными входами/выходами, практически не увеличивается.

Следует отметить, что в некоторых случаях (например, в элементах статической памяти, рис.3,в) «зеркальная» часть элемента может нести самостоятельную функциональную нагрузку, что позволит дополнительно повысить эффективность использования площади кристалла СБИС.

Учитывая, что в предлагаемых наноструктурах ширина каждой квантовой ямы составляет около 20 нм и число связанных энергетических состояний в системе достаточно велико, оценка статических характеристик логических элементов на основе ТСН проводилась по результатам численного решения фундаментальной системы уравнений (ФСУ) полупроводника в диффузионно-дрейфовом приближении [10] на двухмерных координатных сетках с использованием моделей подвижности носителей заряда, приведенных в [11]. С целью обеспечения достаточной скорости сходимости при моделировании различных режимов работы элементов система уравнений решалась методом Ньютона.

В предложенных логических элементах ТСН с различными типами проводимости каналов связаны не физически, а лишь электрически, поэтому при моделировании инвертора (см. рис.2, 3,а) решение ФСУ осуществлялось отдельно для ТСН с электронной проводимостью и ТСН с дырочной проводимостью. В результате для каждой ТСН были получены распределения потенциала (рельеф «дна» зоны проводимости E_C на рис.4,а) и концентраций подвижных носителей (концентрации электронов n на рис.4,б) по координатам при различных напряжениях на внешних контактах, а после интегрирования плотности тока по площади контактов – семейства вольт-амперных характеристик (ВАХ). На рис.4,в,г приведены ВАХ ТСН n -типа с длиной канала $L = 200$ нм (по оси y), шириной канала $W = 1$ мкм (по направлению нормали к плоскости xOy), шириной квантовых ям $W_W = 20$ нм (по оси x), шириной туннельного барьера $W_Q = 5$ нм, шириной барьерных областей $W_B = 45$ нм, концентрацией легирующих примесей в барьерных областях $N_B = 10^{17}$ см⁻³, концентрацией легирующих примесей в сток-источковых областях $N = 10^{18}$ см⁻³. Здесь использованы следующие обозначения: I_D – ток, протекающий по одной квантовой яме; U_D – разность потенциалов на омических контактах квантовой ямы; U_G – напряжение на управляющем затворе Шотки. Напряжение на управляющем p - n -переходе изменялось в противофазе к U_G .

Из семейств ВАХ туннельно-связанных наноструктур с электронной и дырочной проводимостью с помощью метода, описанного в [12], получены передаточная характеристика инвертора (рис.4,д) и зависимость сквозного тока $I_{СК}$ от входного напряжения (рис.4,е).

Учитывая, что максимальное быстродействие логических элементов на основе комплементарных ТСН определяется временем туннельной передислокации максимума амплитуды волновой функции между туннельно-связанными квантовыми ямами, а не процессами переноса заряда в каналах, оценка задержки переключения инвертора с параметрами, приведенными выше, производилась по результатам численного решения нестационарного уравнения Шредингера в одномерном приближении [2] (по центральному поперечному сечению ТСН (см. рис.2) в предположении ступенчатого изменения входного напряжения на величину полного логического перепада (от нуля до напряжения питания $V_{dd} = 0,7$ В). Энергетический спектр и волновые функции ТСН в начальный момент времени определялись из самосогласованного решения уравнения Пуассона и стационарного уравнения Шредингера в соответствии с [13–15].

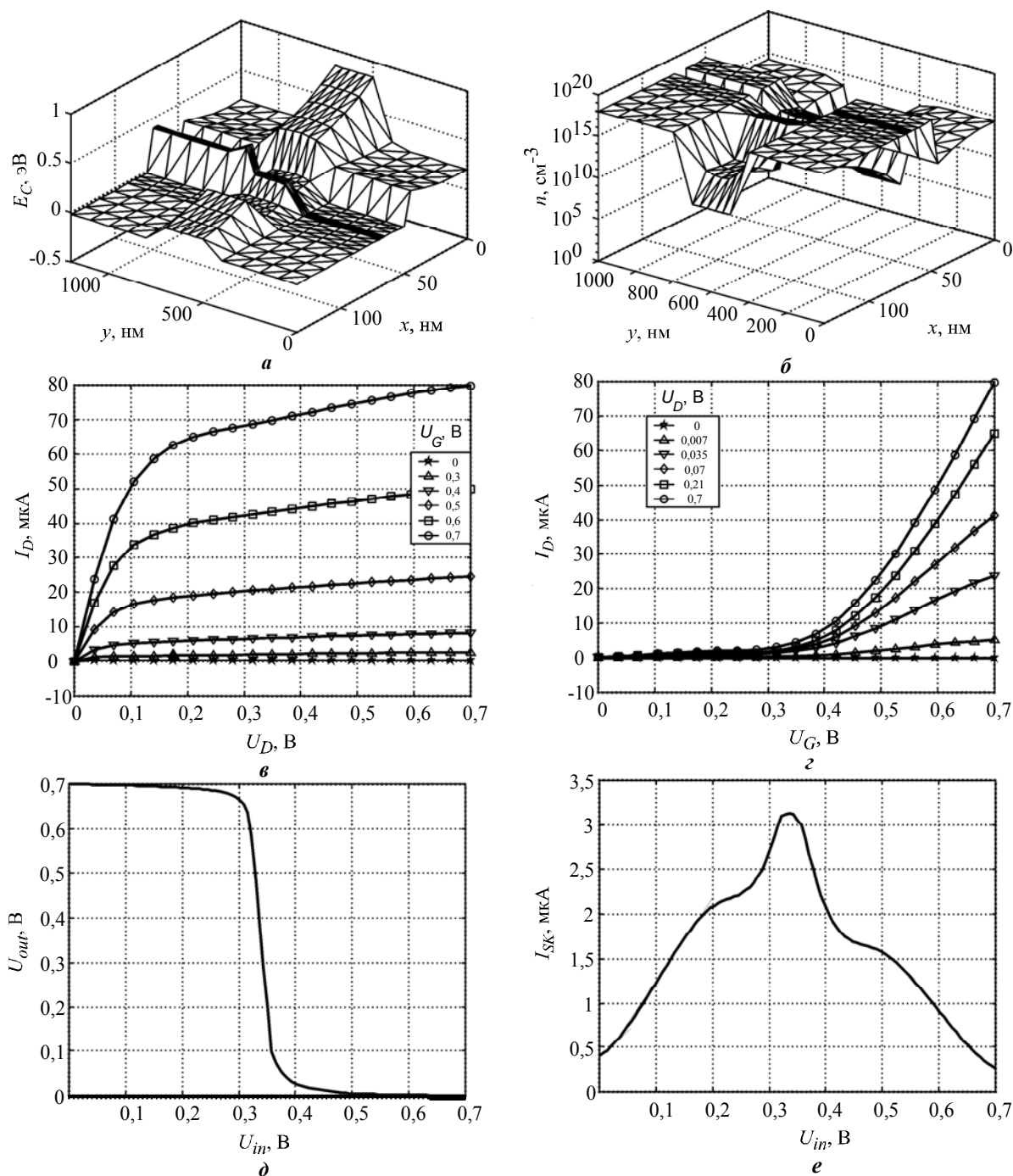


Рис.4. Результаты моделирования статических характеристик инвертора на основе ТСН: *а* – двухмерный профиль «дна» зоны проводимости ТСН *n*-типа; *б* – распределение концентрации электронов по координатам; *в* – выходные ВАХ канала ТСН *n*-типа; *г* – проходные ВАХ канала ТСН *n*-типа; *д* – передаточная характеристика инвертора; *е* – зависимость сквозного тока инвертора от входного напряжения

На рис.5 приведены временные зависимости вероятности нахождения электрона на первом резонансном уровне в квантовых ямах ТСН *n*-типа с различной шириной туннельного барьера W_Q . Значения остальных параметров ТСН инвертора соответствуют приведенным выше.

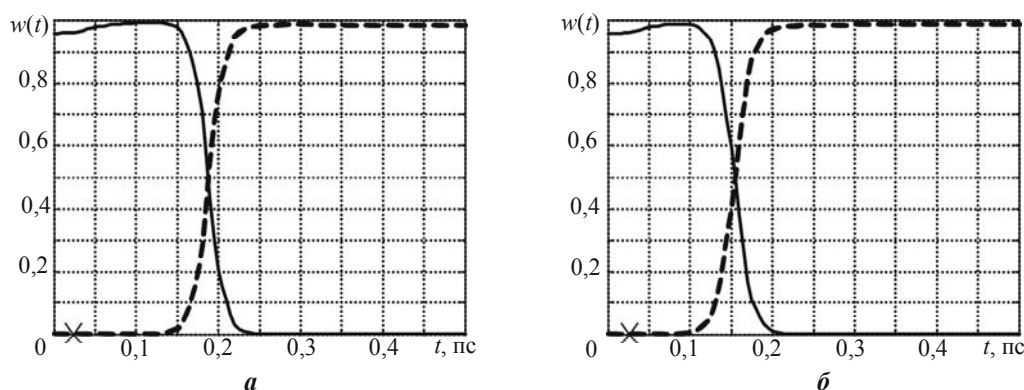


Рис.5. Зависимости вероятности $w(t)$ нахождения электрона в квантовых ямах ТСН n -типа от времени: $a - W_Q = 5$ нм; $b - W_Q = 2$ нм (\times – момент изменения входного напряжения)

При указанных параметрах, наиболее важным из которых является ширина туннельного барьера между квантовыми ямами W_Q , оценка времени туннельной передислокации в ТСН инвертора при $W_Q = 5$ нм дает значение $t_D \approx 0,2$ пс (см. рис.5,а).

При уменьшении W_Q время задержки элемента уменьшается. Согласно приведенным результатам моделирования, при $W_Q = 2$ нм время задержки составит $t_D \approx 0,17$ пс (см. рис.5,б).

Во всех рассмотренных случаях управляемая туннельная передислокация максимума плотности носителей заряда в комплементарных ТСН обеспечивает сокращение задержки переключения логического элемента примерно в 10 раз по сравнению с временем пролета, которое при указанной длине канала $L = 200$ нм составит не менее 1–2 пс [10, 11].

Полученные в данной работе оценки быстродействия интегральных логических элементов на основе управляемой передислокации максимума плотности подвижных носителей в туннельно-связанных квантовых ямах, построенных на принципах комплементарной логики, являются предельными оценками, поскольку не учитывают ряда факторов, в частности отрицательного влияния паразитных емкостей на быстродействие. Результаты исследования логических элементов на основе ТСН с учетом упомянутых факторов будут рассмотрены в отдельной работе.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 18782).

Литература

1. Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов. – Вильнюс: Моклас, 1989. – 264 с.
2. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. Основы нанозлектроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 496 с.
3. Sakaki H. Velocity-modulation transistor (VMT) – a new field-effect transistor concept // Jpn. J. Appl. Phys. – 1982. – Vol. 21, N. 6. – P. L381.
4. Inoue K., Sakaki H., Yoshino J. et. al. Self-consistent calculation of electronic states in AlGaAs/GaAs/AlGaAs selectively doped double heterojunction systems under electric fields // J. Appl. Phys. – 1985. – Vol. 58, N. 11. – P. 4277–4281.
5. Webb K.J., Cohen E.B., Melloch M.R. Fabrication and operation of a velocity modulation transistor // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2001. – Vol. 48, N. 12. – P. 2701–2709.
6. Birjulin P.I., Kopaev Yu.V., Trofimov V.T., Volchkov N.A. Single-gated mobility modulation transistor // Semiconductor Science Technology. – 1999. – N. 14. – P. 699–704.

7. Горбацевич А.А., Канаев В.В., Конаев Ю.В., Кремлев В.Я. Квантовые приборы на основе перемещения волновых функций в гетероструктурах // Микроэлектроника. – 1994. – Т. 23, № 5. – С. 17–26.
8. Gorbatsevich A.A., Kanaev V.V., Konaev Yu.V., Kremlev V.Ya. Wave-function-rearrangement Quantum Devices // Phys. Low-Dim. Struct. – 1994. – № 4/5. – P. 57–62.
9. Heiblum M., Mendez E.E., Stern F. High mobility electron gas in selectively-doped n: AlGaAs/GaAs heterojunctions // Appl. Phys. Lett. – 1984. – Vol. 44, № 11. – P. 1064–1066.
10. Моделирование полупроводниковых приборов и технологических процессов. Последние достижения: Пер. с англ. / Под ред. Д.Миллера. – М.: Радио и связь, 1989. – 280 с.
11. Мнацаканов Т.Т., Левинштейн М.Е., Поморцева Л.И., Юрков С.Н. Универсальный метод аналитической аппроксимации подвижности основных носителей заряда в полупроводниках в широком диапазоне температур и уровней легирования // Физика и техника полупроводников. – 2004. – Т. 38. – Вып. 1. – С. 56–60.
12. Рындин Е.А. Метод электрического моделирования логических элементов СБИС // Тр. Четвертой Всероссийской науч.-техн. конф. с междунар. участием «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники» (ПЭМ-97) (Дивноморское, 1997). – Таганрог: Изд-во ТРТУ. – 1997. – С. 99.
13. Trellakis A., Galick A.T., Pacelli A., Ravaioli U. Iteration scheme for the solution of the two-dimensional Schrödinger-Poisson equations in quantum structures // J. Appl. Phys. – 1997. – Vol. 81. – P. 7880–7884.
14. Jovanovic D., Leburton J.P. Self-consistent analysis of single-electron charging effects in quantum-dot nanostructures // Phys. Rev. B. – 1994. – Vol. 49. – P. 7474–7483.
15. Stern F., Das Sarma S. Electron energy levels in GaAs–Ga_{1-x}Al_xAs heterojunctions // Phys. Rev. B. – 1984. – Vol. 30. – P. 840–847.

Коноплев Борис Георгиевич – доктор технических наук, профессор, декан факультета электроники и приборостроения Таганрогского государственного радиотехнического университета, научный руководитель лаборатории наноэлектроники Южного научного центра РАН. *Область научных интересов:* микро- и наноэлектроника, микросистемная техника, методы автоматизированного проектирования СБИС.

Рындин Евгений Адальбертович – кандидат технических наук, доцент, заведующий лабораторией наноэлектроники Южного научного центра РАН. *Область научных интересов:* элементная база микро- и наноэлектроники, методы математического моделирования.

К сведению читателей

Научно-технический журнал «Известия высших учебных заведений. Электроника» с 2006 года включен в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ).

РИНЦ – это специализированная база данных по российским научным периодическим изданиям, создаваемая на основе библиографических описаний статей, аннотаций или рефератов, а также пристатейных ссылок цитируемой литературы. База оснащена мощной поисково-аналитической системой, способной реализовать поисковые запросы различной сложности. Благодаря данной базе будет возможным получить индекс цитирования авторов и узнать импакт-факторы журналов.

Влияние скорости поверхностной рекомбинации на относительную чувствительность биполярного магнитотранзистора

А.В.Козлов, Ю.А.Парменов

**Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)**

Путем численного моделирования установлено, что при высокой скорости поверхностной рекомбинации магнитоконцентрационный эффект может приводить к модуляции инжекции эмиттерного перехода и инверсии знака выходного сигнала магнитотранзистора.

Влияние скорости поверхностной рекомбинации на работу кремниевых магнитодиодов исследовано достаточно подробно, в основном экспериментально [1]. В то же время практически отсутствуют работы, посвященные исследованию ее влияния на параметры латеральных магниточувствительных транзисторов (МТ). Сложность изучения МТ обусловлена сочетанием неоднородности протекания тока в них с гальваномагнитными и транзисторными эффектами. Это требует рассмотрения, по крайней мере, двумерных физических процессов в МТ, что невозможно без численного моделирования.

В настоящей работе методом математического моделирования исследуется зависимость относительной чувствительности двухколлекторного биполярного магниточувствительного транзистора, сформированного в подложке (рис.1), от скорости поверхностной рекомбинации.

По определению относительная чувствительность по току:

$$S_r = \frac{\Delta I_k}{(I_{k1} + I_{k2})B}, \quad (1)$$

где I_{k1} , I_{k2} – токи левого и правого коллекторов, $\Delta I_k = (I_{k1} - I_{k2})$ – выходной сигнал, B – магнитная индукция. Если при заданной полярности магнитного поля наблюдается инверсия знака выходного сигнала при изменении режима работы транзистора, то условно говорят об «отрицательной» чувствительности магнитотранзистора.

Исследование проводилось численным методом с помощью программы приборно-технологического моделирования ISE TCAD. Транзистор формировался в кремниевой пластине КДБ-12 с использованием моделирования типового технологического маршрута. Ионной имплантацией последовательно создавались n^+ -области эмиттера и коллекторов, p^{++} -области под омические контакты к базе и подлежащие p^+ -области. Ширина эмиттера Э выбиралась равной 4 мкм, ширина коллекторов K_1 , K_2 и p^{++} -областей B_1 , B_2 – 20 мкм, расстояние между областями эмиттера и коллекторов – 40 мкм, толщина структуры – 100 мкм. Глубина залегания p - n -переходов составляла примерно 1,6 мкм. Транзистор включался по схеме с общим эмиттером, на базовые области B_1 , B_2 подавалось положительное смещение 0,5 – 1 В, на коллекторные области K_1 , K_2 – 1,5 В. Магнитное поле с индукцией 1 Тл направлялось перпендикулярно плоскости

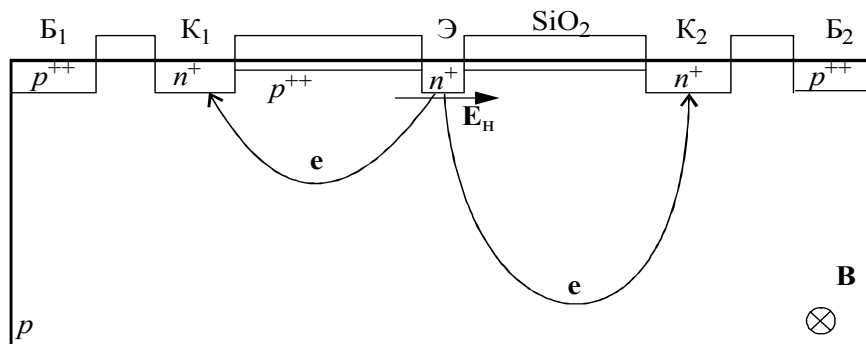


Рис.1. Структура двухколлекторного биполярного магниточувствительного транзистора, сформированного в подложке

рисунка от наблюдателя. При таком направлении магнитного поля электроны, инжектированные эмиттером, отклоняются силой Лоренца к коллектору К₁ (левому для наблюдателя). В результате моделирования рассчитывались токи через все электроды, относительная чувствительность по току, распределения концентраций электронов и дырок, электрического поля, потенциала, плотностей токов электронов и дырок. Для выявления изменений в распределении этих величин, вызываемых магнитным полем, вычислялись разности соответствующих распределений при $B = 0$ и $B \neq 0$.

Как известно, скорость поверхностной рекомбинации S на поверхности кремния сильно зависит от условий обработки и природы границы раздела и может изменяться в пределах от 0 до 10^6 см/с [2]. При моделировании на границе раздела Si–SiO₂ скорость поверхностной рекомбинации задавалась в этом диапазоне.

Кривые зависимости относительной чувствительности МТ S_r от напряжения база–эмиттер при различных скоростях поверхностной рекомбинации имеют колоколообразный вид с ярко выраженным пиком максимальной чувствительности, который наблюдается при определенном напряжении база–эмиттер (рис.2). В зависимости от величины S пики группируются при двух напряжениях: при $V_{бэ} \approx 0,65$ В для больших скоростей поверхностной рекомбинации (от $S = 10^5$ см/с до $S = 10^6$ см/с) и при $V_{бэ} \approx 0,95$ В для малых значений S (от $S = 0$ до $S = 10^3$ см/с). При малых S относительная чувствительность S_r положительна во всем диапазоне напряжений $V_{бэ}$, в то время как для больших S после пика наблюдается смена знака S_r . Абсолютное значение S_r при этом значительно возрастает.

Наибольший интерес представляют два крайних случая: при $S = 0$ и $S = 10^6$ см/с, демонстрирующих наибольшее отличие друг от друга. Для анализа результатов моделирования используем данные таблицы, показывающие величины токов и относительной чувствительности МТ при $S = 0$ и $S = 10^6$ см/с и напряжениях $V_{бэ} = 0,65$ В и $V_{бэ} = 1$ В.

Из результатов моделирования следует, что при $V_{бэ} = 0,65$ В и $S = 0$ в подложке (базе транзисторов) реализуются низкий ($\delta \ll 1$) и средний ($\delta \sim 1$) уровни инжекции. Токи баз левого и правого транзисторов примерно на порядок меньше токов коллекторов, что обуславливает высокий общий коэффициент передачи тока $\alpha = 0,89$. При этом $I_{б2} > I_{б1}$, $I_{к1} > I_{к2}$, т.е. потери на рекомбинацию в левой части базовой области меньше, чем в правой. На движение электронов от эмиттера к коллектору оказывает сильное влияние электрическое поле $E_б$, создаваемое током базы, который является рекомбинационным током основных носителей (дырок), и создаваемое им поле Холла E_H . Под эмиттером поле Холла дополнительно отклоняет инжектируемые электроны влево, увеличивая ток левого коллектора.

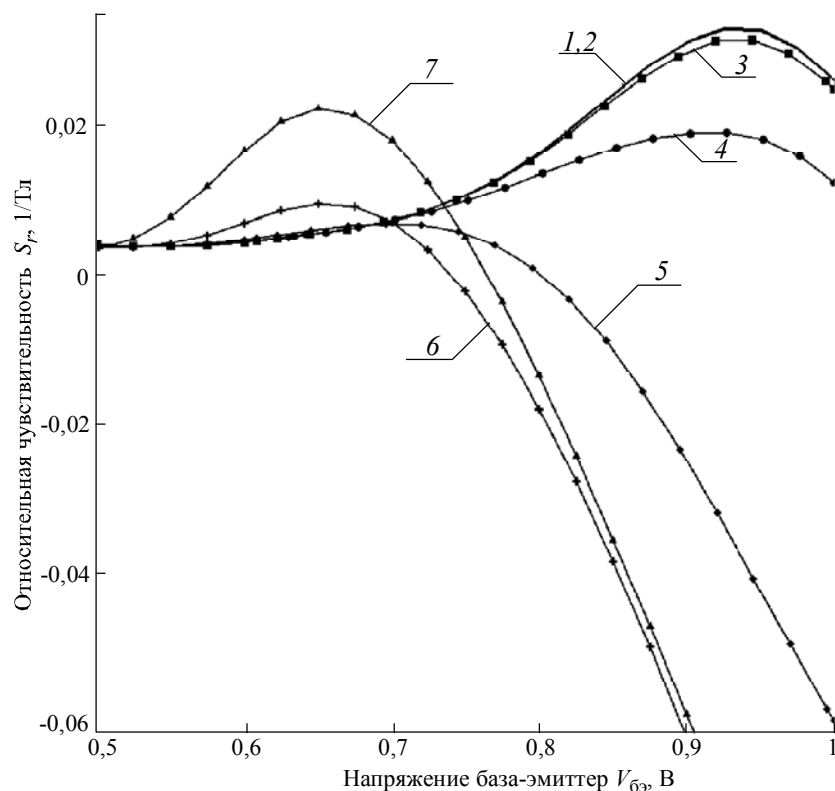


Рис.2. Графики зависимости относительной чувствительности магнитотранзистора S_r от напряжения база-эмиттер при различных скоростях поверхностной рекомбинации S , см/с: 1 – 0; 2 – 10 ; 3 – 10^2 ; 4 – 10^3 ; 5 – 10^4 ; 6 – 10^5 ; 7 – 10^6

Токи МТ в магнитном поле $B = 1$ Тл

| Параметр | $V_{бэ} = 0,65$ В | | $V_{бэ} = 1$ В | |
|------------------------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|-----------------------|
| | $S = 0$ | $S = 10^6$ см/с | $S = 0$ | $S = 10^6$ см/с |
| I_3, A | $10,23 \cdot 10^{-5}$ | $7,35 \cdot 10^{-5}$ | $43,2 \cdot 10^{-3}$ | $2,36 \cdot 10^{-3}$ |
| $I_{к1}, A$ | $4,61 \cdot 10^{-5}$ | $2,24 \cdot 10^{-5}$ | $20 \cdot 10^{-3}$ | $0,61 \cdot 10^{-3}$ |
| $I_{к2}, A$ | $4,56 \cdot 10^{-5}$ | $2,15 \cdot 10^{-5}$ | $19 \cdot 10^{-3}$ | $0,75 \cdot 10^{-3}$ |
| $I_{б1}, A$ | $4,65 \cdot 10^{-6}$ | $1,22 \cdot 10^{-5}$ | $2 \cdot 10^{-3}$ | $0,41 \cdot 10^{-3}$ |
| $I_{б2}, A$ | $5,98 \cdot 10^{-6}$ | $1,74 \cdot 10^{-5}$ | $2,2 \cdot 10^{-3}$ | $0,59 \cdot 10^{-3}$ |
| $\Delta I_k = I_{к1} - I_{к2}, A$ | $0,05 \cdot 10^{-5}$ | $0,09 \cdot 10^{-5}$ | 10^{-3} | $-0,14 \cdot 10^{-3}$ |
| $\alpha = (I_{к1} + I_{к2}) / I_3$ | 0,89 | 0,58 | 0,89 | 0,57 |
| $I_{к1} / I_{к2}$ | 1,01 | 1,04 | 1,05 | 0,81 |
| $I_{б2} / I_{б1}$ | 1,29 | 1,43 | 1,13 | 1,44 |
| $S_r, 1/Тл$ | 0,06 | 0,023 | 0,026 | -0,1 |

При $V_{бэ} = 0,65$ В и $S = 10^6$ см/с из-за сильной поверхностной рекомбинации уменьшается концентрация электронов в подложке, а ток эмиттера снижается на порядок. Уменьшение тока эмиттера вызывает уменьшение токов МТ и результирующего коэффициента передачи. Однако при этом растут отношения токов $I_{к1}/I_{к2}$ и $I_{б2}/I_{б1}$, т.е. рекомбинация в правой части растет сильнее, чем в левой. Это объясняется тем обстоятельством, что при высокой скорости поверхностной рекомбинации поверхностные потоки элек-

тронов сильно ослабляются, практически отсекаются, и главную роль начинают играть объемные потоки. Поскольку электроны отклоняются силой Лоренца и полем Холла к левому коллектору, их траектории короче, чем у электронов, отклоняющихся к правому коллектору. Это эквивалентно уменьшению эффективной толщины базы левого транзистора. Величина отношения I_{k1}/I_{k2} и S_r при этом возрастают.

При увеличении напряжения $V_{бэ}$ до 1 В ток эмиттера сильно растет. В большей части подложки устанавливается высокий уровень инжекции ($\delta \gg 1$). Подложка насыщается избыточными электронами в объеме и вблизи поверхности. Значительно изменяются потоки электронов от эмиттера к коллекторам. При $S = 0$ существенны оба потока электронов – поверхностный и объемный. При этом по-прежнему $I_{k2} > I_{k1}$, $I_{б2} > I_{б1}$, и $S_r > 0$. Однако при $S = 10^6$ см/с ситуация резко изменяется: по-прежнему электроны отклоняются влево, а $I_{k2} > I_{k1}$, $I_{б2} > I_{б1}$, $S_r < 0$ и выполняется соотношение

$$I_{k1} + I_{б1} < I_{k2} + I_{б2}. \quad (2)$$

Фактически из (2) следует, что левая часть эмиттерного перехода инжектирует слабее правой, т.е. имеет место модуляция инжекции.

Для объяснения этого явления необходимо учитывать эффекты, которые сопровождают высокий уровень инжекции. Во-первых, при $\delta \gg 1$ наблюдается сильная модуляция объемного сопротивления базовой области инжектированными электронами, которая увеличивается с ростом тока эмиттера. Во-вторых, возрастает роль дрейфовой составляющей тока и падения напряжения на объемном сопротивлении базовой области. В-третьих, поле Холла изменяет знак на противоположный (для p -подложки) и стремится к нулю. В этих условиях проявляется действие магнитоконцентрационного механизма [1], который действует следующим образом.

Потоки электронов и дырок в левой части прибора поджимаются магнитным полем к поверхности, в то время как в правой части, наоборот, оттесняются в объем подложки. Так как скорость рекомбинации на поверхности кремния существенно выше, чем в объеме, то эффективное время жизни носителей и неравновесная проводимость в левой части базы уменьшаются, а в правой части – растут. Соответственно объемное сопротивление левой базы оказывается выше, чем правой. Поскольку падение напряжения на эмиттерном p - n -переходе

$$V_{p-n} = V_{бэ} - I_{б}R_{б},$$

где $R_{б}$ – объемное сопротивление базы, напряжение на левой части эмиттерного перехода оказывается меньше, чем на правой. При этом процессы уменьшения напряжения на p - n -переходе V_{p-n} и увеличения $R_{б}$ поддерживают друг друга: при уменьшении V_{p-n} падает инжекция и растет $R_{б}$. В свою очередь, рост $R_{б}$ приводит к уменьшению инжекции. Следовательно, наблюдается модуляция инжекции – правая часть эмиттера инжектирует сильнее левой. Для подтверждения этого вывода было проведено моделирование МТ, у которого эмиттер был разделен на две изолированные друг от друга половины при сохранении прежней площади. Ток правого эмиттера был в этом случае выше, чем у левого.

Для выяснения влияния подлегирования поверхности кремния на чувствительность МТ был проведен расчет МТ без p^+ -подлегирующего слоя. Ионы акцепторной примеси подлежащего слоя создают встроенное электрическое поле, которое тормозит поток электронов к поверхности и ослабляет поверхностную рекомбинацию. Расчет показал, что токи коллекторов при этом возрастают, а чувствительность уменьшается.

Таким образом, путем численного моделирования установлено, что при высокой скорости поверхностной рекомбинации магнитоконцентрационный эффект может приводить к появлению отрицательной чувствительности МТ. Понимание механизма возникновения отрицательной чувствительности позволит управлять ею и получать высокую чувствительность в отрицательном диапазоне.

Литература

1. *Стафеев В.И., Каракушан Э.И.* Магнитодиоды. – М.: Наука, 1975. – 216 с.
2. *Батавин В.В., Концевой Ю.А., Федорович Ю.В.* Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

Козлов Антон Викторович – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов* – разработка численных методов моделирования полупроводниковых приборов и интегральных схем.

Парменов Юрий Алексеевич – кандидат технических наук, профессор кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов* – физика полупроводниковых приборов, интегральные датчики, моделирование и расчет характеристик полупроводниковых приборов и механических напряжений в ИС.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

УДК [621.316.544.1:621.3.019.4]:004.35

Повышение помехоустойчивости контроллера магистрального параллельного интерфейса

С.П.Романов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрены особенности реализации контроллера магистрального параллельного интерфейса, повышенная помехоустойчивость которого достигается цифровой фильтрацией управляющего сигнала. Приведены результаты моделирования. Рассматриваемые методы применимы для контроллеров любых асинхронных параллельных и последовательных интерфейсов (RS-232, IEEE 1284 и др.).

Магистральный параллельный интерфейс (МПИ) ГОСТ 26765.51–86 на сегодняшний день является единственным отечественным стандартом и находит широкое применение в изделиях, выполняемых по государственным заказам. Принятый в нашей стране в 1986 г. стандарт предназначен для обеспечения информационной и электрической совместимости электронных модулей проектируемых устройств [1]. Стандарт МПИ предполагает шинную топологию соединения устройств, только одно из которых может быть в данный момент активным и управлять циклами обмена информацией в канале.

Состав интерфейса представлен 16-разрядной мультиплексированной шиной адреса/данных АД, 8-разрядной шиной старших адресов и шиной управления. Мультиплексирование шин адреса и данных обуславливает наличие двух фаз в циклах обмена. Первая фаза – фаза адреса – всегда одинакова: активное устройство выставляет на шину АД код адреса, достоверность которого подтверждается отрицательным фронтом сигнала синхронизации активного устройства СИА. Во время второй фазы цикла – фазы данных – осуществляется передача данных по асинхронному принципу: на инициализирующий обмен данными строб записи ВЫВОД или строб чтения ВВОД от активного устройства вырабатывается ответный сигнал синхронизации от пассивного устройства СИП. На рис.1 представлены временные диаграммы циклов чтения и записи для пассивного устройства.

Отметим, что передача адреса, в отличие от данных, осуществляется синхронно, т.е. не требует подтверждения о получении со стороны пассивного устройства, что повышает скорость обмена, но является одним из источников снижения надежности интерфейса.

Для увеличения длины канала до 2,5 м стандарт определяет необходимость воспользоваться кабелем с волновым сопротивлением $Z = (110 \pm 20)$ Ом и согласующими делителями на концах длинной линии 180/390 Ом.

© С.П.Романов, 2006

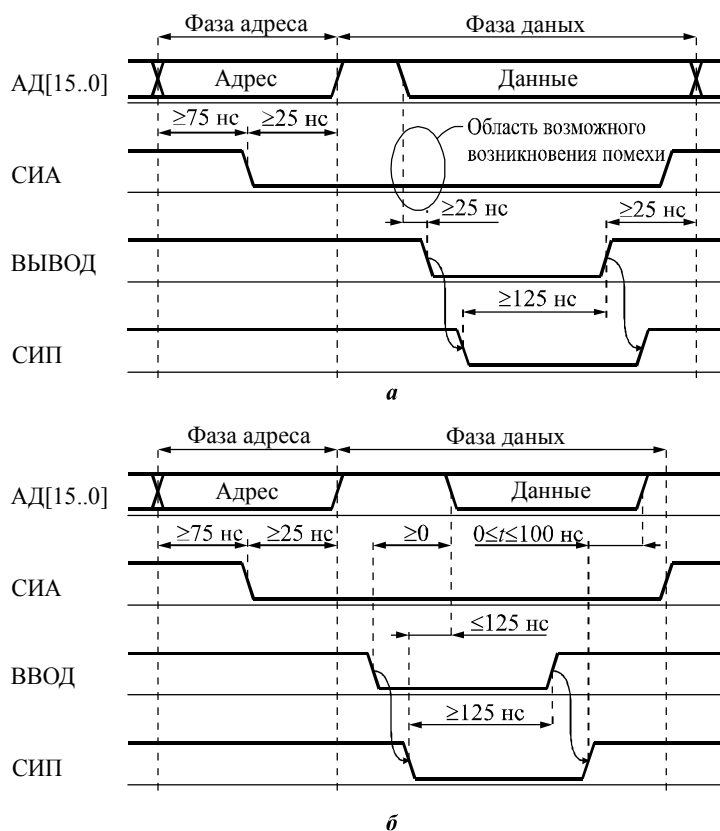


Рис.1. Временные диаграммы циклов записи (а) и чтения (б) протокола МПИ со стороны пассивного устройства с обозначением области возможного появления помехи

Однако, как показывает практика, при таких длинах даже при правильном согласовании в канале возможно наличие помех, вызванных взаимным влиянием линий связи канала. Критичными для работоспособности канала являются перекрестные помехи, наводимые в линии сигнала СИА. Область возможного возникновения помехи помечена на рис.1.

Структурная схема контроллера. Рассмотренные характеристики интерфейса обуславливают наличие в контроллере следующих функциональных блоков: регистра адреса (мультиплексирование шин адреса и данных); дешифратора адреса (магистральная функция); схемы формирования ответного сигнала (асинхронный принцип обмена информацией); схемы управления выходным буфером (полудуплексный режим обмена) [2]. Для повышения помехозащищенности в состав контроллера включены схема фильтрации сигнала СИА и линия задержки шины АД и сигналов ВВОД и ВЫВОД интерфейса. Контроллер также требует наличия ОЗУ и системной тактовой частоты (СТЧ).

На рис.2 представлена упрощенная структурная схема контроллера. Схема фильтрации сигнала СИА представляет собой цифровой фильтр с пороговым элементом. По положительному фронту сигнала с выхода порогового элемента фильтра задержанный действительный адрес АДРЕС МПИ записывается в 24-разрядный регистр адреса и далее поступает на вход дешифратора адреса. Устройство управления реализует формирование ответного сигнала интерфейса СИП, управление внешним выходным буфером и доступом к ОЗУ контроллера. Входными сигналами устройства управления являются задержанные сигналы ВВОД и ВЫВОД, сигнал дешифрации адреса и стробы управле-

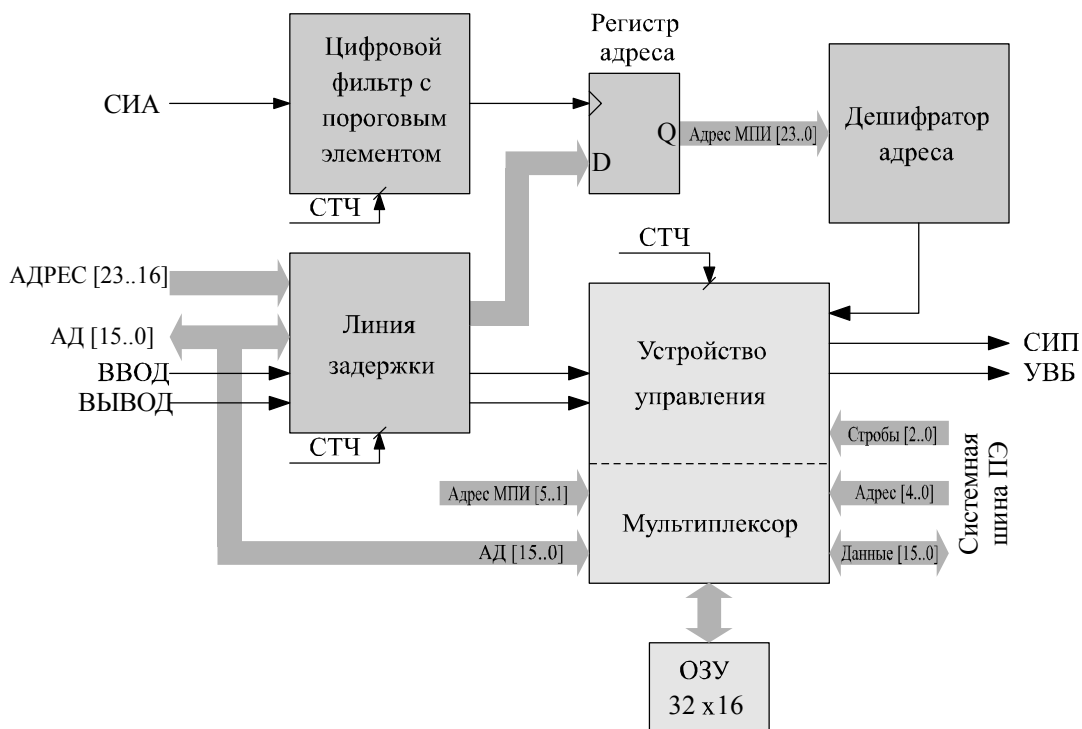


Рис.2. Упрощенная структурная схема контроллера пассивного устройства МПИ

ния от процессорного элемента (ПЭ) системы. Для упрощения схемы в состав устройства управления включен мультиплексор, коммутирующий доступ к ОЗУ либо со стороны канала МПИ, либо со стороны ПЭ. ОЗУ контроллера выполняет роль буфера между каналом интерфейса и ПЭ системы, обеспечивая минимальную задержку циклов обмена. При этом, однако, возникает проблема организации разделенного доступа к ОЗУ между двумя сторонами, что определяет наличие в составе устройства управления специальной схемы управления доступом к ОЗУ.

Цифровой фильтр. Фильтрации подлежит сигнал СИА, по отрицательному фронту которого производится фиксация кода адреса, выставленного на шине адреса/данных АД. Цифровые фильтры работают с сигналами, дискретизированными и по уровню, и по времени, т.е. с цифровыми сигналами. Применительно к рассматриваемой задаче, как показал опыт, оцифровку сигнала достаточно производить по однобитному принципу, при этом логическая единица представляется 1, а логический ноль – значением -1 . По времени сигнал дискретизируется при загрузке во входной сдвиговой регистр фильтра по положительным фронтам системной тактовой частоты. В настоящей работе частота дискретизации выбрана равной 40 МГц, что соответствует минимальному временному ограничению в 25 нс наличия на шине АД кода адреса после отрицательного фронта сигнала СИА.

Перекрестные помехи носят импульсный характер, что определяет необходимость применять фильтр низких частот. В данной работе применен фильтр с конечной импульсной характеристикой (ИХ) – КИХ-фильтр.

На рис.3 приведены этапы расчета КИХ-фильтра методом усеченной импульсной характеристики (УИХ). Значение частоты среза выбрано опытным путем и равно 0,090 от частоты дискретизации, длина фильтра $N=27$. Снижение колебаний Гиббса

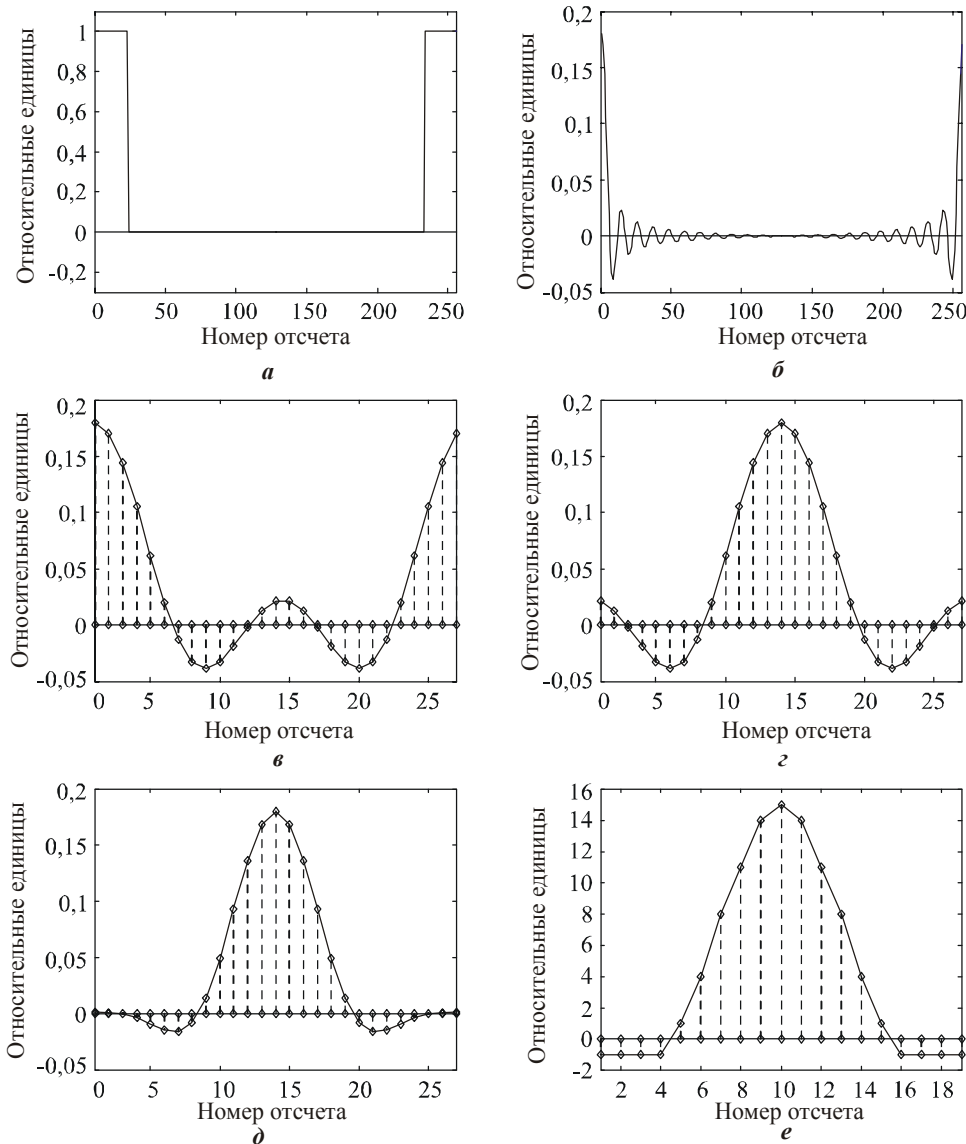


Рис.3. Этапы расчета цифрового фильтра методом усеченной импульсной характеристики: а – представление заданной АЧХ-фильтра в цифровом виде; б – идеальная ИХ фильтра; в – усеченная ИХ фильтра; г – УИХ после «окна Хемминга»; д – УИХ после циклического сдвига; е – УИХ, приведенная к 4-разрядной сетке

в результирующей амплитудно-частотной характеристике достигается взвешиванием с помощью «окна Хемминга» [3].

КИХ-фильтр однобитного сигнала СИА не требует умножителей вне зависимости от разрядности его коэффициентов. В данной работе результирующая разрядность коэффициентов КИХ-фильтра выбрана равной 5. При этом образовавшиеся нулевые значения на краях ИХ отброшены, позволяя уменьшить длину фильтра до $N = 19$.

Результаты моделирования. На рис.4 показан пример обработки зашумленного сигнала СИА предлагаемым фильтром. Подавление импульсных помех оказывается достаточно эффективным. Как видно из рис.4,б,в, в результирующий сигнал вносится задержка на $(N-1)/2$ тактов, что обусловлено принципом работы КИХ-фильтра. Для компенсации этой задержки в схему контроллера введена компенсирующая линия задержки для остальных входных сигналов интерфейса (см. рис.2).

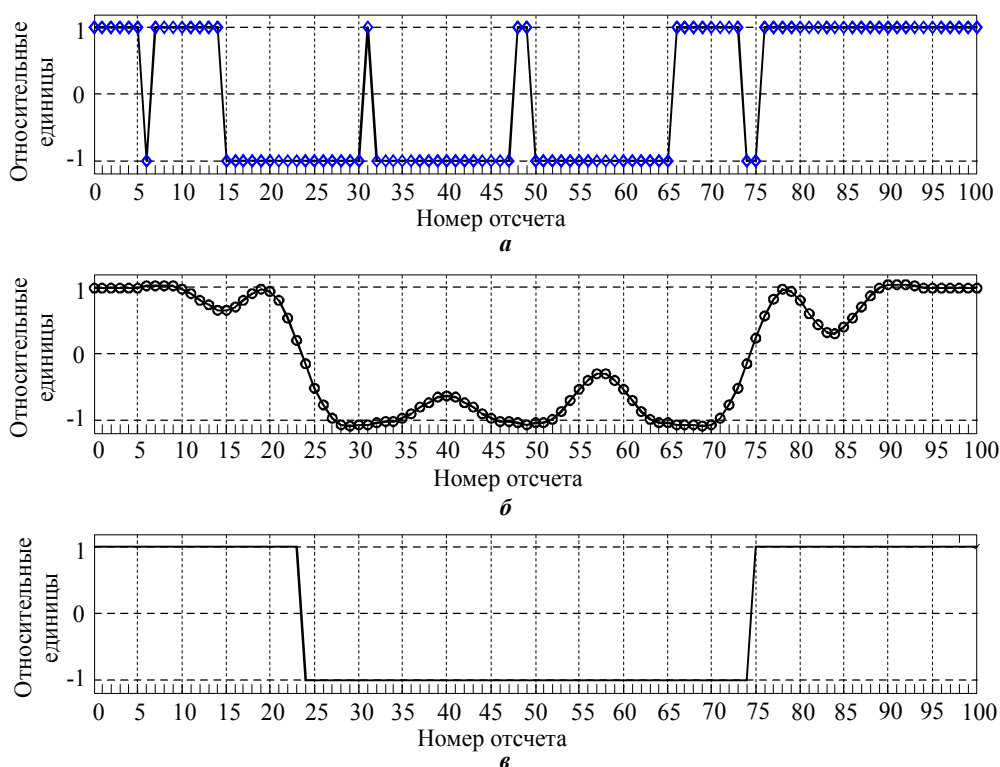


Рис.4. Пример обработки зашумленного сигнала СИА: а – исходный зашумленный сигнал; б – сигнал после фильтрации; в – сигнал после пороговой обработки

Специфические методы повышения помехозащищенности. Используя специфику временной диаграммы протокола и присутствующих в канале помех, возможно применение специальных схемотехнических решений. Как показала практика работы с каналом МПИ, помеха возникает в линии сигнала СИА, находящейся в состоянии низкого логического уровня при одновременном переключении уровней нескольких сигналов на шине АД (см. рис.1).

Предложенное в данной работе схемотехническое решение (рис.5) основано на применении принципов выделения первого отрицательного фронта и согласованной фильтрации. В качестве синхросигнала регистра адреса используется выход триггера Т1, который устанавливается по первому отрицательному фронту сигнала СИА. При этом маскируются все последующие фронты до момента, пока триггер Т1 не будет

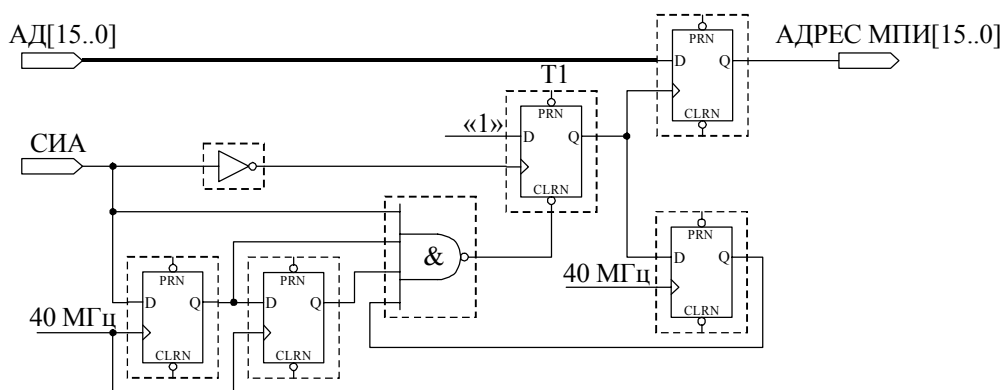


Рис.5. Пример схемотехнического решения повышения помехоустойчивости канала МПИ

сброшен. Схема сброса представляет собой согласованный фильтр. Обнуление триггера Т1 происходит при наличии в линии сигнала СИА высокого уровня на протяжении двух тактов (50 нс). Цепь обратной связи обеспечивает формирование сигнала обнуления только один раз, когда триггер находится в состоянии логической единицы. Триггер в линии обратной связи обеспечивает гарантированную длительность в один такт сигнала обнуления.

Предложенные методы при минимуме аппаратных затрат повышают надежность работы контроллера пассивного устройства. Рассматриваемые методы и схемотехнические решения применимы для контроллеров любых асинхронных параллельных и последовательных интерфейсов.

Литература

1. ГОСТ 26765.51–86. Интерфейс магистральный параллельный МПИ системы электронных модулей. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 31 с.
2. *Компанейц А.Н.* Проектирование систем управления на базе интерфейсов МПИ и И41: Учеб. пособ. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2000. – 48 с.
3. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 847 с.

Романов Сергей Павлович – инженер-электроник НИИ вычислительных систем и систем управления МИЭТ. *Область научных интересов:* специализированные многопроцессорные системы, комбинированная обработка сигналов в системах радиолокации, языки описания аппаратуры высокого уровня.

Метод локализации «враждебных» неисправностей в многомашинных вычислительных системах

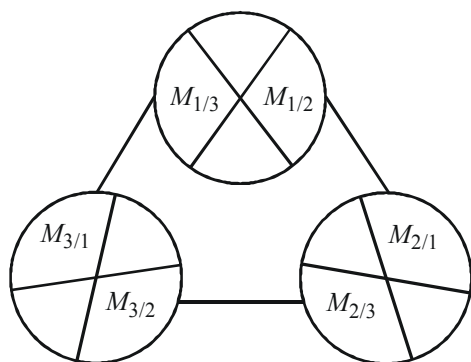
В.Г.Сиренко

НИИ «Субмикрон» (г. Москва)

Предложен метод локализации враждебных неисправностей, обеспечивающий идентификацию обнаруженных проявлений неисправностей по месту возникновения. Метод не рассматривает конкретных механизмов обнаружения неисправностей и применяется только к результатам работы этих механизмов, в частности к результатам функционального и тестового диагностирования.

Объект диагностирования представляет собой совокупность элементов, соединенных линиями (каналами) связи. Элементом может быть ЦВМ или менее сложное устройство, с точностью до которого возможна идентификация неисправности по месту ее возникновения. Элементом может быть также отдельная часть ЦВМ, которая обеспечивает формирование и передачу информации по одной из линий связи (каналу связи) этой ЦВМ с другими устройствами системы. Аппаратурно части могут пересекаться в тех или иных сочетаниях в зависимости от конструктивных особенностей ЦВМ, но не исключается возможность, что неисправность одной части ЦВМ не мешает нормальному функционированию других частей этой же ЦВМ.

Модель объекта диагностирования и модель неисправности. Обозначим через M_i ЦВМ с номером i . Часть ЦВМ M_i , относящуюся к каналу связи с ЦВМ M_j , обозначим $M_{i/j}$, а часть ЦВМ M_j , относящуюся к этому же каналу, – $M_{j/i}$. Графовая модель трехмашинной полностью связанной системы с дуплексными каналами межмашинной связи представлена на рисунке. Эта модель может отображать и программные механизмы управления каналами связи, реализуемые ЦВМ. Так, например, пусть ЦВМ M_i имеет 5 межмашинных каналов связи. Если программный алгоритм управления этими каналами построен таким образом, что одна и та же ячейка памяти



Модель системы, в которой модель отдельной ЦВМ состоит из частей

ЦВМ M_i используется в управлении только двумя каналами связи, то при неисправности этой единственной ячейки и правильной работе ЦВМ M_i в остальном эта графовая модель не исключает возможности пересечения соответствующих частей ЦВМ и наличия неисправности в компонентах этого пересечения.

Модели возможных проявлений неисправностей. Проявления неисправностей по критерию допустимости делятся на допустимые, удовлетворяющие сформулированным предположениям о допустимых неисправностях системы, и недопустимые.

При решении задач технической диагностики или задач построения отказоустойчивых вычислительных систем необходимо принять модель допустимой неисправности по ее функциональным проявлениям. Для элемента сложной структуры (процессора, ЦВМ или многомашинной вычислительной системы (МВС)) обосновать такую модель неисправности можно исходя из следующего. Распространенные модели неисправностей, принятые в технической диагностике [1], такие как константные и логические неисправности, короткие замыкания и т.п., для вентилях и их выводов являются несравнимо мелкими элементами относительно масштабов процессора, ЦВМ и МВС и весьма затруднительны для обработки. В то же время эти неисправности, относимые к выводам БИС, не отображают возможные проявления неисправности ЦВМ. Поэтому в исследованиях используются более общие модели неисправностей, разделяемые на классы. Перечислим модели неисправностей применительно к процессору в порядке покрытия одних классов другими, от покрываемых к покрывающим [2]:

- неисправности неправильной остановки (fail-stop faults), при которой процессор прекращает работу и этим «настораживает» другие процессоры;
- неисправность аварийного отказа (crash fault), когда процессор «теряет» свое внутреннее состояние или останавливается, например, из-за ошибки в конвейере команд или пропадании питания;
- неисправность пропуска (omission fault), при которой процессор ошибается в крайнем сроке завершения или начала задачи;
- временная неисправность (timing fault), когда процессор завершает задачу или до, или после ее определенных временных рамок, или никогда. Иногда эту неисправность называют неисправностью производительности;
- неисправность неправильных вычислений (incorrect computation fault), когда процессор вычисляет неправильный результат при правильных входных данных;
- удостоверительная «враждебная» неисправность (authenticated Byzantine fault), когда один процессор посылает в процессе широковещательной посылки сообщение его соседям, которые не могут незаметно изменить удостоверенное сообщение.

В каждом классе имеются определенные ограничения на поведение неисправного процессора, которым могут не соответствовать реально возможные неисправности. Поэтому в исследованиях получает широкое распространение представление о неисправности ЦВМ как об общей аномальности в ее работе [3]. Наиболее полное представление неисправности процессора или ЦВМ сформулировано в виде понятия «враждебной» («byzantine») неисправности [4], когда поведение неисправного процессора или ЦВМ допускается полностью произвольным, в том числе и подобно «злонамеренному», включая его неодинаковость по отношению к другим взаимодействующим с ним элементам системы. Применяется также обобщенная модель «дружественной» неисправности [5], при которой неисправная ЦВМ ведет себя произвольно, но одинаково по отношению к другим ЦВМ системы. Приведенные модели неисправностей относятся к «дружественным» неисправностям.

Примем в качестве модели неисправности процессора (ЦВМ) модель «враждебной» неисправности. Поведение неисправной ЦВМ может быть стабильным (стабильная «враждебная» неисправность), когда эта ЦВМ искажает произвольным в информационном и временном планах образом (в том числе и подобным «злонамеренному») информацию в сообщениях, передаваемых ею только по определенным выходным каналам связи. Такая неисправность эквивалентна по своим проявлениям совокупности неисправностей тех присоединенных каналов, в которых появляется искаженная информация. Данная неисправная ЦВМ без ущерба для достоверности обрабатываемой

информации может участвовать в работе системы своими каналами, по которым информация не искажается. При нестабильной «враждебной» неисправности поведение неисправной ЦВМ полностью произвольно и подобно поведению исправной ЦВМ при условии возникновения всевозможных сочетаний произвольных сбоев постоянной или переменной интенсивности во всех каналах связи, соединенных с данной ЦВМ. Такая ЦВМ должна исключаться из рабочей конфигурации системы как можно раньше. Нестабильность «враждебной» неисправности ЦВМ должна определяться вводимым критерием нестабильности, задающим число каналов связи данной ЦВМ, при искажении информации в которых фиксируется, что данная ЦВМ содержит нестабильную «враждебную» неисправность. Таким критерием может быть, например, искажение более чем в половине имеющихся каналов связи.

Некоторая гипотетическая неисправность по возможности наличия в системе, определяемой по результатам функционального или тестового диагностирования, может быть подозреваемой или неподозреваемой. Подозреваемой неисправность будет в том случае, если она является допустимой и ее наличие в системе не будет противоречить имеющему место поведению системы и результатам ее диагностирования. В противном случае неисправность является неподозреваемой.

В настоящей работе рассматривается МВС, находящаяся в режиме эксплуатации, т.е. во включенном состоянии или в моменты перехода в такое состояние или выхода из него. При этом все время работы МВС делится на пронумерованные, начиная с единицы, этапы: начальное включение, самодиагностирование, целевая работа, переход в безопасный останов. Эти этапы могут различаться используемыми моделями анализа, механизмами обнаружения и идентификации неисправностей.

Рассмотрим ключевые для МВС этапы самодиагностирования и целевой работы. Предполагается, что межмашинный обмен информацией в системе осуществляется при помощи сообщений. Каждое передаваемое сообщение состоит из одного или нескольких неделимых элементов. Каждый элемент сообщения имеет предписанный ему маршрут посылки от посылающей ЦВМ к получающей ЦВМ, который может состоять из одной или нескольких передач из передающих ЦВМ к принимающим ЦВМ. Каждой ЦВМ известен формат каждого принимаемого ею сообщения, т.е. известно, что требуется сделать с каждым его элементом, и если необходима дальнейшая передача элемента по предписанному маршруту, то известно, по какому каналу связи, когда и в каком месте сообщения должен быть передан этот элемент в соответствии с его маршрутом.

Постановка задачи. Локализация имеющихся в системе неисправностей состоит в определении места возникновения этих неисправностей (неисправных элементов) и необходима в случае использования в системе динамической избыточности, обеспечивающей, во-первых, парирование неисправностей, т.е. получение достоверных результатов вычислений при возникновении в системе неисправностей допустимого класса, во-вторых, реконфигурацию системы при отказах и последующее восстановление вычислительного процесса в системе и, наконец, безопасный останов системы при возникновении недопустимых неисправностей, невозможности идентификации случившейся неисправности или невозможности дальнейшей реконфигурации.

Рассматриваются многомашинные вычислительные системы, состоящие из множества ЦВМ, соединенных между собой каналами связи типа «точка – точка». Отдельная ЦВМ или отдельная часть ЦВМ, работающая на отдельный канал связи, могут быть независимыми элементами системы, подвергающимися неисправности.

По допустимому числу неисправных элементов неисправности подразделяются на одиночные (допускается неисправность только одного элемента системы) и кратные

(допускается неисправность одного или нескольких элементов, но не более допустимого их числа). Кратная неисправность представляет собой совокупность одиночных неисправностей (далее просто совокупность неисправностей).

Результаты идентификации враждебных неисправностей из-за многообразия возможных случаев их проявлений могут быть однозначными и неоднозначными по месту возникновения. Если точно определено, что элемент неисправен, то идентификация данной неисправности является однозначной по месту возникновения, т.е. неисправность локализована.

В настоящей работе ставится задача разработки метода локализации возникающих в системе неисправностей ее элементов.

Метод локализации враждебных неисправностей в МВС. Рассмотрим следующий подход в идентификации проявлений неисправностей. Пусть в системе на этапе целевой работы используется некоторый способ парирования и обнаружения проявлений неисправностей. Примером такого метода может быть метод репликации задач, состоящий в решении одной и той же задачи на нескольких ЦВМ с выбором правильного решения из полученных его копий и сравнения с ним каждой из этих копий. Каждое обнаруженное неравенство считается проявлением неисправности и по каждому из них строится логическое выражение подозреваемых неисправностей, соответствующее данному проявлению и представляющее собой дизъюнкцию термов. Каждый терм задает совокупность неисправностей элементов системы такую, что при наличии всех неисправностей данной совокупности и только их возможно появление обнаруженного проявления неисправности, а все термы задают всевозможные такие совокупности и только их. Конъюнкция F всех таких выражений, построенных для каждого из проявлений, приведенная к виду дизъюнкции конъюнкций, после исключения всех термов, отображающих недопустимые условия, каждым своим термом отображает совокупность неисправностей, при возникновении которой возможно появление обнаруженных проявлений неисправностей, а все термы отображают всевозможные такие совокупности неисправностей и только их. Полученное выражение будет выражением подозреваемых неисправностей для всех обнаруженных проявлений.

Результат идентификации будет однозначным по месту возникновения для некоторого элемента системы, если обозначение неисправности данного элемента входит в каждый терм преобразованного выражения F . Если же хотя бы в одном терме преобразованного выражения F имеется обозначение неисправности некоторого элемента и хотя бы в одном другом терме этого выражения такое обозначение отсутствует, то элемент является подозреваемым и результат идентификации для этого элемента будет неоднозначным по месту возникновения.

Пример 1. Пусть в системе из 6 ЦВМ при числе $m = 2$ допустимых одновременно неисправных ЦВМ при одновременных пересылках информации по следующим маршрутам и ее последовательной обработке в ЦВМ этих маршрутов в результатах пересылок были обнаружены проявления неисправностей, приведенные ниже.

1. Пересылка из M_1 в M_5 через M_6 . При этом проявлению неисправности в случае, когда в качестве неисправного элемента рассматривается ЦВМ, соответствует логическое выражение подозреваемых неисправностей $F_1 = M_1 \vee M_6 \vee M_5$, в котором неисправность i -й ЦВМ отображается обозначением M_i .

2. Пересылке из M_3 в M_4 соответствует логическое выражение $F_2 = M_3 \vee M_4$.

3. Пересылке из M_2 в M_6 – логическое выражение $F_3 = M_2 \vee M_6$.

4. Пересылке из M_5 в M_3 – логическое выражение $F_4 = M_5 \vee M_3$.

По результатам двух первых пересылок строится конъюнкция $F_1F_2 = (M_1 \vee M_6 \vee M_5) (M_3 \vee M_4) = M_1M_3 \vee M_1M_4 \vee M_3M_6 \vee M_4M_6 \vee M_3M_5 \vee M_4M_5$. Каждый терм полученного выражения отображает допустимую совокупность неисправностей, при которой возможно наблюдаемое в двух первых пересылках поведение системы, а все термы – всевозможные такие совокупности. Причем подозреваемыми являются ЦВМ M_1, M_3, M_4, M_5, M_6 и ни одна из подозреваемых ЦВМ не идентифицируется однозначно. По результатам первых трех пересылок строится выражение подозреваемых неисправностей, которое после приведения к виду дизъюнкции конъюнкций и исключения термов, соответствующих недопустимым совокупностям неисправностей, будет иметь вид $F_1F_2F_3 = M_3M_6 \vee M_4M_6$ и отображает две допустимые совокупности неисправностей с двумя подозреваемыми ЦВМ M_3, M_4 и одной однозначно идентифицированной неисправной ЦВМ M_6 . По результатам четырех пересылок строится выражение подозреваемых неисправностей, которое после приведения к виду дизъюнкции конъюнкций и исключения термов, соответствующих недопустимым совокупностям неисправностей, принимает вид $F_1F_2F_3F_4 = M_3M_6$ и отображает только одну допустимую совокупность неисправностей с однозначной локализацией неисправных ЦВМ M_3 и M_6 .

Пример 2. Пусть элементом, подвергающимся неисправности, является часть ЦВМ, обеспечивающая работу отдельного ее канала связи. Предположим, что в качестве критерия нестабильной неисправности ЦВМ принято искажение информации по двум ее каналам связи. В условиях примера 1 выражение подозреваемых неисправностей по результатам двух первых пересылок будет: $F_1F_2 = (M_{1/6} \vee M_{6/1} \vee M_{6/5} \vee M_{5/6})(M_{3/4} \vee M_{4/3}) = M_{1/6}M_{3/4} \vee M_{1/6}M_{4/3} \vee M_{3/4}M_{6/1} \vee M_{4/3}M_{6/1} \vee M_{3/4}M_{6/5} \vee M_{4/3}M_{6/5} \vee M_{3/4}M_{5/6} \vee M_{4/3}M_{5/6}$. Здесь обозначение $M_{i/j}$ отображает неисправность части $M_{i/j}$. По результатам первых трех пересылок строится выражение подозреваемых неисправностей, которое после приведения к виду дизъюнкции конъюнкций и исключения термов, соответствующих недопустимым совокупностям неисправностей, будет иметь вид $F_1F_2F_3 = M_{3/4}M_{6/1}M_{6/2} \vee M_{4/3}M_{6/1}M_{6/2} \vee M_{3/4}M_{6/2}M_{6/5} \vee M_{3/4}M_{6/1}M_{6/5}$ и отображает четыре допустимые совокупности неисправностей. Если применить критерий нестабильной неисправности ЦВМ, то выражение будет иметь вид $F_1F_2F_3 = M_{3/4}M_6 \vee M_{4/3}M_6$. По результатам четырех пересылок строится выражение подозреваемых неисправностей, которое после приведения к виду дизъюнкции конъюнкций и исключения термов, соответствующих недопустимым совокупностям неисправностей, принимает вид $F_1F_2F_3F_4 = M_{3/4}M_{3/5}M_{6/1}M_{6/2} \vee M_{3/4}M_{3/5}M_{6/2}M_{6/5}$ и отображает две допустимых совокупности неисправностей. После применения критерия нестабильной неисправности ЦВМ выражение принимает тот же вид, что и в примере 1: $F_1F_2F_3F_4 = M_3M_6$ с однозначной локализацией неисправных ЦВМ M_3 и M_6 .

Представленный метод локализации враждебных неисправностей применим как на этапе целевой работы, так и на этапах тестового или системного диагностирования и позволяет осуществлять непрерывное диагностирование на этих этапах со сквозным учетом результатов функционального и тестового (системного) диагностирования на последовательности таких этапов. Метод не рассматривает конкретных механизмов обнаружения неисправностей и применяется только к результатам работы этих механизмов, которые должны формировать логические выражения подозреваемых неисправностей. Поэтому возможно применение данного метода к результатам и функционального, и тестового диагностирования [1].

Непрерывность диагностирования состоит в том, что метод применим не только к одновременно выполняемым действиям системы, но и к результатам функционального

и/или тестового диагностирования, выполняемым в различные определяемые моменты времени. Сквозной учет результатов функционального и тестового диагностирования позволяет методу формировать результаты идентификации, сочетающие результаты обнаружения на различных этапах. Элементы представленного метода идентификации враждебных неисправностей по месту их возникновения использовались в работе [6].

Литература

1. **Карибский В.В., Пархоменко П.П., Согомонян Е.С., Халчев В.Ф.** Основы технической диагностики. Кн.1. Модели объектов, методы и алгоритмы диагноза. – М.: Энергия, 1976.
2. **Barborak M., Malek M.** The consensus problem in fault-tolerant computing. // ACM Computing Surveys. – 1993. – Vol. 25, N 2. – P. 171–220.
3. **Kuhl J.G., Reddy S.M.** Fault-tolerance considerations in large, multiple-processors systems // Computer. – 1986. – Vol.19, N 3. – P. 56–67.
4. **Lamport L., Shostak R., Pease M.** The byzantine generals problem // ACM Trans. Programming Languages Systems. – 1982. – Vol.4, N 3. – P. 382–401.
5. **Мамедли Э.М., Самедов Р.Я., Соболев Н.А.** Метод локализации «дружественных» и «враждебных» неисправностей // Автоматика и телемеханика. – 1992. – №5. – С.126–138.
6. **Сиренко В.Г.** Функциональное диагностирование процессов посылки информации в вычислительных системах при неизвестном исходном значении информации // Автоматика и телемеханика. – 2005. – № 11. – С. 135–154.

Сиренко Владимир Григорьевич – кандидат технических наук, директор НИИ «Субмикрон» (г. Москва). *Область научных интересов:* отказоустойчивость вычислительных комплексов для систем управления космическими аппаратами.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 681.326 (075)

Применение технологии распределенных вычислений при решении задач методом половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных

С.Б.Беневоленский, В.Г.Жадан, И.В.Жадан, С.К.Спыну

«МАТИ» – Российский государственный технологический университет им. К.Э.Циолковского

Предложен модифицированный метод половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных, разработанный с помощью технологии распределенных вычислений. Приведены результаты вычислительного эксперимента в системе распределенных вычислений размерностью 16 рабочих машино-узлов.

Многочисленные практические задачи приводят к необходимости поиска глобального экстремума, например задачи принятия решений в условиях неопределенности, задачи многокритериальной оптимизации, задачи нахождения гарантированных минимаксных оценок [1, 2]. Задачи нахождения глобальных решений являются наиболее трудоемкими в вычислительной математике. При программной реализации таких задач следует в максимальной степени использовать все существующие возможности вычислительной техники, учитывая тенденции ее развития. Доступные на сегодняшний день объемы оперативной памяти в персональных ЭВМ не позволяют с большой точностью находить решения задач глобальной оптимизации за короткое время. Одним из путей решения этой проблемы является использование суперЭВМ, однако цена таких машин высока. В работе предлагается использовать технологию распределенных вычислений для решения задач глобальной оптимизации функции многих переменных с целью уменьшения времени работы за счет параллельного выполнения процесса вычислений.

Одним из наиболее эффективных направлений глобальной оптимизации является идея неравномерных покрытий допустимого множества. В [3] описан поиск глобального экстремума функций многих переменных с помощью неравномерных покрытий допустимого множества, в [4] предложен метод бисекций. Интерес к этому направлению значительно возрос в последнее время в связи с разработкой новых высокопроизводительных сетевых ЭВМ, основанных на распределенной и конвейерной организации расчетов. В настоящей работе рассматривается метод половинных делений и предлагается его реализация в распределенной системе вычислений с передачей сообщений с использованием архитектуры CORBA [5–7] (архитектура взаимодействия распределенных объектов). В этом методе происходит половинное деление n -мерных параллелепипедов из допустимого множества. Метод объединяет идеи неравномерных покрытий с подходом, основанным на использовании оценок, получаемых с помощью интервального анализа.

© С.Б.Беневоленский, В.Г.Жадан, И.В.Жадан, С.К.Спыну, 2006

Рассмотрим задачу отыскания глобального минимума многоэкстремальной функции $f(x_1, \dots, x_n)$ с заданной точностью $\varepsilon > 0$, где n – количество аргументов функции, определенной на n -мерном параллелепипеде $P = \{x \in R^n: a \leq x \leq b\}$.

В процессе расчетов используются векторы \mathbf{a}_i и \mathbf{b}_i и порожденные ими прямоугольные параллелепипеды P_i с гранями, параллельными координатным плоскостям: $P_i = \{x_i \subset P, a_i \leq x_i \leq b_i\}$. Центр c_i параллелепипеда P_i и вектор его главной диагонали \mathbf{d}_i определяются по формулам:

$$c_i^j = \frac{1}{2}(a_i^j + b_i^j); \quad d_i^j = b_i^j - a_i^j, \quad \text{где} \quad 1 \leq j \leq n.$$

Запись: $\lim_{\|d_i\|_\infty \rightarrow 0} (\dots)$ подразумевает предельный процесс для последовательности вложенных параллелепипедов $P \subset P_1 \subset P_2 \subset P_3 \dots P_i \subset P_{i+1} \dots$ такой, что $\|d_i\|_\infty \rightarrow 0$.

$$\text{Здесь и ниже } \|d_i\|_\infty = \max_{1 \leq j \leq n} \|b_i^j - a_i^j\|.$$

Предельную точку этой последовательности обозначим P_∞ . Обозначим также $\varphi(P_i) = \min_{x \subset P_i} f(x)$.

Предположим, что есть способ для каждого $P_i \subset P$ определять нижнюю оценку значения функции $\varphi(P_i)$, т.е. задана функция $g(P_i)$, удовлетворяющая следующим двум условиям: $g(P_i) \leq \varphi(P_i)$ для каждого $P_i \subset P$, $\lim_{\|d_i\|_\infty \rightarrow 0} [\varphi(P_i) - g(P_i)] = 0$ равномерно

по $P_\infty \subset P$.

Значения функции $g(P_i)$ можно определять либо с помощью техники интервального анализа, либо используя дополнительные предположения о классе, к которому принадлежит функция f . Пусть, например, функция f удовлетворяет условию Липшица с константой L , т.е. для любых x и z из P выполнено неравенство:

$$|f(x) - f(z)| \leq L \|x - z\|_\infty.$$

Тогда для всех $x \subset P_i$ имеем

$$f(x) - f(c_i) \geq -L \|x - c_i\| \geq -(L/2)\|d_i\|_\infty.$$

Поэтому

$$g(P_i) = f(c_i) - (L/2)\|d_i\|_\infty. \tag{1}$$

В процессе работы алгоритма строится некоторая последовательность $B_m = \{P_1, P_2, P_3, \dots, P_m\}$ параллелепипедов P_i , принадлежащих P . В центрах этих параллелепипедов вычисляются значения минимизируемой функции. Пусть $N_m = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$ – последовательность центров параллелепипедов, принадлежащих P . Назовем текущим рекордом величину $R_m = \min_{c_i \in N_m} f(c_i)$.

Любую точку c_s из N_m , удовлетворяющую условию $R_m = f(c_s)$, назовем рекордной точкой и обозначим x_r . С каждым набором P_i свяжем набор $S_i = (c_i, d_i, g_i)$, где $g_i = g(P_i)$. Совокупность наборов S_i для всего набора параллелепипедов B_m будем называть списком наборов и обозначать $S = \{S_1, S_2, \dots, S_m\}$.

Алгоритм метода половинных делений содержит начальные операции и основной цикл.

Начальные операции:

1. Положить $P_1 = P$.
2. Задать $\varepsilon > 0$.
3. Вычислить центр c_1 , главную диагональ d_1 , значение функции в центре исходного параллелепипеда $P_1 f(c_1)$.
4. Вычислить значение функции $g(P)$ по формуле (1).
5. Положить в качестве рекордной точки x_r значение центра исходного параллелепипеда P . Если $g \geq f(c_1) - \varepsilon$, то закончить работу. Значение центра исходного параллелепипеда c_1 есть приближенное решение задачи.

В противном случае начинается основной цикл поиска глобального экстремума.

Основной цикл (k-шаг):

6. Из текущего набора параллелепипедов $B_m^{(k)}$ выбрать тот параллелепипед P_s , для которого $g_s = \min_{1 \leq j \leq m} g_j$.

7. В параллелепипеде P_s определить номер наибольшего ребра t : $d_s^t = \max_{1 \leq j \leq n} d_s^j$.

8. Разделить параллелепипед по t -й координате, породив тем самым два новых параллелепипеда P' и P'' . Их центры и главные диагонали обозначим c', d' и c'', d'' соответственно.

9. Вычислить $R = \min \{f(c'), f(c'')\}$.

10. Если $R < R^{(k)}$, то положить $R^{(k+1)} = R$. В качестве рекордной точки x_r взять ту из точек c', c'' , в которой достигается минимум.

11. Если $R \geq R^{(k)}$, то положить $R^{(k+1)} = R^{(k)}$.

12. Определить величины $g' = g(P')$ и $g'' = g(P'')$.

13. Исключить параллелепипед P_s из набора $B_m^{(k)}$, т.е. удалить набор S_s из списка $S^{(k)}$. Включить в список два набора $S' = (c', d', g')$ и $S'' = (c'', d'', g'')$, положив $S_s = S'$ и $S_{m+1} = S''$.

14. В полученном списке наборов $\{S_i\}_{1 \leq i \leq m+1}$ провести для всех S_i следующую проверку: если выполнено $g_i \geq R^{(k+1)} - \varepsilon$, то S_i исключить из списка. Новый список наборов $\{S_{i_1}, S_{i_2}, \dots, S_{i_p}\}$ перенумеровать и обозначить $S^{(k+1)} = \{S_j\}_{1 \leq j \leq p}$.

15. Положить $m = p$. Если $m = 0$, т.е. $S^{(k+1)} \neq 0$, то закончить работу алгоритма. В противном случае перейти к началу основного цикла (шаг 6), положив $k = k+1$.

Рассмотрим метод половинных делений в системе распределенных вычислений с передачей сообщений, используя архитектуру CORBA.

Пусть имеется p машино-узлов (далее узел). Один из них (с номером ноль) назовем управляющим (администратор), а остальные (с номерами 1, 2, 3, ..., $p-1$) – рабочими узлами. Опишем язык, который используется для обмена данными между управляющим и рабочими узлами. Управляющий узел может посылать рабочим узлам следующие команды:

- 1) «f» – завершить работу (т.е. закончить процесс вычислений);
- 2) «g (i)» – передать параллелепипед (далее BOX) с минимальным значением функции $g(P)$ узлу с номером i ;
- 3) «t (j)» – принять BOX от рабочего узла с номером j ;
- 4) «w» – продолжить работу метода половинных делений для функции многих переменных в режиме одного узла (однопроцессорный расчет).

Взаимодействие между управляющим и рабочими узлами при передаче вышеперечисленных команд осуществляется с помощью синхронной блокированной передачи данных. Синхронная передача данных может быть начата только после того, как соответствующий приемник готов к приему посылаемых данных, т.е. запустилась соответствующая принимающая функция. Таким образом, завершение синхронных передающих операций не только показывает, что посылающий буфер может использоваться, но и что приемник достиг некоторого пункта в его выполнении, а именно, что он запустил выполнение соответствующей получающей функции.

От рабочих узлов управляющему передаются следующие данные: число имеющихся ВОХ, лучшее значение функции, достигнутое на этом рабочем узле, и минимальное значение функции $g(P)$. Эта передача данных осуществляется через заданный промежуток времени с помощью неблокированного способа взаимодействия. Данный способ взаимодействия осуществляется с помощью неблокированной функции, которая указывает, что система может начинать писать данные в буфер приема. После передачи параметров функции в систему функция возвращает управление. После этого принимающий узел не должен иметь доступ к буферу приема, т.е. система не гарантирует в этом случае сохранность принимаемых данных. Для проверки завершения рассматриваемой операции используется функция тестирования системы. Под завершением операции здесь понимается, что принимаемые данные находятся в буфере приема.

Управляющему узлу доступна информация о том, в каком состоянии находится рабочий узел: ожидает приказа от управляющего узла или выполняет метод половинных делений. Типична ситуация, когда часть подчиненных узлов работает, т.е. выполняет программу метода деления пополам, а другая часть ожидает от управляющего узла очередного приказа. Если из полученной информации следует, что один из рабочих узлов не имеет ни одного ВОХ, а другой имеет более одного ВОХ, которые подлежат дальнейшему исследованию, то управляющий узел может выдать два приказа этим рабочим узлам:

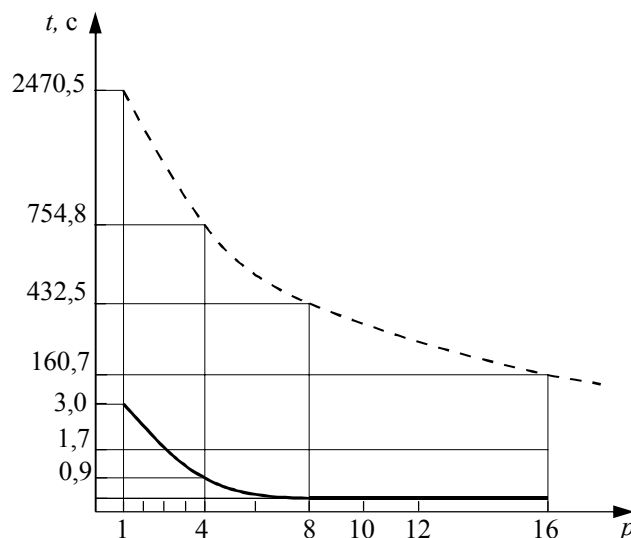
- принять ВОХ от рабочего узла, у которого имеется более одного ВОХ, которые подлежат дальнейшему исследованию;
- отдать ВОХ с наименьшим значением функции $g(P)$ рабочему узлу, который не имеет ВОХ.

Если каждый из рабочих узлов, ожидающих приказа от управляющего узла, имеет ненулевое число ВОХ, подлежащих дальнейшему исследованию, то управляющий узел даст каждому из них команду «w» (продолжить работу). Если все рабочие узлы сообщили управляющему узлу, что у них работа завершена, то управляющий узел даст им всем команду «f» (завершить работу).

Численные эксперименты проведены в распределенной среде со следующими характеристиками: один сервер P4-1800 МГц, 256 МВ RAM и 16 рабочих машиноузлов P3-800 МГц, 128 МВ RAM. Одна из тестовых функций имеет вид:

$$f(x_1, x_2, x_3) = F_1(x_1, x_2, x_3) + F_2(x_1, x_2, x_3),$$

где $F_1(x_1, x_2, x_3) = \cos(-5,22607x_1 + 3,54321) \cos(-0,58521x_2 - 3,22080) \cos(-7,98633x_3 - 7,13696)$; $F_2(x_1, x_2, x_3) = \cos(-7,38574x_1 - 5,79810) \cdot \cos(2,09302x_2 - 0,08203) \cdot \cos(2,91260x_3 + 2,40845)$ и с заданной константой Липшица $L = 26,169$, точностью 0,1 и 0,01, где $-1 \leq x_i \leq 1$, где $i = 1, 2, 3$.



Зависимость времени расчета t от количества машино-узлов p : — функция с 3-мя переменными при $\epsilon = 0,1$; --- функция с 3-мя переменными при $\epsilon = 0,01$

Таким образом, в данной работе предложен метод половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных, выполненный с помощью распределенных вычислений. Полученные результаты позволяют судить о высокой производительности описанного решения. Увеличение размерности системы (рабочих узлов) необходимо проводить из расчета потребности самой задачи, например при достижении определенного минимального значения размеров ВОХ и последующем увеличении количества рабочих узлов в системе. Зависимость времени расчета от количества узлов вырождается в прямую (рисунок), характеризующую минимальное время, необходимое для решения задачи предложенным методом, которое невозможно снизить за счет дальнейшего увеличения размерности системы (количества рабочих узлов). В то же время при увеличении необходимой в расчетах точности возможно дальнейшее уменьшение размеров ВОХ, тем самым достигая увеличения производительности системы в десятки раз (с 2470,5 до 160,7 с при $\epsilon = 0,01$).

Преимуществом описанного метода половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных, выполненного с помощью разработанного программного обеспечения и реализованного с помощью технологии распределенных вычислений, является сокращение времени вычислений по сравнению с обычной однопроцессорной машиной. С увеличением сложности и точности задачи предложенная технология вычислений сокращает время расчета на порядок.

Литература

1. **Воронов А.А.** Введение в динамику сложных управляемых систем. – М.: Наука, 1985.
2. **Бауман Е.В., Блудян Н.О.** Методы нахождения глобальных экстремумов функционалов в задаче классификационного анализа данных // Тр. Института проблем управления РАН. – М.: ИПУ РАН, 2001. – Т. XIII. – С. 129–136.
3. **Евтушенко Ю.Г.** Численный метод поиска глобального экстремума функций (перебор на неравномерной сетке). – ЖВМ и МФ, 1971. – № 6. – С. 1390–1400.
4. **Евтушенко Ю.Г., Раткин В. А.** Метод половинных делений для глобальной оптимизации функции многих переменных // Техническая кибернетика. – 1987. – № 1. – С. 119–127.

5. **Воеводин В.В., Воеводин Вл.В.** Параллельные вычисления. – СПб.: «БХВ – Петербург», 2002. – 608 с.

6. **Грегори Р. Эндрюс.** Основы многопоточного, параллельного и распределенного программирования. – М.: Вильямс, 2003. – 512 с.

7. **Мак К. Гофф.** Сетевые распределенные вычисления. Достижения и проблемы. – М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2003. – 320 с.

Беневоленский Сергей Борисович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники и информатики МАТИ. *Область научных интересов:* распределенные вычислительные системы, технологии распределенного программирования, численные методы решения задач.

Жадан Виталий Григорьевич – доктор физико-математических наук, профессор кафедры электроники и информатики МАТИ. *Область научных интересов:* численные методы решения задач линейного и нелинейного программирования, задачи глобальной оптимизации.

Жадан Игорь Витальевич – студент МАТИ.

Спыну Сергей Константинович – аспирант кафедры электроники и автоматизации МАТИ. *Область научных интересов:* распределенные вычислительные системы, технологии распределенного программирования, численные методы решения задач, задачи глобальной оптимизации.

Международная научно-техническая конференция
«Информационные технологии в науке, технике и образовании»
Республика Абхазия, Пицунда (20 сентября – 1 октября 2006 года)

- Авиационно-космические технологии и приборы
- Акусто- и магнитоэлектронные технологии в науке, технике и образовании
- Гидрофизика и морское приборостроение
- Информационные технологии в образовании
- Космический мониторинг окружающей среды, вопросы экологии
- Моделирование технологических систем и процессов
- Медицинское приборостроение
- Новые материалы и технологии в приборо- и машиностроении
- Обеспечение качества и надежности приборов и аппаратуры
- Стойкость материалов и приборов к воздействию деструктивных внешних факторов, включая радиацию
- Физика и техника плазмы, плазменные технологии
- Физические процессы в материалах, структурах и приборах микро-, нано- и оптоэлектроники

Предложения по расширению тематики как со стороны организаций, так и отдельных представителей будут учтены.

Организаторы: Академия инженерных наук им. А.М. Прохорова (АИН РФ), Государственное научно-производственное объединение «Сухумский физико-технический институт» (ГНПО «СФТИ»), Военно-топографическое управление Генерального Штаба МО РФ, Московский государственный университет приборостроения и информатики, Московский государственный институт электронной техники (технический университет) и др.

Председатель Оргкомитета – вице-президент и действительный член Академии инженерных наук им. А.М. Прохорова д-р, физ.-мат. наук, проф., лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки РФ Кубарев Юрий Васильевич.

Ответственный секретарь – Трубицын Александр Константинович, Госдума РФ.
e-mail: aou@duma.gov.ru Тел.: (495) 692-68-54

Способ организации канала «прямых» измерений параметров распределительных электросетей

А.Ю.Абрамов, Е.М.Портнов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Предложен способ организации канала «прямых» измерений, обеспечивающий снижение загрузки информационно-вычислительных ресурсов в 1,5 раза.

В настоящее время для измерения электрических параметров распределительных электросетей используются специализированные системы, которые воспринимают информацию не непосредственно от первичных датчиков измеряемых параметров, а от промежуточных преобразователей, нормализующих сигналы с датчиков до стандартных значений [1]. Очевидно, что в современных системах, ориентированных на измерения параметров распределительных электросетей, существует необходимость реализации канала «прямых» измерений, т.е. ухода от использования вторичных преобразователей. Положительные свойства устройств «прямых» измерений достигаются отсутствием в измерительной цепи инерционных преобразователей сигналов переменного тока в постоянный, которые подавляют гармонические составляющие измеряемого сигнала с частотами выше 5–10 Гц. Использование прямых измерений позволит: существенно уменьшить суммарную стоимость измерительного канала; освободить площадь, занимаемую преобразователями на энергообъектах; упростить и удешевить метрологическую поддержку измерительных каналов; повысить надежность измерительного тракта и достоверность информации [2, 3].

Разработанное устройство «прямых» измерений (УПИ) параметров распределительных электрических сетей обеспечивает не только «прямые» измерения, но и позволяет расширить функциональные возможности системы путем снижения избыточности при передаче аварийной информации, что обеспечивается исключением из информационного сообщения отсчетов сигналов от датчиков, от которых не получен аварийный сигнал [4].

Проанализируем интенсивность потока канала «прямых» измерений при использовании разработанного УПИ. При рассмотрении учитываются следующие параметры одного трехфазного присоединения: U -, I -, P -, Q -сигналы, характеризующие соответственно измеряемые за один период частоты питающей сети значения напряжения, тока, активной и реактивной мощности. Рабочий цикл канала «прямых» измерений ограничивается допустимым временем задержки ввода сигналов тока и напряжения в обрабатывающий центр (ОЦ), равным $T_{з \text{ ОЦ}}$. Исходя из этого, определим предельное число трехфазных присоединений, информация от которых может быть воспринята каналом прямых измерений без существенного снижения быстродействия системы:

$$M_{\text{пр}} = T_{3U,I} f_c,$$

где f_c – частота питающей сети. При $T_{3U,I} = 1$ с и $f_c = 50$ Гц получим $M_{\text{пр}} = 50$. Отметим, что для типовой распределительной электросети среднестатистическое количество каналов прямых измерений может быть принято равным 128. Полученное число $M_{\text{пр}}$ эквивалентно значительно большему числу каналов, поскольку включает по 50 каналов измерения тока, напряжения, активной и реактивной мощности.

Определим среднее время обработки одного информационного сообщения:

$$T_{\text{ср.обр}} = m_1 m_{2i} T_m + T_{\text{ср.ож.обр}} + T_{\text{ср.вв}},$$

где T_m – длительность одного рабочего такта ОЦ; m_1 – среднее число тактов, затрачиваемых на реализацию одной команды процедуры ввода и обработки информации; m_{2i} – среднее число команд, затрачиваемых ОЦ для обработки информации i -го вида, содержащейся в одной «сгруппированной» посылке, введенной в ОЦ; $T_{\text{ср.ож.обр}}$ – среднее время ожидания начала обработки информации ОЦ; $T_{\text{ср.вв}}$ – сред-

нее время ввода информации в ОЦ; $m_{2i} = \sum_{s=1}^j p_{is} m_{2is}$ (m_{2is} – число команд программы

обработки введенного в ОЦ s -го значения информации i -го вида; p_{is} – вероятность ввода в ОЦ s -го значения i -го вида информации; j – возможное число различных значений информации i -го вида).

Время $T_{\text{ср.ож.обр}}$ определяется задержками из-за возможности пересечения во времени обслуживания нового сообщения потока или работы ОЦ в режиме запрета прерывания, а также временем на завершение обслуживания прерванного ранее сообщения, но более приоритетного, чем вновь поступившее. Тогда

$$T_{\text{ср.ож.обр}} = p_{\text{сов}} (T_{\text{пер}} + k_{1j} T_{3j}),$$

где $p_{\text{сов}}$ – вероятность совпадения во времени обрабатываемого и вновь поступившего сообщения; T_{3j} – время, затрачиваемое ОЦ на решение задачи j -го типа; k_{1j} – коэффициент, определяющий процент невыполненной задачи к моменту ее прерывания вновь поступившей задачей ($1 \geq k_{1j} \geq 0$); $T_{\text{пер}}$ – время, затрачиваемое управляющей программой ОЦ на реализацию алгоритма прерывания решаемой задачи и определения вида и приоритета вновь принятой:

$$T_{\text{пер}} = T_{\text{пер}} + T_{\text{под}} + T_{\text{ан}}.$$

Здесь $T_{\text{пер}}$ определяется действиями по переносу данных прерванной задачи в «стектовую память» ОЦ; $T_{\text{под}}$ определяется действиями по подготовке операции ввода и вводу определяющих признаков нового сообщения; $T_{\text{ан}}$ – время выполнения подпрограммы анализа – сравнения приоритетов прерванного и вновь введенного сообщения и принятия решения о переходе к обслуживанию нового сообщения или продолжения обслуживания прерванной задачи. Тогда

$$T_{\text{ср.обр}} = m_1 m_{2i} T_m + T_{\text{ср.вв}} + p_{\text{сов}} (T_{\text{пер}} + T_{\text{под}} + T_{\text{ан}} + k_{1j} T_{3j}). \quad (1)$$

Для качественного анализа работы ОЦ можно принять достаточно жесткое условие $p_{\text{сов}} = 0,5 p_{\text{обр}}$, где $p_{\text{обр}}$ – вероятность того, что ОЦ занят обработкой какой-либо задачи в любом временном сечении. Аналогично примем $k_{1j} = 0,5$; $T_{\text{ср.вв}} = m_6 T_m$; $T_{\text{пер}} = m_3 T_m$; $T_{\text{под}} = m_4 T_m$; $T_{\text{ан}} = m_5 T_m$; $T_{3j} = m_j T_m$, где m_3 ; m_4 ; m_5 ; m_6 – среднее число тактов, затрачиваемых на выполнение команд приостановки, подготовки, анализа и ввода информации-

онного сообщения соответственно; m_j – число команд программы обработки информации j -го вида. Подставив полученные выражения в (1), получим

$$T_{\text{ср.обр}} = T_m [m_1 m_{2i} + 0,5 p_{\text{обр}}(m_3 + m_4 + m_5 + 0,5 m_j) + m_6].$$

Рассчитаем среднюю загрузку ОЦ потоком канала прямых измерений:

$$\rho = \frac{k_2 k_3 M_{\text{пр}}}{T_{\text{опр.ОЦ}} k_{\text{ОЦ}}} T_m [m_1 m_{2i} + 0,5 p_{\text{обр}}(m_3 + m_4 + m_5 + 0,5 m_j) + m_6], \quad (2)$$

где k_2 – число разрядов представления информации в канале; k_3 – число параметров тока и напряжения, вводимых в ОЦ; $T_{\text{опр.ОЦ}}$ – принятое время периода между вводами информации в ОЦ; $k_{\text{ОЦ}}$ – разрядность входных каналов ОЦ; $m_{2i} = 10^3 \xi_1 + 10^2 (1 - \xi_1)$, ξ_1 – процент измерений в общем информационном потоке. Задаваясь численными значениями параметров для информационно-управляющих систем данного класса, а именно $k_2=16$, $T_{\text{опр.ОЦ}} = 1\text{с}$, $k_3 = 6$, $M_{\text{прис}} = 50$, $k_{\text{ОЦ}} = 8$, $T_m = 10^{-7}\text{с}$, $m_1 = 10$, $m_3 = m_4 = m_5 = m_6 = 10^3$, $m_j = 10^4$, $p_{\text{обр}}=0,5$ и подставляя их в (2), получим

$$\rho = 0,54 \xi_1 + 0,24. \quad (3)$$

Из (3) видно, что загрузка ОЦ становится неприемлемо большой при $\xi_1 > 0,15$, т.е. если доля измерений составляет более 15% суммарного информационного потока, вводимого в ОЦ. Следовательно, необходимо принять дополнительные меры для снижения средней загруженности ОЦ потоком канала прямых измерений. Авторами был разработан алгоритм ввода данных в ОЦ, реализация которого позволяет уменьшить его загрузку указанным потоком. В соответствии с алгоритмом время обработки ОЦ поступившего потока состоит из трех временных компонентов: ввода сигнала прерывания; ввода информационного массива; обработки введенного массива данных. Определим с учетом разработанного алгоритма среднюю относительную загрузку ОЦ потоком канала прямых измерений:

$$\rho_1 = \frac{T_m}{T_{\text{опр.ОЦ}} k_{\text{ОЦ}}} [0,5 p_{\text{обр}}(m_3 + m_4 + m_5 + 0,5 m_j) + \frac{T_m}{T_{\text{опр.ОЦ}} k_{\text{ОЦ}}} M_{\text{пр}} k_2 k_3 m_6 + \frac{m_1 T_m}{T_{\text{опр.ОЦ}} k_{\text{ОЦ}}} M_{\text{пр}} k_2 k_3 m_{2i}] = \frac{T_m}{T_{\text{опр.ОЦ}} k_{\text{ОЦ}}} [0,5 p_{\text{обр}}(m_3 + m_4 + m_5 + 0,5 m_j) + M_{\text{пр}} k_2 k_3 (m_6 + m_1 m_{2i})].$$

Задав ранее принятые числовые значения, получим

$$\rho_1 = 0,54 \xi_1 + 0,12. \quad (4)$$

Сопоставив выражения (3) и (4), получим коэффициент снижения загрузки ОЦ потоком канала прямых измерений при использовании разработанных УПИ и алгоритма ввода информации в ОЦ:

$$k_{\text{сн}} = \rho / \rho_1 = (0,54 \xi_1 + 0,24) / (0,54 \xi_1 + 0,12).$$

Если среднестатистическая для данного типа сигналов величина $\xi_1 = 0,15$, тогда, подставляя ее в полученные ранее выражения, получим $k_{\text{сн}} \approx 1,5$ и $\rho_1 \approx 0,2$. Следовательно, разработанные принципы построения УПИ, а также алгоритм ввода информации в ОЦ обеспечивают снижение его загрузки потоком канала прямых измерений в 1,5 раза.

Литература

1. **Митюшкин К.Г.** Телеконтроль и телеуправление в энергосистемах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
2. **Портнов Е.М.** Организация учета электроэнергии при контроле и управлении сложными энергообъектами // Тез. докл. Всероссийской межвузовской науч.-техн. конф. студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика-2001». – М.: МИЭТ, 2001. – С. 176.
3. **Портнов Е.М.** Многофункциональные телекоммуникационные системы с функцией контроля и учета электроэнергии // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России. – 2000. – № 1. – С. 57–60.
4. **Дубовой Н.Д., Портнов Е.М.** Модуль ввода аналоговых сигналов для прямых измерений электрических параметров распределенных энергообъектов // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России. – 2002. – № 4. – С. 87–95.

Абрамов Андрей Юрьевич – аспирант Научно-исследовательской лаборатории управляющих информационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровые счетчики электроэнергии, элементы и устройства вычислительной техники.

Портнов Евгений Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка методов повышения эффективности многофункциональных информационно-управляющих комплексов, контроль и управление технологическими процессами на распределенных энергообъектах и распределительных электросетях.

Информация для читателей журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»

С тематическими указателями статей и с содержанием последних номеров можно ознакомиться на нашем сайте:

<http://www.miet.ru/static/je/os.html>

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.396.677.494

Мобильная АФАР для приема сигнала спутникового телевидения

В.В. Чистюхин, В.И. Сизов, К.С. Лялин, Ю.С. Викторов, А.В. Семенов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрены вопросы проектирования и практической реализации мобильной АФАР *Ku*-диапазона для приема сигнала спутникового телевидения. Выполнены требования к энергетике проектируемой АФАР с одновременной минимизацией ее массо-габаритных характеристик.

В последнее время к системам коммуникаций гражданского назначения предъявляются жесткие требования. В первую очередь это связано с минимизацией массо-габаритных характеристик проектируемых систем с одновременным сохранением высоких требований к их энергетике. Кроме того, немаловажным фактором является ограничение по стоимости систем.

Вопросы минимизации массо-габаритных характеристик радиотехнических систем достаточно успешно решаются с применением современных технологий изготовления излучающей апертуры и элементов фидерного тракта [1–4]. В качестве излучателей систем связи в основном используются печатные излучатели, имеющие преимущества в плане минимизации массо-габаритных характеристик и возможности их изготовления по технологии производства печатных плат. Недостаток подобных технологий – наличие существенных потерь в линиях передачи и элементах фидерного тракта, что приводит к ухудшению энергетических параметров проектируемых устройств. Один из способов, позволяющих значительно уменьшить отрицательное влияние потерь в линиях передачи на энергетику радиотехнических систем, состоит в интеграции излучателей и элементов фидерного тракта с активными устройствами системы, способными компенсировать эти потери.

В работе рассматривается такой подход на примере проектирования мобильной приемной активной фазированной антенной решетки (АФАР) *Ku*-диапазона для приема сигнала спутникового телевидения. Основные требования, предъявляемые к АФАР, следующие:

- рабочий диапазон частот $f = 11,7–12,7$ ГГц;
- поляризация поля линейная горизонтальная;
- энергетический потенциал на прием $G/T_{эфф} > 0$ (G – коэффициент усиления излучающей апертуры, дБ; $T_{эфф}$ – эффективная шумовая температура приемной АФАР, К);
- сектор сканирования: по азимуту $0–360^\circ$; по углу места $30–60^\circ$.

Проектирование излучающей апертуры данной АФАР рассмотрено в [1], а настоящая работа посвящена проектированию активной схемы возбуждения АФАР.

© В.В.Чистюхин, В.И.Сизов, К.С.Лялин, Ю.С.Викторов, А.В.Семенов, 2006

Активная схема суммирования. В соответствии с заданными требованиями по сектору сканирования проектируемой АФАР в работе [1] предлагается использовать механический способ сканирования по азимуту и электронный – по углу места. Это позволило для достижения заданного усиления в секторе сканирования использовать 64-элементную антенную решетку (8×8 элементов). Учитывая, что сканирование проводится только в одной плоскости, излучатели в ортогональной плоскости сгруппированы по восемь штук в каждой линейке. Таким образом, сканирующая АФАР представляет собой 8-элементную решетку, где каждый элемент является линейной антенной решеткой из восьми излучателей с межэлементным расстоянием $\sim \lambda$. Значение межэлементного расстояния выбиралось из соображений получения требуемой ширины диаграммы направленности и возможности избежать появления дифракционного максимума в плоскости расположения линейной антенной решетки. Вопрос суммирования сигналов от восьми излучателей в линейной антенной решетке может быть решен с использованием традиционной пассивной трехэтажной схемы суммирования типа «елочка» на базе бинарных сумматоров. В этом случае длина линии передачи от каждого излучателя до выхода пассивного сумматора составляет $\sim 4\lambda$. Излучатели и схема суммирования расположены на СВЧ диэлектрическом материале RO3003 толщиной 0,5 мм и $\epsilon = 3$. Расчеты показывают, что омические потери в таком сумматоре составляют ~ 1 дБ. Здесь следует учесть, что используемый в приемной АФАР активный модуль, включающий в себя малошумящий усилитель (МШУ) и фазовращатель (ФВ), обычно располагается в отдельном корпусе и потери в тракте, соединяющем плату с излучателями и активный модуль (разъемы, кабель и межсоединения), составляют для данного частотного диапазона $\sim 0,8-1$ дБ.

Для приемной АФАР ее энергетика однозначно определяется значением чувствительности ($G/T_{эфф}$). Значение коэффициента усиления G излучающей апертуры проектируемой АФАР составляет ≥ 22 дБ в заданном секторе сканирования [1]. В соответствии с требованием к энергетике проектируемой АФАР значение эффективной шумовой температуры должно удовлетворять соотношению $T_{эфф} \leq 22$ дБ·К. Эффективная шумовая температура в градусах Кельвина определяется выражением:

$$T_{эфф} = 300(K_{ш\Sigma} - 1). \quad (1)$$

Здесь $K_{ш\Sigma}$ – суммарный коэффициент шума (в раз):

$$K_{ш\Sigma} = K_{ш}L_{\Sigma} + (K_{ш}L - 1)L_{\Sigma}/K_y, \quad (2)$$

где $K_{ш}$ и K_y – коэффициент шума и коэффициент усиления МШУ соответственно; L_{Σ} – суммарные потери между излучателем и МШУ; L – суммарные потери фидерного тракта между МШУ и приемником. Из формулы (2) видно, что при достаточно высоком значении K_y (порядка 20–30 дБ) вторым слагаемым можно практически пренебречь. Однако суммарные потери между МШУ и излучателями напрямую увеличивают суммарный коэффициент шума всей АФАР. Согласно (1), (2) для выполнения требуемого условия $T_{эфф} \leq 22$ дБ·К необходимо, чтобы $K_{ш\Sigma}$ было ~ 2 дБ. Если просуммировать значения потерь в тракте между излучателями и МШУ приемного модуля и коэффициента шума МШУ (разумно достижимая величина в этом диапазоне частот $\sim 0,8$ дБ), то значение $K_{ш\Sigma}$ будет $\sim 2,6-2,8$ дБ, что не позволяет реализовать требуемое значение по энергетике АФАР.

Чтобы частично скомпенсировать суммарные потери в тракте между излучателями и МШУ, реализована активная схема суммирования (рис.1). Используется пассивная схема для суммирования сигналов только с четырех излучателей, после которой стоит МШУ₁ для компенсации потерь в пассивном тракте до приемного модуля. Как показал анализ рассматриваемой схемы, вполне достаточно однокаскадного МШУ₁ с коэффициентом усиления ~ 10–12 дБ, что легко реализуемо на современной элементной базе. С целью минимизации массо-габаритных характеристик проектируемой АФАР МШУ₁ располагается на одной плате со схемой суммирования. Практическая реализация активной схемы суммирования представлена на рис.2. Недостатком такой схемы является сложность ее проектирования и настройки при практической реализации.

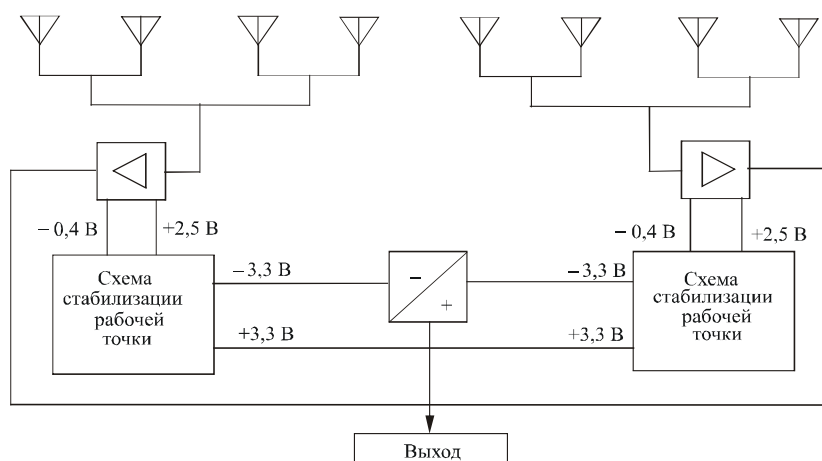


Рис.1. Активная схема суммирования

Однокаскадный МШУ₁ построен на базе полевого транзистора NE3210 фирмы «NEC». Входное волновое сопротивление такого усилителя равно 25 Ом. Это позволило включить его непосредственно к выходу двухканального сумматора без дополнительного согласования (см. рис.2). Транзистор имеет следующие основные параметры:

- минимальный коэффициент шума 0,35 дБ на частоте ~ 12 ГГц;
- коэффициент усиления при минимальном коэффициенте шума ~ 13 дБ.

В МШУ₁ используются стандартные SMD-компоненты размером 0603, что обусловлено их низкой стоимостью и минимальными затратами на монтаж. Моделирование, расчет и макетирование пассивной части излучателя и МШУ₁ проводились раздельно с последующей интеграцией на одну печатную плату.

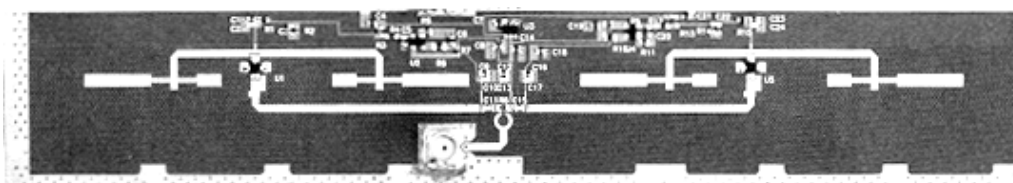


Рис.2. 8-элементная подрешетка с активной схемой суммирования

Приемный модуль АФАР. Приемный модуль АФАР предназначен для создания требуемой фазы и усиления сигнала в каждом канале. В соответствии с принятым разбиением на подрешетки по восемь излучателей в каждой приемный модуль должен иметь восемь каналов с усилителями и фазовращателями в каждом из них. При проектировании АФАР предложено объединить все восемь каналов в единый моноблок. Это позволило разместить в этом же блоке 8-канальный сумматор, блок управления, цепи питания и управления находящихся здесь МШУ и ФВ. Структурная схема 8-канального приемного модуля приведена на рис.3.

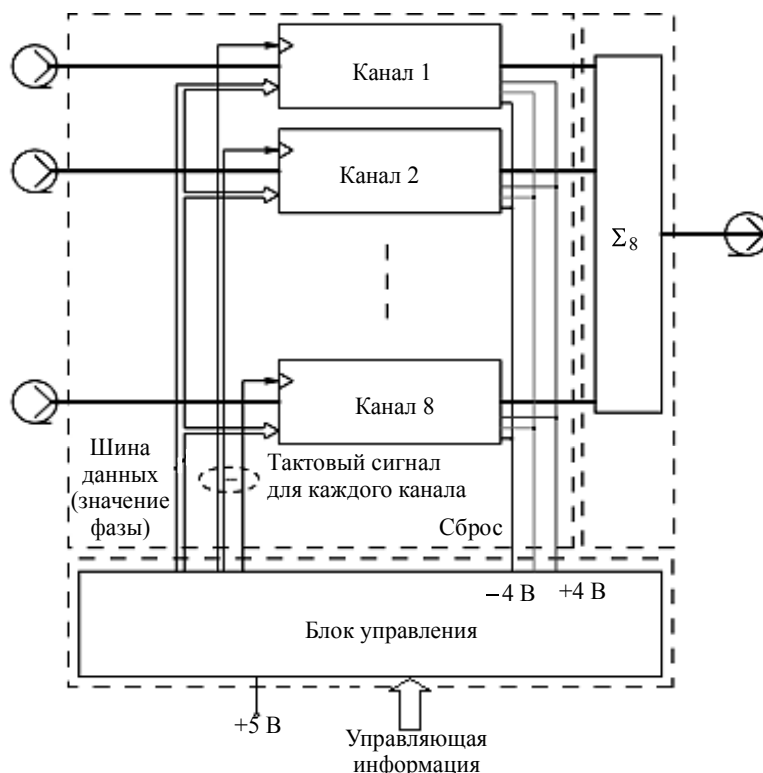


Рис.3. Структурная схема 8-канального приемного модуля

Канал приемного модуля обеспечивает требуемое усиление и фазирование сигнала, поступающего с соответствующего элемента (подрешетки). Структурная схема канала модуля представлена на рис.4. Специфической особенностью данной разработки является применение в качестве ФВ интегральной микросхемы ТР002, которая является 5-разрядным ФВ, имеет малые габариты 4×3×2 мм и обладает вносимыми потерями ~ 9 дБ в данном рабочем диапазоне частот. Высокое значение вносимых потерь ФВ вынуждает использовать в канале приемного модуля однокаскадный МШУ с коэффициентом усиления ~ 10–12 дБ для их компенсации. Данный МШУ для унификации разработки является практической копией МШУ₁, используемого в активной схеме суммирования излучателей подрешетки.

В состав приемного модуля АФАР входит и 8-канальный сумматор, построенный на базе кольцевых двухканальных развязанных сумматоров мощности. Развязанные сумматоры использовались для уменьшения взаимного влияния МШУ, находящихся в разных каналах, по линиям передачи. С этой же целью, а также для исключения появления высших типов волн в объеме блока модуля все активные каналы и линии передачи 8-канального сумматора изолированы друг от друга металлическими стенками.

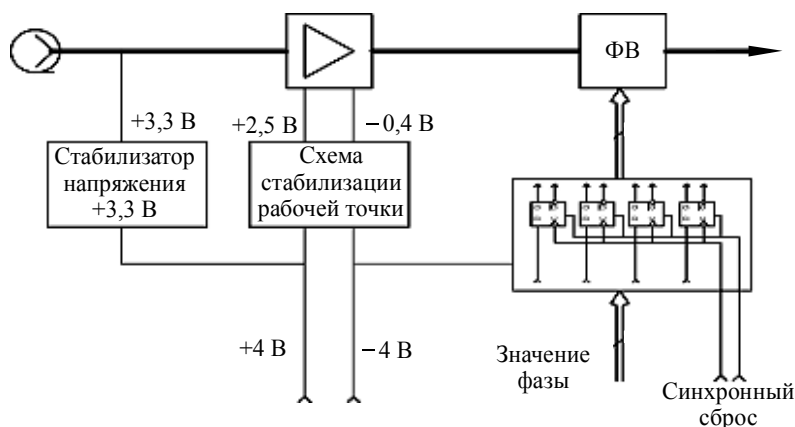


Рис.4. Структурная схема канала приемного модуля

Блок управления и питания приемного модуля осуществляет установку значения фазы в каждом канале в соответствии с поступающей с компьютера управляющей информацией. Формирование управляющей информации осуществляется средствами специального программного обеспечения, созданного для управления данным макетом. На рис.5 представлена схема блока управления и питания проектируемой АФАР.

Измеренные значения коэффициентов усиления каналов модуля с учетом омических потерь в 8-канальном сумматоре находятся в диапазоне $\sim 2,5\text{--}5$ дБ в зависимости от значения задаваемой фазы во всем рабочем диапазоне частот. Практически это означает, что диапазон разброса потерь ФВ составляет $\sim 2,5$ дБ в этом диапазоне. При этом значение коэффициента шума одного канала модуля составляет $\sim 2\text{--}2,5$ дБ.

Экспериментально реализованный блок 8-канального приемного модуля АФАР представлен на рис.6. На СВЧ-входах приемного модуля использовались SMA-разъемы типа SPC 12581. В качестве выходного разъема на этапе проверки и настройки блока использовался такой же разъем. Для рабочего состояния, когда к выходу 8-канального модуля непосредственно подсоединялся конвертер с волноводным входом, разъем SPC 12581 заменяется на специально разработанный для этих целей полосково-волноводный переход. Данный переход имеет измеренное значение коэффициента стоячей волны (КСВН) $K_{cmv} < 1,2$ во всем рабочем диапазоне частот.

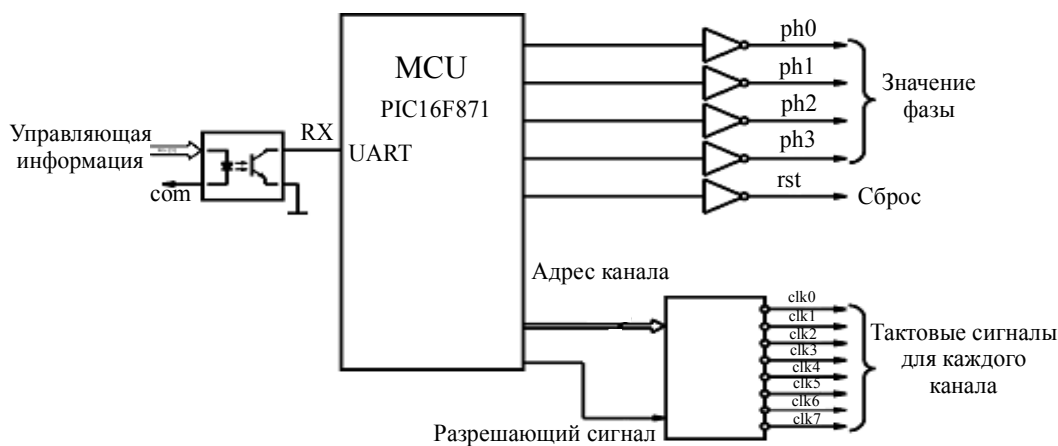


Рис.5. Блок управления приемного модуля АФАР

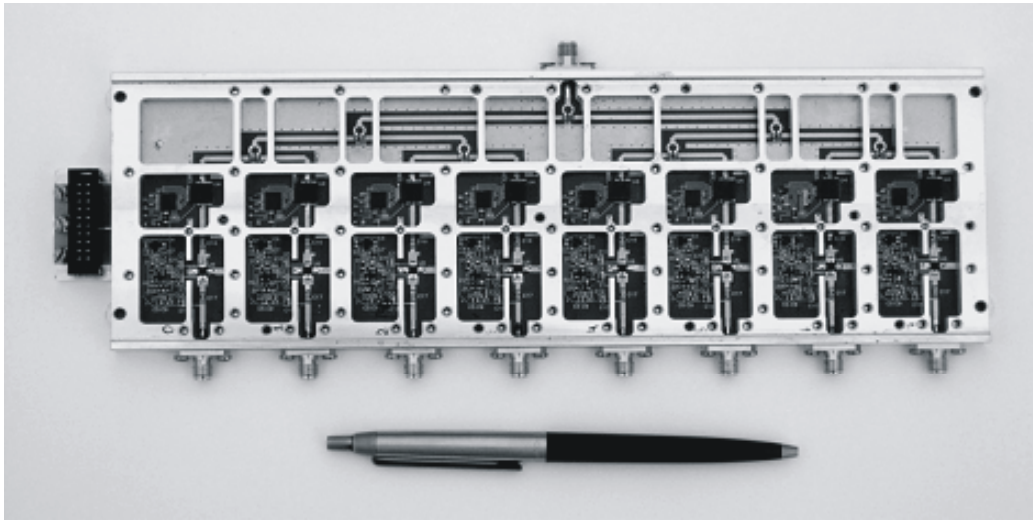


Рис. 6. Блок 8-канального приемного модуля АФАР

Энергетика приемной АФАР. Энергетический потенциал спроектированной АФАР определяется ее чувствительностью $G/T_{эфф}$ ($G \sim 22$ дБ). Параметр $T_{эфф}$ спроектированной АФАР рассчитывается по формулам (1), (2). Значения входящих в них параметров рассчитаны при проектировании или измерены в процессе макетирования. Расчеты проводятся относительно МШУ₁, находящегося в активной схеме суммирования. Значения параметров K_y и $K_{ш}$ измерены на этапе макетирования и составляют ~ 11 и ~ 1 дБ соответственно. Омические потери 4-канального сумматора на входе МШУ₁ составляют $\sim 0,4$ дБ. Суммарные потери L от выхода МШУ₁ до входа конвертера складываются из омических потерь в 2-канальном сумматоре излучателя, соединительном кабеле между излучателем и каналом приемного модуля, СВЧ-разъемах (в сумме эта величина ~ 1 дБ) и коэффициента шума по входу 8-канального приемного модуля ($\sim 2,5$ дБ). Значение суммарных потерь L составляет $\sim 3,5$ дБ. Из формулы (2) $K_{ш\Sigma} \sim 1,9$ дБ. Подставив это выражение в формулу (1), получим оценочное значение параметра $T_{эфф} \sim 160$ К (~ 22 дБ·К).

Таким образом, энергетический потенциал спроектированной приемной АФАР удовлетворяет требованиям технического задания на данную разработку ($G/T_{эфф} \sim 0$).

Итак, спроектированная излучающая апертура АФАР позволяет осуществлять эффективное электронное сканирование в угломестном секторе углов ~ 30 – 60° . С целью минимизации потерь в излучающей апертуре используется активная схема суммирования с интеграцией МШУ и излучателей на одной СВЧ-подложке. Восемь активных каналов с фазовращателями, устройством управления и 8-канальный сумматор объединены в единый моноблок для минимизации массо-габаритных характеристик всей АФАР. Изготовлен опытный образец АФАР и испытан в натуральных условиях для приема спутникового телевидения в Южной Корее. Проведенные испытания узлов, блоков и всей АФАР показали высокую эффективность разработки, которая может использоваться в качестве мобильной АФАР для приема спутникового телевидения.

Литература

1. **Чистюхин В.В.** Излучающая апертура АФАР *Ku*-диапазона для приема спутникового телевидения // Изв. вузов. Электроника. – 2006. – № 1. – С. 41–46.
2. **Чистюхин В.В.** Особенности проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования // Изв. вузов. Электроника. – 2005. – № 3. – С. 80–87.
3. **Albert I., Raguenet G., Chane H.** The Stentor Active Antenna: Design, Performances and Measurement Results // IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Techn (14–17 Oct. 2003). – Boston, Massachusetts USA, 2003. – P. 52–58.
4. **Brukiewa T., Jenabi M., Payne K., Foote M.** Demonstration of an X/Ku Band Multi-Link Antenna System for CDL Communications // IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Techn (14–17 Oct. 2003). – Boston, Massachusetts USA, 2003. – P. 405–411.

Чистюхин Виктор Васильевич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой микроэлектронных радиотехнических устройств и систем (МРТУС) МИЭТ. *Область научных интересов:* антенно-фидерные устройства.

Сизов Владимир Иванович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры МРТУС МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая обработка сигналов.

Лялин Константин Сергеевич – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры МРТУС МИЭТ. *Область научных интересов:* антенно-фидерные устройства.

Викторов Юрий Сергеевич – инженер-электроник кафедры МРТУС МИЭТ. *Область научных интересов:* антенно-фидерные устройства.

Семенов Александр Владимирович – инженер кафедры МРТУС МИЭТ. *Область научных интересов:* приемо-передающие устройства СВЧ-диапазона.

Адаптивные фильтры на основе последовательных лестничных RLS-алгоритмов с априори ошибками

В.И.Джиган

ГУП НПО «ЭЛВИС» (г. Москва)

Рассмотрены вычислительные процедуры лестничных быстрых RLS-алгоритмов, базирующиеся на вычислении априори ошибок линейного предсказания и моделирования. В алгоритмах используется скользящее окно и (или) динамическая регуляризация корреляционной матрицы адаптивного фильтра. Приведены структуры адаптивных фильтров, использующих такие алгоритмы. Данные алгоритмы ориентированы на обработку нестационарных сигналов в приложениях, не требующих вычисления весовых коэффициентов адаптивного фильтра в явном виде, где выходным сигналом является лишь сигнал ошибки фильтра.

В настоящее время в оборудовании радиотехнических систем широко используются различные устройства на базе адаптивных фильтров [1]. В основе работы большинства таких фильтров находится адаптивный алгоритм по критерию наименьшего среднеквадратического отклонения (Least Mean Square, LMS) [2], который имеет наименьшую арифметическую сложность среди других алгоритмов адаптивной фильтрации ($2N$ арифметических операций на одну итерацию, где N – число весовых коэффициентов фильтра). В работе [3] было показано, что данный алгоритм можно рассматривать как упрощенный вариант более сложного и более эффективного рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) [4], что является одним из объяснений более низкой эффективности LMS-алгоритма по сравнению с RLS-алгоритмами.

RLS-алгоритмы – это наиболее эффективные алгоритмы адаптивной фильтрации. Они обеспечивают меньшую длительность переходного процесса и меньшие значения ошибок в установившемся режиме по сравнению с LMS-алгоритмом. Сложность RLS-алгоритмов равна $O(N^2)$ арифметических операций, необходимых для выполнения одной итерации, или $O(N)$ операций в вычислительно эффективных (быстрых) версиях. Это объясняет меньшую популярность RLS-алгоритмов с вычислительной точки зрения по сравнению с LMS-алгоритмом, сложность которого в 3,5 раза меньше сложности самых простых быстрых RLS-алгоритмов: Fast a Posteriori Error Sequential Technique (FAEST) и Fast Transversal Filter (FTF). RLS-алгоритмы также применяются на практике, поскольку их арифметическая сложность уже не является препятствием при реализации адаптивных фильтров, так как современные высокопроизводительные цифровые сигнальные процессоры [5] уже позволяют эффективно реализовывать сложные алгоритмы адаптивной фильтрации [6].

При обработке нестационарных сигналов арифметическая сложность RLS-алгоритмов увеличивается примерно в два раза за счет применения скользящего окна при оценке корреляционной матрицы входного сигнала адаптивного фильтра [7] или регуляризации этой матрицы [8, 9]. При одновременном использовании обоих приемов

эта сложность увеличивается в четыре раза. Такое увеличение арифметической сложности имеет место и в лестничных RLS-алгоритмах [10]. Применение скользящего окна известно лишь для нескольких разновидностей лестничных алгоритмов на основе QR-разложения матрицы входных сигналов адаптивного фильтра [11, 12]. Для других типов адаптивных лестничных алгоритмов применение скользящего окна в литературе не встречалось. Применение регуляризации или одновременно регуляризации и скользящего окна в таких алгоритмах также не известно.

Основные соотношения в лестничных RLS-алгоритмах. В настоящей работе рассматривается применение скользящего окна и регуляризации в лестничных RLS-алгоритмах на основе априори ошибок линейного предсказания и моделирования. Данные алгоритмы предназначены для одноканальных адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами $h_n(k)$ (рис.1). Адаптивные алгоритмы для фильтров с действительными весовыми коэффициентами являются частными случаями рассматриваемых алгоритмов. В адаптивных лестничных фильтрах отсутствует вычисление весовых коэффициентов в явном виде. Поэтому выходной сигнал $y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$, требующий знания вектора весовых коэффициентов $\mathbf{h}_N^H(k)$, в таких фильтрах в явном виде также не вычисляется. Здесь $\mathbf{x}_N(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+2), x(k-N+1)]^T$ – вектор входных сигналов адаптивного фильтра. Вектор весовых коэффициентов определяется как $\mathbf{h}_N(k) = [h(k), h(k-1), \dots, h(k-N+2), h(k-N+1)]^T$.

Примерами использования адаптивных фильтров, в которых выходным сигналом является лишь сигнал ошибки $\alpha(k) = d(k) - y(k)$, являются задачи подавления сигналов электрического или акустического эха. Существуют два основных типа лестничных адаптивных фильтров. Эти фильтры отличаются тем, что в процессе их работы вычисляются априори ошибки $\alpha(k)$ или апостериори ошибки $e(k) = d(k) - \mathbf{h}_N^H(k)\mathbf{x}_N(k)$.

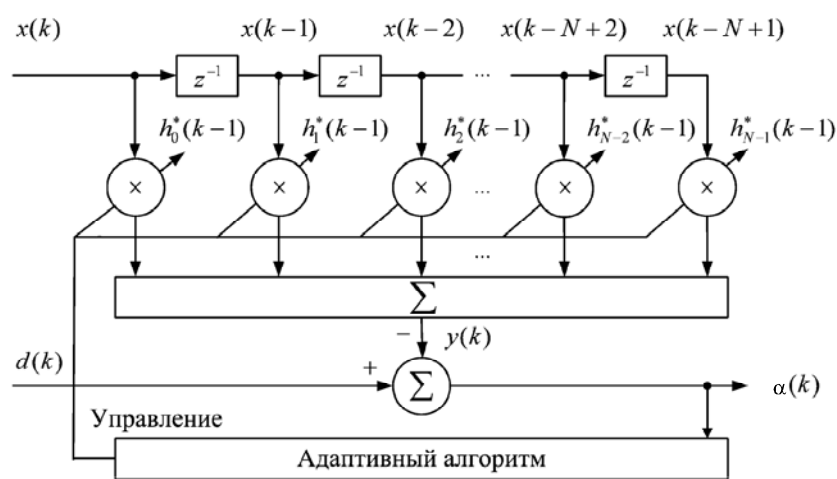


Рис.1. Адаптивный фильтр ($x(k)$ – текущее значение входного сигнала; $d(k)$ – требуемый сигнал; $y(k)$ – выходной сигнал адаптивного фильтра; $\alpha(k)$ – сигнал ошибки; k – индекс дискретного времени)

В большинстве случаев в качестве интересующего выходного сигнала адаптивного фильтра используется сигнал $\alpha(k)$. Рассматриваемые в настоящей работе RLS-алгоритмы также представляют собой несколько разновидностей лестничных алгоритмов на основе априори ошибок.

Решением задачи адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов является вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра $\mathbf{h}_N(k)$, который может быть получен с помощью последовательных или параллельных вычислительных процедур [4, 13] или с помощью вычислительных процедур лестничных RLS-алгоритмов [10]. В основе лестничных RLS-алгоритмов находятся формулы обратных корреляционных матриц размера $(N + 1)$ [14], которые справедливы для любого значения $n = 1, \dots, N$. Они позволяют вычислять векторы коэффициентов фильтров линейного предсказания как

$$\mathbf{a}_{n+1}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n(k) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{b}_n(k-1) \end{bmatrix} \Gamma_x^{f(n-1)}(k), \quad (1)$$

$$\mathbf{b}_{n+1}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{b}_n(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n(k) \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_x^{b(n-1)}(k), \quad (2)$$

где $\Gamma_x^{f(n)}(k) = -\Delta_x^{(n)}(k)/E_x^{b(n)}(k-1)$ и $\Gamma_x^{b(n)}(k) = -\Delta_x^{(n)*}(k)/E_x^{f(n)}(k)$ – коэффициенты отражения, $\Delta_x^{(n)}(k) = \lambda\Delta_x^{(n)}(k-1) + e_x^{b(n)}(k-1)\alpha_x^{f(n)*}(k)$, а $E_x^{f(n)}(k)$ и $E_x^{b(n)}(k)$ – энергии ошибок линейного предсказания. Параметр $(1 - 0,4/N) \leq \lambda \leq 1$ служит для экспоненциального взвешивания сигналов. При обработке нестационарных сигналов он обеспечивает возможность регулирования следящих свойств адаптивного фильтра в небольших пределах. Здесь и далее верхний индекс типа (n) служит для обозначения вычислений, связанных с изменением порядка фильтра как $n = 1, \dots, N$. Нижний индекс типа x означает вычисления, зависящие от сигнала $x(k)$. Верхние индексы f и b означают вычисления, относящиеся к линейному предсказанию вперед и назад (forward prediction и backward prediction), а символ $()^*$ означает операцию комплексного сопряжения переменной. С помощью уравнений (1) и (2) ошибки линейного предсказания определяются как

$$\alpha_x^{f(n+1)}(k) = \mathbf{a}_{n+2}^H(k-1)\mathbf{x}_{n+2}(k) = \alpha_x^{f(n)}(k) + \Gamma_x^{f(n)*}(k-1)\alpha_x^{b(n)}(k-1), \quad (3)$$

$$\alpha_x^{b(n+1)}(k) = \mathbf{b}_{n+2}^H(k-1)\mathbf{x}_{n+2}(k) = \alpha_x^{b(n)}(k-1) + \Gamma_x^{b(n)*}(k-1)\alpha_x^{f(n)}(k), \quad (4)$$

$$e_x^{f(n+1)}(k) = \mathbf{a}_{n+2}^H(k)\mathbf{x}_{n+2}(k) = e_x^{f(n)}(k) + \Gamma_x^{f(n)*}(k)e_x^{b(n)}(k-1), \quad (5)$$

$$e_x^{b(n+1)}(k) = \mathbf{b}_{n+2}^H(k)\mathbf{x}_{n+2}(k) = e_x^{b(n)}(k-1) + \Gamma_x^{b(n)*}(k)\alpha_x^{f(n)}(k). \quad (6)$$

Аналогично, априори и апостериори ошибки на выходе адаптивного фильтра (ошибки моделирования) определяются как

$$\alpha_x^{(n+1)}(k) = \alpha_x^{(n)}(k) + \Gamma_x^{(n)*}(k-1)\alpha_x^{b(n)}(k), \quad (7)$$

$$e_x^{(n+1)}(k) = e_x^{(n)}(k) + \Gamma_x^{(n)*}(k)e_x^{b(n)}(k), \quad (8)$$

где $\Gamma_x^{(n)}(k) = -D_x^{(n)}(k)/E_x^{b(n)}(k)$, $D_x^{(n)}(k) = \lambda D_x^{(n)}(k-1) + \alpha_x^{b(n)}(k)e_x^{(n)*}(k)$.

Таким образом, в лестничных алгоритмах вычисление ошибок $\alpha(k) = \alpha_x^{(N+1)}(k)$ и $e(k) = e_x^{(N+1)}(k)$ можно осуществить рекурсивно с помощью выражений (3)–(8) при изменении порядка фильтра n от 1 до N на каждой k -й итерации.

Коэффициенты отражения можно также вычислять рекурсивно с помощью следующих выражений:

$$\Gamma_x^{f(n)}(k) = \Gamma_x^{f(n)}(k-1) - e_x^{b(n)}(k-1)\alpha_x^{f(n+1)*} / E_x^{b(n)}(k-1),$$

$$\Gamma_x^{b(n)}(k) = \Gamma_x^{b(n)}(k-1) - e_x^{f(n)}(k)\alpha_x^{b(n+1)*}(k) / E_x^{f(n)}(k),$$

$$\Gamma_x^{(n)}(k) = \Gamma_x^{(n)}(k-1) - e_x^{b(n)}(k)\alpha_x^{(n+1)*}(k) / E_x^{b(n)}(k).$$

Алгоритмы, использующие такие вычисления, называются алгоритмами с обратными связями. Рассмотренные выражения могут быть также модифицированы за счет использования соотношений между априори или апостериори ошибками [4]: $e_x^{f(n)}(k) = \alpha_x^{f(n)}(k)\varphi_x^{(n)}(k-1)$, $e_x^{b(n)}(k) = \alpha_x^{b(n)}(k)\varphi_x^{(n)}(k)$, $e_x^{(n)}(k) = \alpha_x^{(n)}(k)\varphi_x^{(n)}(k)$, где $\varphi_x^{(n+1)}(k) = \varphi_x^{(n)}(k) \times [1 - \alpha_x^{b(n)*}(k)\alpha_x^{b(n)}(k)\varphi_x^{(n)}(k) / E_x^{b(n)}(k)]$ – отношение правдоподобия. В этом случае вместо априори и апостериори ошибок в лестничных RLS-алгоритмах могут использоваться только ошибки одного вида. Такие алгоритмы называются алгоритмами на основе априори ошибок.

В случае применения скользящего окна при оценке корреляционной матрицы адаптивного фильтра рассмотренные приемы необходимо применять дважды на каждой k -й итерации, что обусловлено конечной длиной (числом отсчетов обрабатываемых сигналов L) окна [4, 7]. При этом в вычислениях в первом случае участвуют сигналы $x_U(k) = x(k)$, $d_U(k) = d(k)$, а во втором случае – сигналы $x_D(k) = x(k-L)$, $d_D(k) = d(k-L)$, взвешиваемые с помощью параметра $\mu^{0,5} = \sqrt{\lambda^L}$.

Лестничные RLS-алгоритмы и структуры адаптивных фильтров на основе априори ошибок линейного предсказания и моделирования. Используя основные соотношения между переменными в быстрых RLS-алгоритмах с бесконечным и скользящим окнами [4, 7] и рассмотренные выше соотношения между переменными в лестничных алгоритмах, можно получить лестничный алгоритм на основе априори ошибок со скользящим окном, который приведен в виде последовательности вычислений в табл.1.

В табл.1 $\delta^2 \geq 0,01\sigma_x^2$ – параметр начальной регуляризации обращения корреляционной матрицы, где σ_x^2 – дисперсия входных сигналов адаптивного фильтра. При инициализации энергий ошибок линейного предсказания, как показано в первой строке табл.1, данный алгоритм математически эквивалентен соответствующим одноканальным вариантам RLS-алгоритмов [4, 7] со скользящим окном. Под эквивалентностью понимается одинаковое функционирование на каждой итерации в случае, если сравниваемые адаптивные фильтры имеют одинаковые параметры и обрабатывают одинаковые сигналы.

Лестничный RLS-алгоритм со скользящим окном,
с обратными связями на основе априори ошибок

| Вычисления | Ссылки |
|--|--------|
| <p>Инициализация : $E_{x_D}^{f(n)}(0) = \delta^2, E_{x_D}^{b(n)}(0) = \delta^2 \lambda^{n-1}, E_{x_U}^{b(n)}(0) = \delta^2 \lambda^{n-1},$ $\varphi_{x_U}^{(n)}(0) = 1, \varphi_{x_D}^{(n)}(0) = 1, \alpha_{x_U}^{b(n)}(0) = 0, \alpha_{x_D}^{b(n)}(0) = 0,$ $\Gamma_{x_D}^{f(n)}(0) = 0, \Gamma_{x_D}^{b(n)}(0) = 0, \Gamma_{x_D}^{(n)}(0) = 0, n = 1, 2, \dots, N$</p> | (1.0) |
| <p>for $k = 1, 2, \dots, K$ $\varphi_{x_U}^{(1)}(0) = 1, \alpha_{x_U}^{f(1)}(k) = x(k), \alpha_{x_U}^{b(1)}(k) = x(k), \alpha_{x_U}^{(1)}(k) = d(k)$</p> | (1.1) |
| <p>$\varphi_{x_D}^{(1)}(0) = 1, \alpha_{x_D}^{f(1)}(k) = x(k-L), \alpha_{x_D}^{b(1)}(k) = x(k-L), \alpha_{x_D}^{(1)}(k) = d(k-L)$ for $n = 1, 2, \dots, N$</p> | (1.2) |
| $E_{x_U}^{f(n)}(k) = \lambda E_{x_D}^{f(n)}(k-1) + \alpha_{x_U}^{f(n)}(k) \varphi_{x_U}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_U}^{f(n)*}(k)$ | (1.3) |
| $E_{x_U}^{b(n)}(k) = \lambda E_{x_D}^{b(n)}(k-1) + \alpha_{x_U}^{b(n)}(k) \varphi_{x_U}^{(n)}(k) \alpha_{x_U}^{b(n)*}(k)$ | (1.4) |
| $\alpha_{x_U}^{f(n+1)}(k) = \alpha_{x_U}^{f(n)}(k) + \Gamma_{x_D}^{f(n)*}(k-1) \alpha_{x_U}^{b(n)}(k-1)$ | (1.5) |
| $\alpha_{x_U}^{b(n+1)}(k) = \alpha_{x_U}^{b(n)}(k-1) + \Gamma_{x_D}^{b(n)*}(k-1) \alpha_{x_U}^{f(n)}(k)$ | (1.6) |
| $\alpha_{x_U}^{(n)}(k) = \alpha_{x_U}^{(n)}(k) + \Gamma_{x_D}^{(n)*}(k-1) \alpha_{x_U}^{b(n)}(k)$ | (1.7) |
| $\varphi_{x_U}^{(n+1)}(k) = \varphi_{x_U}^{(n)}(k) \left[1 - \alpha_{x_U}^{b(n)*}(k) \alpha_{x_U}^{b(n)}(k) \varphi_{x_U}^{(n)}(k) / E_{x_U}^{b(n)}(k) \right]$ | (1.8) |
| $\Gamma_{x_U}^{f(n)}(k) = \Gamma_{x_D}^{f(n)}(k-1) - \alpha_{x_U}^{b(n)}(k-1) \varphi_{x_U}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_U}^{f(n+1)*} / E_{x_U}^{b(n)}(k-1)$ | (1.9) |
| $\Gamma_{x_U}^{b(n)}(k) = \Gamma_{x_D}^{b(n)}(k-1) - \alpha_{x_U}^{f(n)}(k) \varphi_{x_U}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_U}^{b(n+1)*} / E_{x_U}^{f(n)}(k)$ | (1.10) |
| $\Gamma_{x_U}^{(n)}(k) = \Gamma_{x_D}^{(n)}(k-1) - \alpha_{x_U}^{b(n)}(k) \varphi_{x_U}^{(n)}(k) \alpha_{x_U}^{(n+1)*} / E_{x_U}^{b(n)}(k)$ | (1.11) |
| $E_{x_D}^{f(n)}(k) = E_{x_U}^{f(n)}(k) - \mu \alpha_{x_D}^{f(n)}(k) \varphi_{x_D}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_D}^{f(n)*}(k)$ | (1.12) |
| $E_{x_D}^{b(n)}(k) = E_{x_U}^{b(n)}(k) - \mu \alpha_{x_D}^{b(n)}(k) \varphi_{x_D}^{(n)}(k) \alpha_{x_D}^{b(n)*}(k)$ | (1.13) |
| $\alpha_{x_D}^{f(n+1)}(k) = \alpha_{x_D}^{f(n)}(k) + \Gamma_{x_U}^{f(n)*}(k) \alpha_{x_D}^{b(n)}(k-1)$ | (1.14) |
| $\alpha_{x_D}^{b(n+1)}(k) = \alpha_{x_D}^{b(n)}(k-1) + \Gamma_{x_U}^{b(n)*}(k) \alpha_{x_D}^{f(n)}(k)$ | (1.15) |
| $\alpha_{x_D}^{(n)}(k) = \alpha_{x_D}^{(n)}(k) + \Gamma_{x_U}^{(n)*}(k) \alpha_{x_D}^{b(n)}(k)$ | (1.16) |
| $\varphi_{x_D}^{(n+1)}(k) = \varphi_{x_D}^{(n)}(k) \left[1 + \mu \alpha_{x_D}^{b(n)*}(k) \alpha_{x_D}^{b(n)}(k) \varphi_{x_D}^{(n)}(k) / E_{x_D}^{b(n)}(k) \right]$ | (1.17) |
| $\Gamma_{x_D}^{f(n)}(k) = \Gamma_{x_U}^{f(n)}(k) + \mu \alpha_{x_D}^{b(n)}(k-1) \varphi_{x_D}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_D}^{f(n+1)*} / E_{x_D}^{b(n)}(k-1)$ | (1.18) |
| $\Gamma_{x_D}^{b(n)}(k) = \Gamma_{x_U}^{b(n)}(k) + \mu \alpha_{x_D}^{f(n)}(k) \varphi_{x_D}^{(n)}(k-1) \alpha_{x_D}^{b(n+1)*} / E_{x_D}^{f(n)}(k)$ | (1.19) |
| $\Gamma_{x_D}^{(n)}(k) = \Gamma_{x_U}^{(n)}(k) + \mu \alpha_{x_D}^{b(n)}(k) \varphi_{x_D}^{(n)}(k) \alpha_{x_D}^{(n+1)*} / E_{x_D}^{b(n)}(k)$ End for n End for k | (1.20) |

Структура одного каскада адаптивного фильтра, реализующего вычисление априори ошибок предсказания и моделирования в лестничных RLS-алгоритмах, приведена на рис.2, а полная структура фильтра – на рис.3. В таком фильтре вычисление коэффициентов отражения осуществляется в соответствии с уравнениями табл.1.

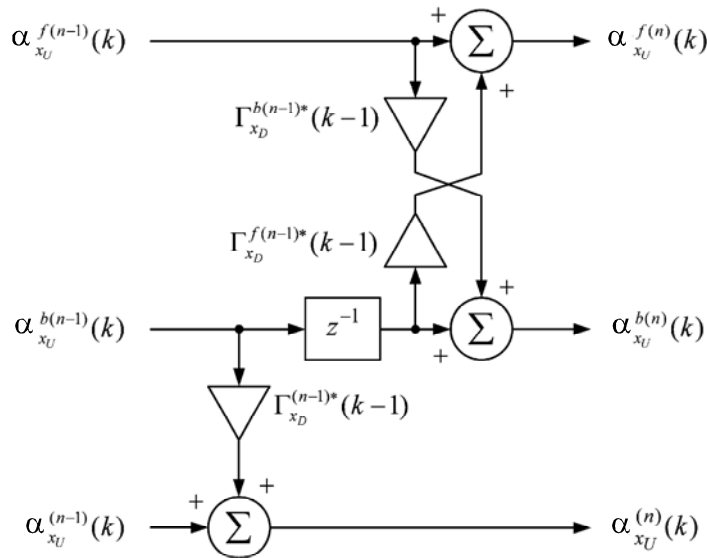


Рис.2. Структура каскада адаптивного лестничного фильтра на основе последовательных лестничных RLS-алгоритмов с априори ошибками

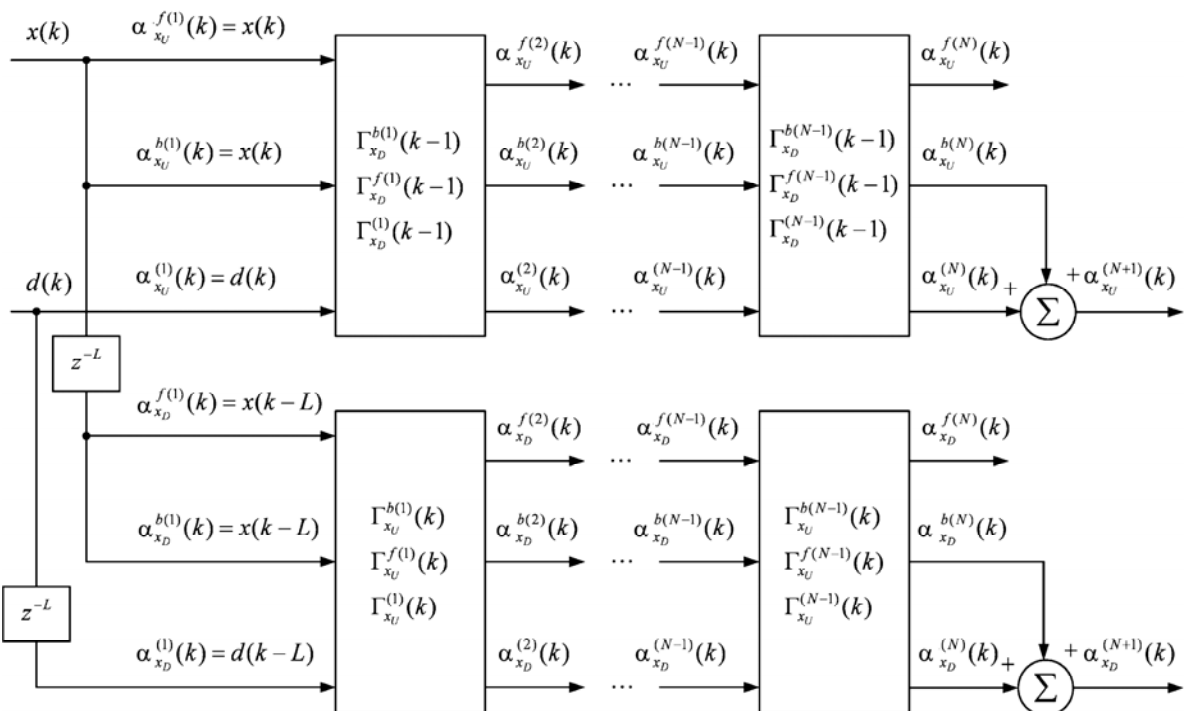


Рис.3. Адаптивный лестничный фильтр со скользящим окном

При обработке нестационарных сигналов корреляционная матрица адаптивного фильтра может быть плохо обусловленной, что приводит к неустойчивости любых RLS-алгоритмов. Динамическая регуляризация [4, 8, 9] позволяет сделать это обращение устойчивым. Регуляризация применима при оценке корреляционной матрицы на бесконечном и скользящих окнах. В качестве сигнала регуляризации применяется искусственный сигнал [8] с амплитудой ξ . Значение параметра динамической регуляризации ξ^2 определяется аналогично значению параметра начальной регуляризации δ^2 .

Алгоритм (см. табл.1) может быть использован и в случае применения регуляризации в лестничном алгоритме с бесконечным окном. При этом $x_D(k) = p_U(k) = \xi p(k)$, $d_D(k) = 0$, в уравнениях (1.12), (1.13) операцию « $-\mu \times$ » необходимо заменить на « $+1 \times$ », а в уравнениях (1.17)–(1.20) операцию « $+\mu \times$ » необходимо заменить на « $-1 \times$ ».

При использовании динамической регуляризации в алгоритмах со скользящим окном вычислительные процедуры (см. табл.1 и 2) необходимо повторять два раза на каждой итерации. При этом во втором случае используются сигналы $x_U(k) = p_U(k) = \xi p(k)$, $d_U(k) = 0$, $x_D(k) = p_D(k) = \xi p(k-L)$ и $d_D(k) = 0$.

Лестничные алгоритмы принадлежат к классу быстрых RLS-алгоритмов, так как оценка их арифметической сложности равна $O(N)$. В целом арифметическая сложность лестничных RLS-алгоритмов больше, чем других быстрых RLS-алгоритмов. Однако известно, что лестничные алгоритмы являются стабильными [10], что дает им право на существование. Оценка арифметической сложности (числа операций, пропорциональных числу весовых коэффициентов адаптивного фильтра N за одну итерацию) лестничного алгоритма (см. табл.1) равна $32N$ операциям умножения, $18N$ операциям сложения и $4N$ операциям деления. Это в два раза больше числа арифметических операций аналогичных алгоритмов с бесконечным окном. При использовании динамической регуляризации в алгоритмах с бесконечным окном арифметическая сложность совпадает со сложностью алгоритма (см. табл.1), а при использовании регуляризации в алгоритмах со скользящим окном арифметическая сложность увеличивается в два раза по сравнению со сложностью алгоритма. Это цена, которую приходится платить за возможность обработки нестационарных сигналов.

Результаты моделирования. В [4] была продемонстрирована эффективность применения скользящего окна и регуляризации корреляционной матрицы адаптивного фильтра при обработке нестационарных сигналов в задаче идентификации. Аналогичные результаты справедливы и в случае применения лестничных фильтров, поскольку рассмотренные алгоритмы и соответствующие им одноканальные варианты алгоритмов [4] являются математически эквивалентными.

На рис.4 (в двух разных масштабах) приведены результаты сравнительного моделирования трех разновидностей лестничных алгоритмов и трех разновидностей быстрых RLS-алгоритмов [4], известных как стабилизированный FAEST-алгоритм, быстрый алгоритм Калмана (Fast Kalman, FK) и FTF-алгоритм для случая скользящего окна. Моделирование проводилось в арифметике с плавающей точкой. Рассматривалась задача идентификации одноканального адаптивного линейного фильтра с $N=32$. Сигнал $x(k)$ представлял собой белый шум, а сигнал $d(k)$ – свертку сигнала $x(k)$ с идентифицируемым импульсным откликом с числом весовых коэффициентов $N=32$ при отсутствии аддитивного шума на входе $d(k)$. На рис.4 приведены значения параметра

Echo Return Loss Enhancement (ERLE) $ERLE(k) = 10 \lg \left(\frac{\sum_{i=k-B+1}^k d^2(i)}{\sum_{i=k-B+1}^k \alpha^2(i)} \right)$, который

используется как один из показателей качества алгоритмов адаптивной фильтрации в задачах идентификации. В рассматриваемых примерах число отсчетов B и L равнялось 256.

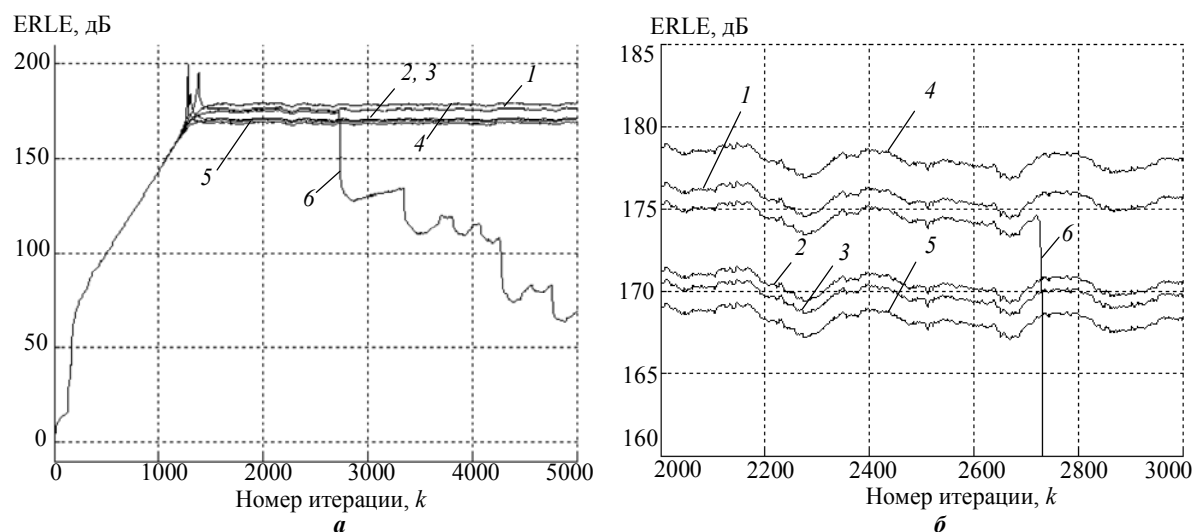


Рис.4. ERLE: *a* – на всем интервале наблюдения; *б* – на ограниченном интервале наблюдения (в крупном масштабе): 1 – лестничный RLS-алгоритм априори ошибок без обратных связей; 2 – лестничный RLS-алгоритм априори ошибок с обратными связями (см. табл.1); 3 – лестничный алгоритм на основе QR-разложения; 4 – стабилизированный FAEST-алгоритм; 5 – FK-алгоритм; 6 – FTF-алгоритм

При одинаковом числе весовых коэффициентов идентифицируемого импульсного отклика и адаптивного фильтра N на входе адаптивного фильтра $d(k)$ отсутствует аддитивный шум, вызванный рассогласованностью длин указанных импульсных откликов. В этом случае достижимое значение параметра ERLE в установившемся режиме ограничено лишь ошибками округления в процессе работы алгоритма. Из рис.4 следует, что в данном эксперименте достижимое значение параметра ERLE в случае лестничных алгоритмов сравнимо со значением этого параметра в стабилизированной версии FAEST-алгоритма, что косвенно подтверждает хорошие численные свойства лестничных алгоритмов: стабильность и малые ошибки округления. FTF-алгоритм в рассмотренном эксперименте после примерно 2700 итераций становится нестабильным.

Таким образом, в работе приведены вычислительные процедуры лестничных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации с обратными связями на основе априори ошибок, полученные для случая использования скользящего окна при оценке корреляционной матрицы обрабатываемых сигналов. Также показано как эти алгоритмы могут быть модифицированы при использовании бесконечного окна и регуляризации корреляционной матрицы, а также при использовании регуляризации корреляционной матрицы в случае скользящего окна. Рассмотренные в работе лестничные алгоритмы являются результатом дальнейшего развития прикладной библиотеки алгоритмов и программ адаптивной фильтрации [6]. Модульная структура фильтров (см. рис.2 и 3) обеспечивает их эффективную программную и аппаратную реализацию. Лестничные RLS-алгоритмы могут применяться в любых приложениях адаптивных фильтров, где в качестве интересующего выходного сигнала используется лишь сигнал ошибки моделирования.

Литература

1. Adaptive signal processing: applications to real-world problems / *Ed. J.Benesty, Y.Huang*. – Berlin, Heidelberg, NY, Springer-Verlag, 2003. – 356 p.
2. *Widrow B.* Thinking about thinking: the discovery of the LMS algorithm – DSP history // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 2005. – Vol. 22, № 1. – P. 100–106.
3. *Джиган В.И., Солохина Т.В., Петричкович Я.Я.* Подавление электрического эха на базе контроллеров «МУЛЬТИКОР» // *Электроника: Наука, Технологии, Бизнес*. – 2004. – № 8. – С. 26–33.
4. *Джиган В.И.* Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // *Успехи современной радиоэлектроники*. – № 11. – 2004. – С. 48–77.
5. *Петричкович Я.Я., Солохина Т.В.* Цифровые сигнальные контроллеры «МУЛЬТИКОР» – новые отечественные серии систем на кристалле // Докл. 6-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA–2004)» (Москва, 31 марта – 2 апреля 2004 г.). – 2004. – Том 1. – С. 8–15.
6. *Джиган В.И.* Оценка эффективности реализации алгоритмов адаптивной фильтрации на базе «систем на кристалле» серии «МУЛЬТИКОР» // *Материалы докл. Всероссийской науч.-техн. конф. «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем» (МЭС–2005)* (Москва, 11 – 14 октября 2005 г.). – Москва, 2005. – 8 с.
7. *Djigan V.I.* Unified approach to the fast time recursive least square adaptive filtering algorithms development // *Proc. of the 3-rd Intern. Conf. on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM–97)* (Voronezh, 26 – 29 May 1997). – Voronezh, 1997. – Vol. 3. – P. 33–42.
8. *Gay S.L.* Dynamically regularized fast RLS with application to echo cancellation // *Proc. of the Intern. Conf. on Acoustic Speech and Signal Processing*. – Atlanta, USA. – 1996. – P. 957–960.
9. *Джиган В.И.* Быстрый многоканальный RLS-алгоритм с регуляризацией и стабилизацией // *Изв. вузов. Электроника*. – 2004. – № 1. – С. 83–90.
10. *Haykin S.* Adaptive filter theory. – 4-th ed. – Prentice Hall, 2001. – 936 p.
11. *Zhao K., Ling F., Lev-Ari H., Proakis J.G.* Sliding window order-recursive least-squares algorithms // *IEEE Trans. Signal Processing*. – 1994. – Vol. 42. – № 8. – P. 1961–1972.
12. *Baykal B., Constantinides A.G.* Sliding window adaptive fast QR and QR-lattice algorithms // *IEEE Trans. Signal Processing*. – 1998. – Vol. 46. – № 11. – P. 2864–2876.
13. *Djigan V.I.* RLS adaptive filtering algorithms based on parallel computations // *Radioengineering: Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committers*. – 2005. – Vol. 14. – № 3. – P. 28–36.
14. *Zelniker G., Taylor F.J.* Advanced digital signal processing: theory and applications. – NY: Marcel Dekker, Inc., 1994. – 666 p.

Джиган Виктор Иванович – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ГУП НПЦ «ЭЛВИС» (г. Москва). *Область научных интересов:* адаптивная обработка сигналов, цифровая обработка речи, цифровая передача данных.

Маршрут автоматизированного проектирования радиоприемных устройств цифровых сигналов

А.С.Меркутов

Владимирский государственный университет

Рассмотрен маршрут автоматизированного проектирования радиоприемного устройства цифровых сигналов с применением современных САПР. Проведена эффективная оценка наиболее важных технических параметров приемника с использованием методов линейного и нелинейного анализа. Показаны возможности реализации универсальных приемников прямого преобразования сигналов УКВ-диапазона на основе выпускаемых промышленностью интегральных схем.

В настоящее время интенсивно развиваются технические средства аналоговой и цифровой связи. Основные тенденции этого процесса: использование сложных видов модуляции; миниатюризация приемных и передающих устройств; снижение мощности потребления; реализация аналоговых и цифровых трактов в одном кристалле; внедрение новых стандартов систем беспроводной связи; широкое использование алгоритмических методов цифровой обработки сигналов и их реализация на базе цифровых сигнальных процессоров. Решить комплекс сложных научно-технических задач, возникающих в процессе разработки устройств приема и обработки информации, в настоящее время не представляется возможным без использования систем автоматизированного проектирования (САПР), позволяющих не только значительно снизить сроки проектирования и материальные затраты, но и получить более высокие качественные характеристики.

В настоящей работе рассмотрены основные этапы автоматизированного проектирования радиоприемного устройства (РПУ) цифровых сигналов с фазовой модуляцией типа QPSK, варьируемой скоростью цифрового потока 30–120 кБод и работающего в диапазоне частот 300–500 МГц. Процесс проектирования РПУ с применением САПР Advanced Design System (ADS) [1] реализован в виде последовательности шагов.

Выбор структурной схемы РПУ. Для реализации РПУ выбрана архитектура прямого преобразования сигналов (ППС), которая используется в последнее время, в связи с разработкой ИС, реализующих основные функции обработки сигнала как в радиочастотных, так и низкочастотных трактах [2]. С использованием таких ИС можно эффективно решить задачу приема цифровых сигналов с различными типами модуляции и скоростью передачи данных. Для приемников с архитектурой ППС характерно следующее: исключение проблемы фильтрации зеркальной частоты, необходимость использования только одного локального генератора в качестве гетеродина, что минимизирует количество источников фазовых шумов в РПУ, малый потребляемый ток и габариты. В то же время различные побочные эффекты могут приводить к образованию паразитных постоянных напряжений в квадратурных сигналах, появляющихся, например, вследствие интерференции либо офсетных смещений токов и напряжений на входах операционных усилителей, которые обеспечивают фильтрацию базовой полосы сигнала перед цифровой обработкой в демодуляторе.

Выбор основных элементов схемы и параметризация их моделей. При проектировании РПУ использовалась интегральная элементная база, компоненты которой при проведении моделирования представлялись в виде линейных и нелинейных функциональных блоков. Модель аналоговых трактов приемника ППС приведена на рис. 1.

Два включенных на входе фильтра нижних и верхних частот (S2 и S1), зарегистрированные в библиотеке САПР ADS, полностью соответствуют по параметрам компонентам фирмы «Mini-Circuits» (SLP-550, PHP-250) и обеспечивают выделение полосы частот в диапазоне 300–500 МГц. Малошумящий усилитель AMP1 параметризован в соответствии со следующими данными на микросхему SGA-2486 фирмы Sirenza: точка компрессии по выходу P1db = 8,5 дБ, точка интермодуляции 3-го порядка по выходу OIP3 = 20 дБм, коэффициент шума $K_{ш} = 2,7$ дБ, коэффициент передачи $K_{п} = 20$ дБ. Элементы ATTEN1, ATTEN2 моделировали работу управляемых аттенуаторов HRF-AT4511 фирмы «Honeywell», обеспечивающих регулировку коэффициента затухания в диапазоне 0,7–15 дБ каждый. Функциональная схема аналогового квадратурного демодулятора RF2721 фирмы «RF Micro Devices» моделировалась включением фазовращающего звена PS1 и двух смесителей (MIX3, MIX2) со следующими параметрами: $K_{п} = 14$ дБ, $K_{ш} = 15$ дБ, OIP3 = 10 дБм, точкой интермодуляции 2-го порядка OIP2 = 30 дБм. Макромодели X3, X4 включают в себя аналоговые фильтры нижних частот, реализованные на операционных усилителях серий OP484, AD8606 фирмы «Analog Devices», в которых осуществляется фильтрация базовой полосы принимаемого QPSK-сигнала и подавление паразитных постоянных составляющих в квадратурных каналах. Макромодели X5, X6 реализуют функции основного усиления (операционные усилители AD8606) и его регулировку. При формировании моделей этих компонент учтены все наиболее важные параметры, отражающие частотные, шумовые и динамические свойства (полоса единичного усиления, коэффициент нелинейных искажений, офсетные смещения тока и напряжения на входе, спектральные плотности источников шумового тока и напряжения).

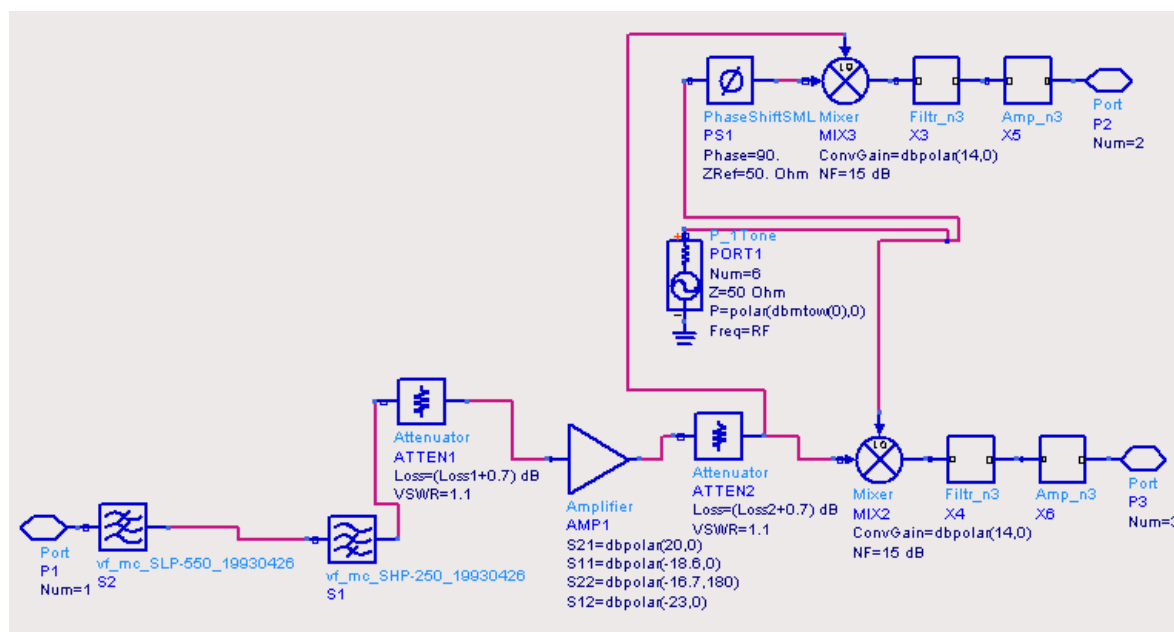


Рис. 1. Модель РПУ в среде САПР ADS

Этап моделирования, связанный с использованием линейных видов анализа в частотной области. В ходе исследований использовались малосигнальные методы анализа схемы в частотной области. Точность полученных результатов определялась адекватностью заданных параметров моделей компонент в требуемом частотном диапазоне. На этом этапе решались такие задачи, как верификация характеристик библиотечных моделей компонент; определение амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик (АЧХ и ФЧХ), коэффициента шума высокочастотного тракта; выбор структуры активных фильтров нижних частот и оптимизация их частотных характеристик; оптимизация коэффициентов усиления квадратурных трактов в базовой полосе частот для получения необходимого размаха напряжений на входах цифрового демодулятора.

Из рассчитанных характеристик блока преселекторных фильтров установлено, что потери в центральной части рабочей полосы частот РПУ составили приблизительно 1,5 дБ и монотонно возрастали до 2,0 дБ к краям диапазона, а частотная зависимость группового времени запаздывания была практически равномерна – ее всплески наблюдались далеко за пределами рабочего диапазона.

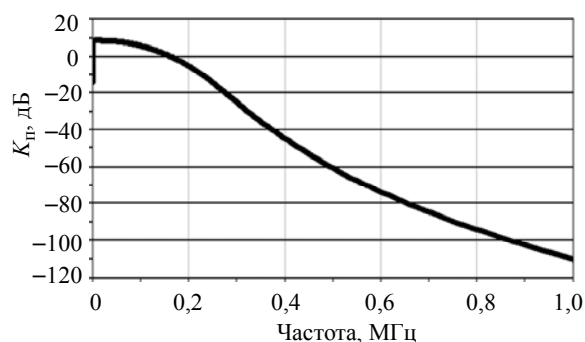


Рис.2. АЧХ активного фильтра базовой полосы

На рис.2 приведена АЧХ квадратурного тракта фильтрации, реализующего чебышевскую передаточную функцию на четырех операционных усилителях. Неравномерность в полосе пропускания 60 кГц не превышает 0,5 дБ, а подавление на частоте соседнего канала при отстройке 800 кГц было получено не менее 90 дБ. При решении задачи проектирования активного фильтра использовался градиентный метод оптимизации.

Этап моделирования, связанный с применением нелинейных методов анализа установившихся режимов. Данный этап выполнен с использованием метода гармонического баланса (ГБ) [3], который широко используется в последнее время в современных САПР для проведения спектрального анализа нелинейных радиоустройств. С применением данного метода решались такие задачи, как покаскадная и сквозная оценка динамических характеристик РПУ, оценка точки компрессии динамической характеристики (P1dB), оценка точек интермодуляции 2-го и 3-го порядков (OIP2, OIP3), оценка сквозных АЧХ, ФЧХ и шумовых характеристик, оценка влияния прохождения паразитных сигналов в трактах РПУ, приближенная оценка избирательности РПУ по соседним и побочным каналам приема, определение отношения сигнал/шум на квадратурных выходах РПУ, необходимое для проектирования цифрового демодулятора.

Для исследования динамических и спектральных характеристик подготовлен схемный проект модели приемника ППС. Частота входного сигнала выбрана равной центральной частоте настройки приемника плюс смещение 10 кГц, чтобы предотвратить влияние эффекта блокировки по постоянному току, проявляющегося при нулевой промежуточной частоте; частота гетеродина принята равной частоте настройки РПУ. Расчет проводился при учете четырех гармоник по частоте сигнала и гетеродина. Ввиду большой размерности решаемой задачи на итерациях метода ГБ

использовался метод подпространств Крылова [4]. Результаты расчета напряжения на квадратурном выходе Q_{out} при изменении мощности входного P_{in} сигнала от -120 до -20 дБм показаны на рис.3. При проведении моделирования учитывалось включение трех звеньев автоматической регулировки усиления, которое обеспечивалось изменением коэффициентов ослабления в высокочастотных аттенюаторах и сопротивления обратной связи в операционных усилителях квадратурных трактов.

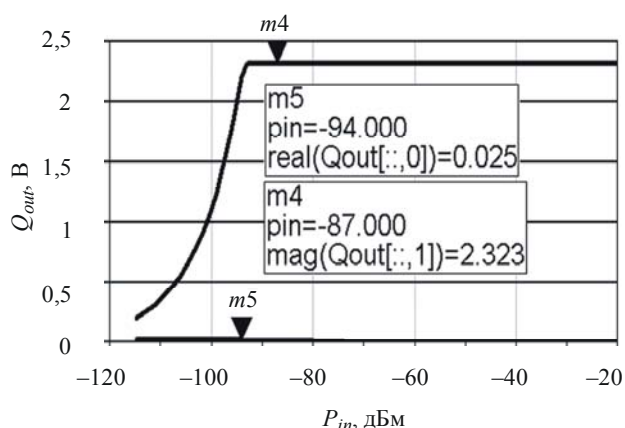


Рис.3. Оценка уровня сигнала и постоянной составляющей на выходе РПУ

Из результатов анализа видно, что амплитуда напряжения на выходе РПУ на частоте 10 кГц равна приблизительно 2,3 В (маркер $m4$), что удовлетворяет оптимальным режимам работы канальных аналого-цифровых преобразователей на входе демодулятора. По поведению зависимости уровня постоянного напряжения (маркер $m5$) можно сделать вывод, что он не превышает 25 мВ (около 1% амплитуды), что, как показали дальнейшие исследования, оказалось вполне достаточно для качественного восстановления цифрового сигнала с требуемым уровнем битовой ошибки 0,001.

Расчет коэффициента шума на квадратурном выходе РПУ проводился в нелинейном режиме при фиксированной мощности входного сигнала (-80 дБм) в диапазоне рабочих частот. Его значение не превысило 6 дБ и в дальнейшем использовалось для приближенной оценки чувствительности. При оценке шумовых характеристик учтены вклады всех функциональных блоков, активных сопротивлений, операционных усилителей, а также фазовых шумов в опорном генераторе.

Для приближенной оценки избирательности РПУ по соседнему и побочным каналам приема подготовлен проект для моделирования в режиме 2-частотного входного воздействия слабого уровня (-80 дБм). Исследование проводилось в режиме изменения частоты помехи, которая определялась величиной отстройки от принимаемого сигнала и варьировалась в диапазоне от 400 кГц до 12 МГц. Количество учитываемых гармоник по частоте сигнала, помехи и гетеродина в методе ГБ равно трем. В результате моделирования получено значение избирательности по соседнему каналу (отстройка от частоты сигнала составляет 800 кГц), равное 72 дБ. Избирательность по побочным каналам приема на частотах, соответствующих субгармоникам гетеродина, не превысила 80 дБ.

Этап исследований, связанный с использованием методов временного анализа. Основными методами проведения исследований РПУ на данном этапе являлись численное интегрирование системы схемных нелинейных уравнений и метод огибающей [4]. На этом этапе решались такие задачи, как оценка длительности переходных процессов в квадратурных трактах РПУ, определяющей его инерционность при изменении параметров сигнала; спектральный анализ модулированных сигналов в различных трактах РПУ; анализ временной зависимости информационного сигнала на выходе демодулятора и квадратурных сигналов; анализ чувствительности РПУ; исследование 2-сигнальной избирательности и режимов блокировки; оценка эффективности работы блоков фазовой и тактовой синхронизации в цифровом демодуляторе и оптимизация алгоритмов обработки сигналов.

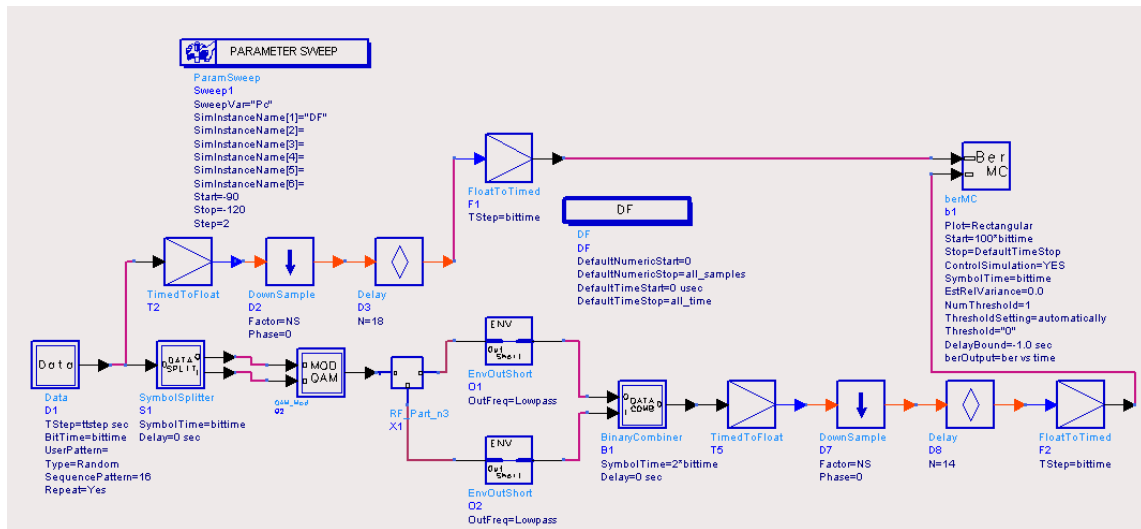


Рис.4. Схема проекта для оценки относительной битовой ошибки приема сигнала

Рассматриваемый этап проектирования заключается в проведении тестирования модели РПУ в режиме воздействия модулированного входного сигнала. Схема проекта для оценки значения относительной битовой ошибки приведена на рис.4. В состав модели включены следующие функциональные узлы: блок формирования модулированного QPSK-сигнала, макромодель аналоговой части приемника (см. рис.1), цифровой демодулятор с аналого-цифровыми преобразователями на входах, блок сравнения входного и выходного информационных битовых потоков и расчета относительной битовой ошибки.

При проведении исследований использовались метод огибающей и метод Гира с включенной опцией шумового анализа, которая позволила учесть все вклады от источников шума в процессе моделирования. Количество учитываемых гармоник по частоте сигнала и гетеродина для метода огибающей равно трем, что оказалось вполне достаточным для обеспечения сходимости решения при больших уровнях входной мощности.

Из рассчитанных зависимостей получены следующие значения чувствительности РПУ по уровню относительной битовой ошибки 0,001: -100 дБм, -106 дБм и -110 дБм при скорости цифрового потока соответственно 120, 60 и 30 кБод.

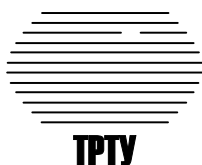
Таким образом, на основании результатов проведенных исследований и выбранной элементной базы разработан макет РПУ. Цифровой демодулятор QPSK-сигнала реализован на базе программируемой логической интегральной схемы XC2V250 серии Virtex 2. Экспериментальные исследования макета показали достаточно высокую эффективность предложенной методологии проектирования. Например, погрешность оценки чувствительности при скорости цифрового потока 30 кБод не превысила 1,5 дБ.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о перспективности разработки широкополосных мультистандартных радиоприемных устройств УКВ-диапазона на основе экономичных по стоимости и энергопотреблению структурных схем и технологий.

Литература

1. HP Advanced Design System. User's Guide, HP Part No. E8900-90078, January, 1999.
2. **Меркутов А.С.** Особенности использования приемников прямого преобразования сигналов в системах беспроводной мобильной связи // Методы и системы обработки информации: Сб. – Ч. 2. – М.: Горячая линия – Телеком. – 2004. – С. 34–39.
3. **Меркутов А.С.** Универсальный алгоритм спектрального анализа умножительных и смесительных каскадов // Информационные системы и технологии. Сб. – Владимир: ВлГУ. – 1997. – С. 12–17.
4. **Kundert K.** Introduction to RF simulation and its application // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1999. – Vol. 34, № 9. – P. 1298–1319.

Меркутов Александр Сергеевич – кандидат технических наук, докторант кафедры вычислительной техники Владимирского государственного университета. *Область научных интересов:* автоматизация проектирования радиоэлектронных устройств и систем, разработка методов моделирования нелинейных СВЧ-устройств, разработка и экспериментальное исследование радиоприемных устройств аналоговых и цифровых сигналов.



Десятая международная научная конференция и молодежная школа-семинар «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники» ПЭМ – 2006

24–29 сентября 2006 г. состоится *Десятая международная научная конференция и молодежная школа-семинар «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники» ПЭМ – 2006*. Конференция проводится в пансионате «Голубая даль» известного приморского климатического курорта Геленджик Краснодарского края.

Организаторы и спонсоры: Министерство образования и науки РФ; Государственный комитет по науке и технологиям Белоруссии; Российская академия наук; Южный научный центр РАН; Таганрогский государственный радиотехнический университет; Московский государственный институт электронной техники (технический университет); Фирма «ЛИМО» (Германия) и др.

Тематика секций: материалы электронной техники; микро- и наносистемная техника; микросхемотехника; нанoeлектроника; оптоэлектроника; проектирование приборов и микросхем; системы на кристалле; твердотельная электроника СВЧ; технология микро- и нанoeлектроники.

Адрес оргкомитета: 347928, Россия, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, 44, ТРТУ, ФЭП.

Тел.: (8634) 371767, 311584

E-mail: pem@fep.tsure.ru

Информация о представлении докладов и условиях участия в конференции размещена в Интернете: www.fep.tsure.ru/russian/conferenc/pem/conf.htm

Аналитическая аппроксимация дисперсии электромагнитных волн в волноводах с поперечно-неоднородным диэлектрическим заполнением

В.В.Комаров

Саратовский государственный технический университет

Предложен новый подход к приближенной оценке дисперсионных характеристик электромагнитных волн, распространяющихся в волноводах произвольного поперечного сечения с частичным диэлектрическим заполнением. Получены аналитические соотношения для расчета нормированной фазовой постоянной типов волн с нормальной дисперсией.

Составной частью многих электронных СВЧ-приборов высокого и среднего уровня мощности являются электродинамические элементы различного назначения и конфигурации: резонаторы, замедляющие системы, выходные тракты и т.д. В ряде случаев такие элементы снабжаются диэлектрическими включениями либо для придания им специальных свойств, как в гладких замедляющих системах, либо для расширения их функциональных возможностей, например увеличения широкополосности резонаторов. На диэлектрических подложках также формируются многофункциональные узлы пассивных микроволновых СВЧ-устройств [1].

Для расчета электродинамических характеристик линий передачи (ЛП) СВЧ с неоднородным диэлектрическим заполнением в настоящее время в основном применяются численные методы анализа: метод частичных областей [1], метод конечных элементов (МКЭ), метод конечных разностей и метод интегральных уравнений [2]. Их основной недостаток – необходимость построения специальных алгоритмов решения внутренней краевой задачи электродинамики и разработка программ, реализующих эти алгоритмы, что связано с затратами времени и ресурсов компьютерной памяти. В инженерной практике проектирования электродинамических систем с неоднородным диэлектрическим заполнением актуальным представляется поиск аналитических соотношений приближенного расчета, которые позволяют оперативно оценить тот или иной параметр. При этом возможны два пути решения этой задачи: статистический анализ уже полученных ранее экспериментальных или численных данных и применение приближенных численно-аналитических подходов – квазистатическое приближение (модель Олинера), метод эквивалентных схем (МЭС), метод возмущений и т.д. МЭС хорошо зарекомендовал себя для простых конфигураций волноводов и диэлектрических вставок. В частности, с его помощью можно рассчитать дисперсионные кривые некоторых типов волн неоднородных прямоугольных и круглых волноводов [3]. Однако аналитические соотношения, полученные с помощью МЭС, оказываются приемлемыми только для конкретных волноводов с определенным заполнением.

Цель настоящей работы – поиск более универсальных соотношений приближенного расчета фазовой постоянной β электромагнитных волн, распространяющихся в неоднородных ЛП СВЧ.

Электромагнитное поле в неоднородном волноводе. Распределение электромагнитного поля в поперечном сечении волновода с частичным диэлектрическим заполнением описывается уравнением Гельмгольца, решения которого должны удовлетворять граничным условиям Неймана и Дирихле на металлических стенках (для нормальных составляющих поля) и условию непрерывности на границе раздела сред (для тангенциальных составляющих поля). Для случая без потерь при $\mu = 1$ фазовая постоянная электромагнитной волны имеет вид:

в области диэлектрика

$$\beta_{\varepsilon}^2 = \omega^2 \varepsilon \mu_0 - \chi_{\perp \varepsilon}^2;$$

в области вне диэлектрика

$$\beta_{\varepsilon}^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \chi_{\perp w}^2,$$

где ω – круговая частота; ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемость вставки; ε_0, μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемость вакуума; $\chi_{\perp \varepsilon}$ и $\chi_{\perp w}$ – поперечное волновое число в двух рассматриваемых средах – диэлектрик и воздух.

Методом возмущений в работе [4] в приближении малых вариаций поля было получено обобщенное уравнение, которое тем не менее является достаточно точным, если заранее известны значения \mathbf{E} и \mathbf{H} возмущенного поля:

$$\beta_{\varepsilon} = \beta_w + \int_R (\varepsilon - 1) \mathbf{E}_{\varepsilon} \mathbf{E}_w^* dR \int_S \{ [\mathbf{E}_w^* \mathbf{H}_{\varepsilon}] + [\mathbf{E}_{\varepsilon} \mathbf{H}_w^*] \} dS,$$

где R и S – площади поперечного сечения диэлектрика и волновода соответственно; $\mathbf{E}_{\varepsilon}, \mathbf{H}_{\varepsilon}$ – векторы поля в волноводе с диэлектриком; $\mathbf{E}_w, \mathbf{H}_w$ – векторы поля в пустом волноводе; $\mathbf{E}_w^*, \mathbf{H}_w^*$ – комплексно-сопряженные составляющие поля для полого волновода.

Для расчета $\mathbf{E}_{\varepsilon}, \mathbf{H}_{\varepsilon}$ можно воспользоваться численными методами моделирования электромагнитных полей. При этом независимо от полученного решения для всей дисперсионной характеристики i -й моды в интервале $0 < \beta_{ni} < \varepsilon^{0.5}$, где $\beta_{ni} = \beta_{ic}/\omega$ – нормированная фазовая постоянная (коэффициент замедления); c – скорость света в свободном пространстве, различают область быстрых волн:

$$0 \leq \beta_{ni} < \sqrt{\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}} \quad (1)$$

и область медленных волн:

$$\sqrt{\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}} < \beta_{ni} \leq \sqrt{\varepsilon}. \quad (2)$$

В некоторых частных случаях β_{ni} может быть рассчитана аналитически. Например, в [5] это было сделано для основной волны прямоугольного волновода с диэлектрической вставкой в E -плоскости:

$$\sqrt{1 - \beta_{n1}^2} \operatorname{ctg} \left[\pi \sqrt{\varepsilon - \beta_{n1}^2} \frac{d}{\lambda} \right] = \sqrt{\varepsilon - \beta_{n1}^2} \operatorname{tg} \left[\pi \sqrt{1 - \beta_{n1}^2} \frac{a}{\lambda} \left(1 - \frac{d}{a} \right) \right], \quad (3)$$

где β_{n1} – фазовая постоянная низшей моды неоднородного прямоугольного волновода; d – толщина диэлектрической вставки; a – размер широкой стенки прямоугольного волновода; λ – длина волны.

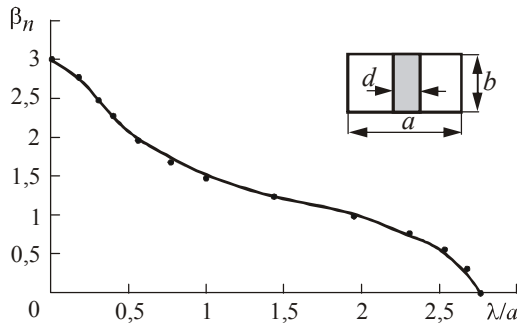


Рис. 1. Дисперсия волны основного типа в неоднородном прямоугольном волноводе: ———— аналитическое решение; ● — аппроксимация ($b/a = 0,5$; $d/a = 0,05$)

лом волноводе с диэлектрической втулкой при $2 \leq \epsilon \leq 36$; $0,05 \leq a/b \leq 0,8$, где a – внутренний радиус втулки, b – радиус круглого волновода. Аналитические соотношения для расчета β_n волны E_{01} , базирующиеся на МЭС, были взяты из [3]. Дополнительное тестирование численного и аналитического методов проведено для прямоугольного и круглого волноводов с однородным заполнением. В этом случае β_n определяется из известного выражения:

$$\beta_{ni} = \sqrt{\epsilon[1 - (\lambda_i / \lambda_{ci})]^2}, \tag{4}$$

где λ_{ci} – критическая длина волны i -й моды.

Дисперсия быстрых волн. Компьютерное моделирование зависимостей $\beta_{ni}(\lambda)$ для различных значений ϵ и коэффициента заполнения (d/a , a/b), а также распределений поля в поперечном сечении исследуемых волноводов показали относительно стабильный характер поведения собственных функций поля в области быстрых волн (1). При этом форма дисперсионной кривой в данной области во многом повторяет аналогичную характеристику электромагнитной волны в однородном волноводе (4), но вместо ϵ можно ввести другой параметр – так называемую эквивалентную диэлектрическую постоянную [7]:

$$\epsilon_e = \left(\frac{\lambda_{cp}}{\lambda_{cw}} \right)^2,$$

где λ_{cp} и λ_{cw} – критические длины волн частично заполненного и полого волновода. Тогда выражение (4) для коэффициента замедления быстрых волн будет иметь вид

$$\beta_{ni} = \sqrt{\epsilon_e[1 - (\lambda_i / \lambda_{ci})]^2}. \tag{5}$$

В некоторых случаях при $d/a > 0,6$ (прямоугольный волновод) и $a/b < 0,1$ (круглый волновод) соотношение (5) оказывается применимым не только в интервале (1), но и в области $0 \leq \beta_{ni} \leq \sqrt{0,5(\epsilon + 1)}$ [8].

Дисперсия медленных волн. В области медленных волн (2) ситуация в ряде случаев резко отличается от той, что наблюдалась в области быстрых волн. Электромагнитное поле начинает интенсивно «втягиваться» в диэлектрик, коэффициент замедления β_{ni} резко возрастает, стремясь к $\sqrt{\epsilon}$.

В настоящей работе проанализировано более ста дисперсионных кривых волн, распространяющихся в прямоугольном и круглом волноводах, частично заполненных диэлектриком. Для аппроксимации этих зависимостей было выбрано 11 функций [9], графики которых подобны кривым $\beta_{ni}(\lambda)$. Выбранные функции и области их определения приведены в таблице.

Аппроксимирующие функции для области медленных волн

| Функция | Область определения |
|---------------------------------|---------------------|
| 1. $y = (1-x)/(1+x^2)$ | $0 < x < 1$ |
| 2. $y = (0,5 + x^2)^{-1}$ | $0 < x < \infty$ |
| 3. $y = (1-x^2)^{-3}$ | $0 < x < 1$ |
| 4. $y = (1+x^2)^{-0,5}$ | $0 < x < \infty$ |
| 5. $y = (1+x^4)^{-1}$ | $0 < x < \infty$ |
| 6. $y = \exp(-x^2)$ | $0 < x < \infty$ |
| 7. $y = x^2 \cdot \exp(-x^2/4)$ | $2 < x < 5$ |
| 8. $y = \exp(1-x^2)$ | $0 < x < 2$ |
| 9. $y = (1+x)/\exp(x)$ | $0 < x < \infty$ |
| 10. $y = \exp(-\pi x^2/4)$ | $0 < x < \infty$ |
| 11. $y = \pi^{0,5}/\exp(x^2)$ | $0 < x < \infty$ |

Примечание: $y = \beta_n$; $x = \lambda/a$, a – определяющий размер волновода.

Далее методом наименьших квадратов установлены средние значения погрешности аппроксимации этими функциями дисперсионных зависимостей неоднородных прямоугольных и круглых волноводов. Исследования показали, что наибольшая точность приближения достигается для функции $y = (1 + x^2)^{-0,5}$. Однако с целью дополнительного снижения вычислительной погрешности для данной функции необходимо ввести еще два эмпирически подобранных параметра δ_1 и δ_2 . Первый параметр обеспечивает сдвиг функции по вертикальной оси, а второй – по горизонтальной. С учетом этого дополнения окончательно получим

$$\beta_{ni} = \delta_1 + \frac{\sqrt{\varepsilon} - \delta_1}{\sqrt{1 + \delta_2(\lambda_i/a)^2}} \tag{6}$$

Тестирование аналитических формул. Тестирование соотношений (5) и (6) для расчета быстрых (1) и медленных (2) электромагнитных волн в неоднородных ЛП СВЧ показало хорошее соответствие численных и аналитических данных. В качестве примера на рис.1 приведена полученная аналитически из (3), (5) и (6) дисперсионная кривая доминантной волны HE_1 в прямоугольном волноводе с тонкой диэлектрической вставкой ($\varepsilon = 9$). В области медленных волн эмпирические коэффициенты составили: $\delta_1 = 0,63$ и $\delta_2 = 6,88$.

Еще один пример тестирования дисперсии волны HE_{11} в круглом волноводе с диэлектрическим стержнем ($\varepsilon = 5$) показан на рис.2. Минимальная погрешность аппроксимации в интервале (2) достигнута при

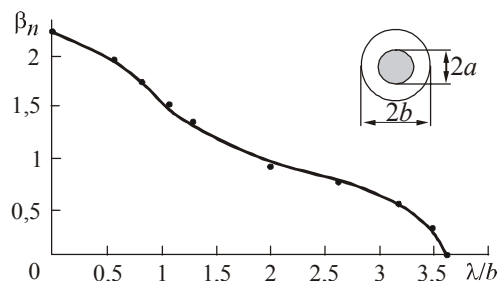


Рис.2. Дисперсия волны HE_{11} в неоднородном круглом волноводе: — аналитическое решение; ● – аппроксимация ($a/b = 0,2$)

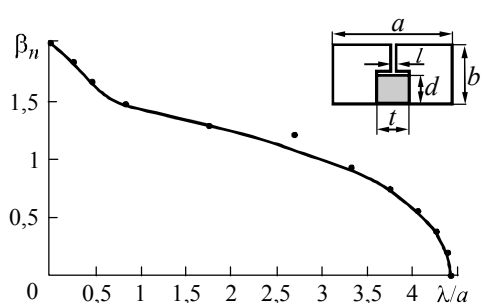


Рис.3. Дисперсия волны основного типа в неоднородном прямоугольном волноводе с Т-ребром: — метод конечных элементов; • — аппроксимация ($b/a = 0,5$; $l/a = 0,05$; $d/b = 0,3$; $t/a = 0,1$)

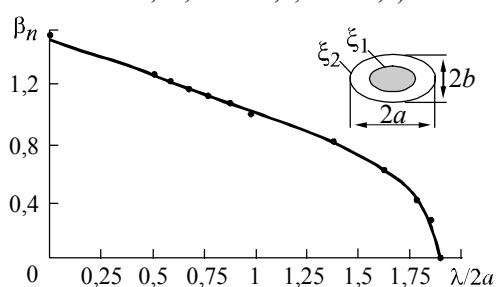


Рис.4. Дисперсия четной волны HE_{11} в неоднородном эллиптическом волноводе: — аналитическое решение; • — аппроксимация ($b/a = 0,76$; $\xi_1 = 0,92$; $\xi_2 = 0,648$)

$\delta_1 = -0,513$ и $\delta_2 = 0,716$. Результаты приближенного расчета сравнивались с точными аналитическими данными для случая нормальной дисперсии волны HE_{11} неоднородного круглого волновода, полученными в работе [10]. При аномальной дисперсии волны этого типа границы применения формулы (6) резко уменьшаются, а соотношение (5) вообще не выполняется.

Проверка полученных аналитических соотношений проводилась не только для стандартных ЛП, но и для волноводов сложного поперечного сечения. На рис.3 показана дисперсионная зависимость гибридной волны низшего типа в прямоугольном волноводе с Т-ребром и диэлектрической вставкой ($\epsilon = 4$) в емкостном зазоре, полученная МКЭ посредством алгоритма и программы, описанной в [6], а также с привлечением (5) и (6). Наилучшая аппроксимация численных данных в интервале (2) для данной модели имеет место при $\delta_1 = 1,09$ и $\delta_2 = 7,03$.

Расчет коэффициента замедления четной волны HE_{11} эллиптического волновода с диэлектрическим ($\epsilon = 2,26$) стержнем представлен на рис.4. Здесь $\xi_1 = 0,41$ и $\xi_2 = 1$ — эллиптические координаты, e_1 и e_2 — эксцентриситеты диэлектрического включения и волновода.

Базовые значения β_n для данной модели были найдены аналитически с помощью функций Матье в [11], а приближенные — также аналитически посредством (5) и (6). Значения эмпирических коэффициентов в формуле (6), полученные МНК, составили: $\delta_1 = 0,469$ и $\delta_2 = 2,754$.

Вычисления λ_{cp} и λ_{cw} в двух последних случаях (см. рис.3, 4) проводились МКЭ [6]. Анализ полученных результатов показывает, что в случае небольших значений коэффициента заполнения максимальная погрешность моделирования β_n с помощью (5) и (6) наблюдается на границе быстрых и медленных волн (см. рис.3).

Основным преимуществом соотношений (5) и (6) является их простота и универсальность: они применимы для приближенных расчетов β_n электромагнитных волн с нормальной дисперсией, имеющих отсечку и распространяющихся в ЛП произвольной конфигурации, частично заполненных диэлектриком. Однако, если приближение (5) можно использовать для моделирования дисперсии быстрых волн, предварительно установив лишь значения λ_{cp} и λ_{cw} , то применение (6) без априорной оценки эмпирических коэффициентов δ_1 и δ_2 приводит к неверному результату. Точно определить оба коэффициента можно только на основе уже полученных каким-либо методом дисперсионных кривых. Тем не менее, несмотря на столь серьезное ограничение, соотношение (6) оказывается полезным в случае, когда удастся найти зависимости δ_1 и δ_2 от размеров волноводов, заполнения и ϵ . Наиболее перспективным представляется использование (5) для ЛП с большим коэффициентом заполнения и низкой ϵ вставки, когда появляется возможность вычислить β_n не только быстрых, но и медленных волн на обширном участке дисперсионной характеристики.

В отличие от большинства численно-аналитических методов расчета неоднородных ЛП СВЧ, базирующихся на электродинамической теории распространения электромагнитных волн [12], предложенный подход является эмпирическим и более простым. В ряде случаев он демонстрирует достаточно высокую точность, особенно в области быстрых волн. Однако максимальная эффективность его реализации достигается лишь при использовании дополнительных инструментов анализа.

Литература

1. Микроэлектронные устройства СВЧ / *Г.И.Веселов, Е.Н.Егоров, Ю.Н.Алехин и др.* – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
2. *Григорьев А.Д., Силаев С.А.* Трехмерные математические модели волновых электромагнитных полей // Вестник МГУ. Сер. 3. Физика. Астрономия. – 1992. – Т. 33, № 3. – С. 20–33.
3. *Marcuvitz N.* Waveguide Handbook. – London: Peter Peregrinus, 1993. – 428 p.
4. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Энергия, 1967. – 375 с.
5. *Бергер М.Н., Капилевич Б.Ю.* Прямоугольные волноводы с диэлектриком. – М.: Советское радио, 1973. – 255 с.
6. *Коломейцев В.А., Комаров В.В., Хомяков С.В.* Моделирование нерегулярных волноведущих структур сложной конфигурации с неоднородным поглощающим заполнением // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45, № 12. – С. 1420–1425.
7. *Pramanic P., Bhartia P.* Accurate analysis equations and synthesis technique for unilateral finlines // IEEE Trans. – 1985. – Vol. MTT-33, № 1. – P. 24–30.
8. *Железняк А.Р., Коломейцев В.А.* Распределение электромагнитного поля в волноводах сложных сечений, частично заполненных поглощающим материалом // Радиотехника. – 1991. – № 1. – С. 71–73.
9. *Рыбасенко В.Д., Рыбасенко И.Д.* Элементарные функции: формулы, таблицы, графики. – М.: Наука, 1987. – 416 с.
10. *Веселов Г.И., Любимов Л.А.* К теории двухслойного диэлектрического волновода в цилиндрическом экране // Радиотехника и электроника. – 1963. – Т. 8, № 9. – С. 1530–1541.
11. *Rengarajan S.R., Lewis J.E.* Dielectric loaded elliptical waveguides // IEEE Trans. – 1980. – Vol. MTT-28, N 10. – P. 1085–1088.
12. *Гуреев А.В.* Обобщенная ортогональность направляемых волн и ее применения // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38, № 11. – С. 1977–1985.

Комаров Вячеслав Вячеславович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиотехники Саратовского государственного технического университета. *Область научных интересов* – вычислительная электродинамика, компьютерное моделирование и проектирование устройств СВЧ-техники, экспертная оценка пакетов прикладных программ численного моделирования электромагнитных полей.

МЕТОДЫ И ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЙ

УДК 621.315.592

Структура координатной системы контроля движущихся объектов

В.И.Дёмкин, Е.С.Макаров, В.Б.Никулин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрена координатная система, представляющая собой матрицу фотодатчиков УФ-излучения на основе нитрида алюминия AlN и пленочных датчиков излучения ИК-диапазона на основе последовательного соединения термопар.

Координатная система представляет собой комбинированную систему определения координат движущихся объектов. При этом рассматриваются различные способы расположения датчиков:

1. Элементы ИК- и УФ-диапазона располагаются в одной плоскости:
 - элементы располагаются в шахматном порядке;
 - ИК-элементы располагаются в матрице УФ-элементов по главным диагоналям;
 - строки или столбцы ИК- и УФ-элементов чередуются;
2. ИК- и УФ-элементы расположены в разных плоскостях (например, ИК-элементы над УФ-элементами или наоборот).

К достоинствам расположения ИК- и УФ-элементов в одной плоскости можно отнести: относительную простоту изготовления такой системы; возможность комбинирования элементов матрицы; совместное использование двух типов датчиков (например, термомагнитных датчиков ИК- и УФ-диапазона на основе AlN или $Al_xGa_{1-x}N$).

Преимущество расположения датчиков в разных плоскостях в том, что существует возможность изоляции ИК-диапазона от воздействия на УФ-элементы.

Первый способ расположения датчиков ИК- и УФ-диапазона имеет следующие недостатки: невозможно использовать датчики УФ-диапазона совместно с датчиками ИК-диапазона без изоляции первых от воздействия излучения ИК-диапазона; необходимо использовать различные ИК-фильтры или специальные пленки, изолирующие излучение ИК-диапазона от УФ-диапазона. Недостатками второго способа являются: трудность создания способа расположения датчиков ИК- и УФ-диапазона в разных плоскостях; полное или почти полное поглощение всего спектра излучения УФ-диапазона при использовании варианта «ИК-элементы над УФ-элементами».

Наиболее предпочтительным представляется вариант чередования строк и столбцов датчиков ИК- и УФ-диапазона в матрице.

Схема подключения датчика УФ-диапазона в координатной системе представлена на рис.1. Датчик включается в цепь генератора сигнала прямоугольной формы, а выход схемы подключается к частотомеру [1]. Принцип действия этой схемы заключается в том, что при облучении датчика УФ-диапазона изменяется его емкость. Это в свою

очередь приводит к изменению частоты выходного сигнала и на основе этого можно судить об уровне излучения. В качестве логических элементов используются МОП-микросхемы 2И-НЕ либо 2ИЛИ-НЕ.

Датчик представляет собой две шины и матрицу с построчным параллельным соединением емкостей. Схематическое изображение датчика УФ-диапазона представлено на рис.2.

К технологии изготовления датчика УФ-диапазона предъявляются следующие требования: однородность структуры датчика; отсутствие в структуре датчика наплывов и закороток; не допускается протравливание и обрыв проводника.

В качестве датчика ИК-диапазона используется пленочный датчик, который представляет собой последовательное соединение термопар (термобатарей) [2].

Координатная система строится следующим образом. Датчики УФ-диапазона представлены матрицей из $N \times N$ элементов, а датчики ИК-диапазона располагаются между датчиками УФ-диапазона с чередованием строк и столбцов. Матрица датчиков УФ-диапазона делится на квадранты. При перемещении объекта изменяется выходной сигнал. Формулы, описывающие по координатное изменение фототока, имеют вид [3]

$$I_x = 2(I_a - I_b) \frac{df(\rho_x)}{dx} \rho_x,$$

$$I_y = 2(I_a - I_d) \frac{df(\rho_y)}{dy} \rho_y,$$

где I_a, I_b, I_d – сигналы, снимаемые с квадрантов A, B и D (рис.3);

$$f(\rho_{x,y}) = \frac{1}{\pi d_0^2} \left[\frac{1}{2} \pi d_0 + \psi (d_0^2 - \psi^2)^{1/2} + d_0^2 \arcsin \psi / d_0 - h(d_0 + \psi) \right],$$

$$\psi_x = \rho_x \cos \alpha - h/2,$$

$$\psi_y = \rho_y \cos \beta - h/2,$$

где h – зазор между квадрантами; d_0 – диаметр пятна изображения объекта; $\rho_{x,y}$ – смещение центра изображения объекта вдоль осей x и y относительно центра приемника (см. рис.3); α – угол смещения объекта относительно оси x ; β – угол смещения объекта относительно оси y .

Углы α и β определяются исходя из изменения величины фототока, снимаемого с каждого из квадрантов: $\alpha = \varphi(I_x)$; $\beta = \varphi(I_y)$.

Изменение характеристик отдельных квадрантов приемника излучения во времени требует периодической непрерывной калибровки противоположных квадрантов при помощи вспомогательного источника, работающего в импульсном режиме. Излучение

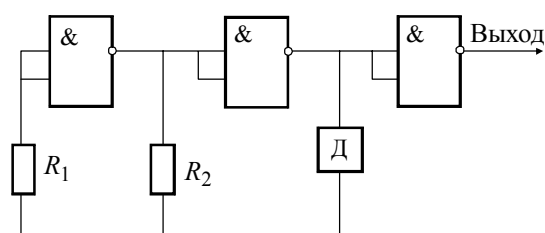


Рис.1. Схема подключения датчика УФ-диапазона

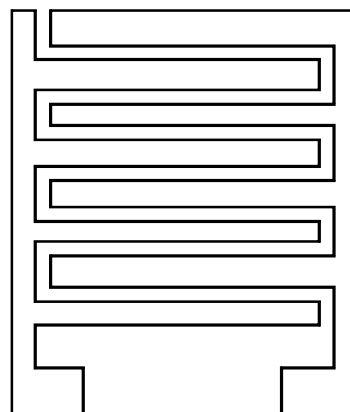


Рис.2. Схематическое изображение датчика УФ-излучения на основе AlN

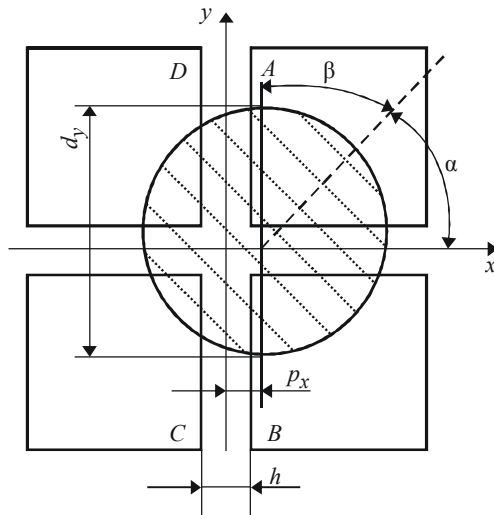


Рис.3. Квадрантный приемник излучения

читание сигналов $(U_A + U_B) - (U_C + U_D)$. Эта разность подается на схему деления, где она делится на большую из величин $(U_A + U_B)$ или $(U_C + U_D)$, которая выделяется селектором. На выходе делителя получаются следующие сигналы:

$$U_{\text{вых } x} = \frac{(U_A + U_B) - (U_C + U_D)}{\max \{(U_A + U_B), (U_C + U_D)\}} = k \cdot \operatorname{tg} \varphi_x,$$

$$U_{\text{вых } y} = \frac{(U_A + U_D) - (U_B + U_C)}{\max \{(U_A + U_D), (U_B + U_C)\}} = k \cdot \operatorname{tg} \varphi_y,$$

где k – параметр, характеризующий объектив [3].

При малых углах рассогласования выходные сигналы пропорциональны составляющим угла рассогласования: $U_{\text{вых } x} \approx k\varphi_x$; $U_{\text{вых } y} \approx k\varphi_y$.

Применение предлагаемого варианта построения координатной системы позволяет разработать компактную систему обнаружения объектов и определения их координат с возможностью непрерывной калибровки противоположных квадрантов. Использование двух диапазонов излучений (ИК и УФ) позволяет повысить эффективность обнаружения и определения координат движущегося объекта.

Литература

1. **Бегунов Б.Н., Заказнов Н.П.** Теория оптических систем. – М.: Машиностроение, 1973. – 488 с.
2. **Лазарев Л.П.** Инфракрасные и световые приборы самонаведения и наведения летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1976. – 568 с.
3. **Крискунов Л.З.** Справочник по приборам инфракрасной техники. – Киев: Техника, 1980. – 232 с.

Дёмкин Василий Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем автоматизированного управления и контроля в микроэлектронике (САУиК) МИЭТ. *Область научных интересов:* информационные системы.

Макаров Егор Сергеевич – аспирант кафедры САУиК МИЭТ. *Область научных интересов:* метрология и датчики.

Никулин Валентин Борисович – доктор технических наук, профессор кафедры САУиК МИЭТ. *Область научных интересов:* метрология.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.315.592

Об одной особенности спектральной характеристики гетероструктуры ZnS–GaP

В.Ф.Названов

Саратовский государственный университет

Ю.В.Сусяков

Калмыцкий государственный университет

Выбор для исследования гетероструктур на основе сульфида цинка ZnS и фосфида галлия GaP обусловлен тем, что при комнатной температуре постоянные решеток GaP и кубического ZnS различаются не более чем на 0,8%, близки также и их коэффициенты термического расширения. Кроме того, эти материалы взаимно растворимы в твердом состоянии [1] и, следовательно, GaP является хорошим материалом подложки для эпитаксии ZnS.

Слои ZnS выращивались газотранспортным методом в открытой системе в потоке водорода. В качестве подложек использовался монокристаллический GaP *n*-типа с концентрацией носителей 10^{16} – 10^{18} см⁻³, ориентированный по плоскостям (100) и (111). Процесс эпитаксии осуществлялся при температурах подложки 650–850 °С, источника 900–1000 °С и скорости потока водорода 5–10 л/ч.

Изготовленные изотипные *n*-ZnS–*n*-GaP гетероструктуры обладали фоточувствительностью. Вид спектральных характеристик фототока гетероструктур *n*-ZnS–*n*-GaP зависит от величины и знака приложенного напряжения смещения, а также от ориентации подложки (рис.1). Эти результаты можно объяснить тем, что при выращивании ZnS на подложках *n*-GaP формируется гетеропереход с двусторонним обеднением, а также слой твердого раствора ZnS–GaP, образующийся на границе раздела. Этот факт подтверждается возникновением напряжения холостого хода U_{xx} при фотовозбуждении гетероструктуры *n*-ZnS–*n*-GaP со спектральной характеристикой (рис.1, врезка), содержащей три максимума при длинах волн 550, 400 и 335 нм, которые соответствуют трем процессам возбуждения: генерации фотоносителей в GaP ($\lambda = 550$ нм), ZnS ($\lambda = 335$ нм) и в области границы раздела ($\lambda = 400$ нм), состоящей из твердого раствора ZnS в GaP, ширина запрещенной зоны которого изменяется в пределах от $E_g = 2,25$ эВ (GaP) до $E_g = 3,7$ эВ (ZnS). Смена знака фотоэдс на спектральной характеристике указывает на то, что гетероструктура состоит из включенных навстречу двух барьеров: один – со стороны GaP, другой – со стороны ZnS.

Пороговая чувствительность гетероструктур оценивалась по формуле [2]

$$P_n = \frac{\sqrt{2 q i_m \Delta f}}{S},$$

где q – заряд электрона; i_m – темновой ток; Δf – полоса пропускания; S – чувствительность. При фиксированном прямом (знак «минус» на ZnS) напряжении $U = 10$ В, освещении белым

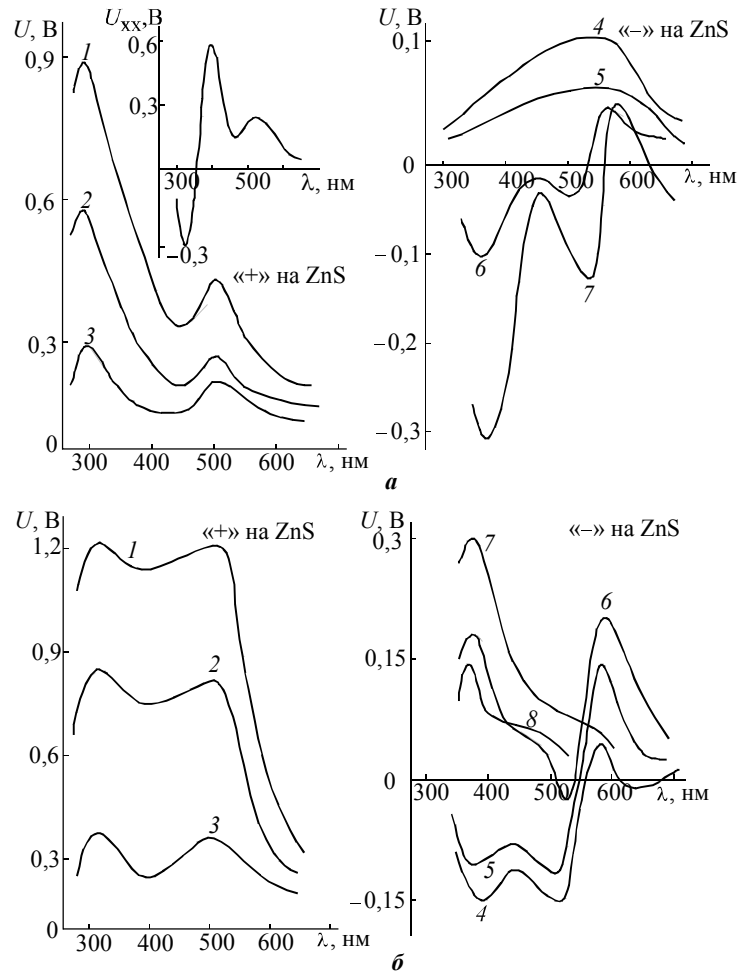


Рис. 1. Спектральные характеристики напряжения холостого хода (врезка) и фотоответа изотипной гетероструктуры $n\text{-ZnS-n-GaP}$ при различных ориентациях подложки и напряжениях смещения: *a* – (100) GaP: 1 – 0,1 В; 2 – 0,55 В; 3 – 28,0 В; 4 – 1,0 В; 5 – 10,0 В; 6 – 0,55 В; 7 – 0,10 В; *б* – (111) GaP: 1 – 0,1 В; 2 – 0,5 В; 3 – 1,0 В; 4 – 1,0 В; 5 – 0,2 В; 6 – 0,3 В; 7 – 0,5 В; 8 – 1,0 В

светом мощностью $E = 7 \cdot 10^{-5}$ Вт/см² и $\Delta f = 1$ кГц пороговая чувствительность структур приблизительно равна $P_n = 4 \cdot 10^{-11}$ Вт/см²·Гц^{1/2}.

Литература

1. *Yim W.M., Dismukes J.P., Kressel H.* Vapor growth of (II-VI) quaternary alloys and their properties // RCA Review. – 1970. – Vol. 31, N 4. – P. 662–679.
2. *Лупин В.М., Рамазанов П.Е.* Светочувствительные диоды на основе гетеропереходов CdS– $n\text{-GaAs}$ // Изв. вузов. Физика. – 1976. – Вып. № 6. – С. 149, 150.

Названов Василий Федорович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры физики твердого тела Саратовского государственного университета. *Область научных интересов:* физика полупроводников и жидких кристаллов, оптоэлектроника, сенсорика.

Сусяков Юрий Васильевич – старший преподаватель кафедры экспериментальной и общей физики Калмыцкого государственного университета (г.Элиста). *Область научных интересов:* физика полупроводников, оптоэлектроника, гетероструктуры на основе полупроводниковых соединений $A^{II}B^{VI}-A^{III}B^V$.

О терминологии микросистемной техники

В.Д.Вернер

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Публикация в нашем журнале статьи [1] имеет важное значение. Микросистемная техника (МСТ) всегда была ориентирована на определенные группы потребителей. Они по-разному относятся к нововведениям, которые вносят те или иные инновации. Можно с разных позиций комментировать интерес военных ведомств к инновациям, но даже самые «завиральные» идеи находят отклик и апробацию (прежде всего в спецтехнике). Вместе с тем именно здесь выработана система критериев, которая позволяет отделить «зерна от плевел». Поэтому обращение представителей органов государственной безопасности и обороны к МСТ свидетельствует о значимости этого научно-технического направления. Знакомство наших читателей с идеологическими основами оценки МСТ для специального назначения, несомненно, будет полезно.

Поддерживая в целом позицию авторов [1] в оценке роли различных аспектов развития МСТ, считаю необходимым в порядке дискуссии остановиться на отдельных моментах. Они связаны с основными определениями области МСТ [2]. В статье [1] даны определения МСТ как научно-технического направления, «...целью которого является создание в объеме или на поверхности твердого тела упорядоченной композиции областей с заданным составом, структурой и геометрией, статическая или динамическая совокупность которых обеспечивает реализацию процессов генерации, преобразования, движения, передачи энергии...» и т.д. Это очень широкое определение, под которое подпадает практически любая техническая конструкция. Ограничения задаются в [1] определением изделия МСТ – «...комплектующее изделие электронной техники...». Этот тезис вызывает возражение по двум причинам. Во-первых, технологическая общность изготовления изделий МСТ (ИМСТ) с изделиями электронной техники (ИЭТ) хотя и имеет исторические корни, но спектр технологий ИМСТ гораздо шире технологий микроэлектроники (например, LIGA-технология). Во-вторых, и области применения ИМСТ шире, чем ИЭТ. Сошлемся хотя бы на биочипы.

Трудности простого и однозначного определения МСТ отмечены давно [2]. В связи с этим более удачными являются попытки определить МСТ по общности группового принципа микрообработки ИМСТ. Впервые это было сформулировано DARPA [3]. В этом случае микросистема – это комплексная система в масштабе кристалла или корпуса, интегрирующая три коренные приборные технологии: микроэлектронику, фотонику и микроэлектромеханические системы (МЭМС). В 7-й Европейской рамочной программе практически пошли по тому же пути [4], введя понятие «разумные интегрированные системы» (Smart Integrated Systems), компонентами которых являются наноэлектроника, фотоника, МЭМС и биомикрофлюидика. Замена микроэлектроники на наноэлектронику не меняет сущности объединения компонентов в систему на основе интеграции основных технологий микрообработки.

Поэтому предлагаем определить ИМСТ по сумме признаков.

По составу: содержит по крайней мере два из трех основных элементов:

- входной преобразователь внешнего воздействия (физического, химического или биологического) в электрический или оптический сигнал;
- электрический или оптический процессор обработки сигнала входного преобразователя;
- выходной преобразователь электрического или оптического сигнала в воздействие на внешнюю среду или информационный сигнал для внешнего интерфейса.

По размеру: один или более из его элементов имеет размеры микрометрового диапазона в одном или более измерений.

По технологии: компоненты изделия (изделие) должны быть изготовлены по способам групповой микрообработки или нанотехнологии.

По назначению: применение изделия обеспечивается его миниатюризацией за счет уменьшения части размеров отдельных компонентов до микрометрового диапазона.

Подобное определение позволяет:

1) исключить из области МСТ уменьшенные относительно макропрототипов технические системы, не содержащие элементы с микрометровыми размерами и изготовленные не по микросистемной технологии;

2) включить в область МСТ изделия, внешние геометрические размеры которых составляют десятки миллиметров (например, интегральные датчики, акселерометры и т.п.);

3) включить в область МСТ устройства, не являющиеся приборами, например биочипы, микрокатетеры, микроинструмент, микрозонды и т.п.

Следует добавить, что в [1] записано: «Изделия МСТ представляют собой информационно-управляющие системы, объединяющие подсистемы сбора и обработки информации в масштабе реального времени для последующей выработки воздействия на исполнительные элементы и далее – на объект управления». Далее в тексте [1] подсистемы сбора и обработки информации названы «интеллектуальной» электронной частью ИМСТ, т.е. объединены. Такая двухзвенная модель структуры МС может быть полезной при формировании технических требований (ТТ) для микросистем, их унификации и стандартизации.

В заключение хотел бы еще раз подчеркнуть, что общая оценка МСТ в приложении специального назначения, изложенная в [1], безусловно, может быть весьма полезной для исследователей, работающих в данной области.

Литература

1. **Телец В.А., Негина Ю.С., Орлов А.А.** Направления, базовые составляющие и условия развития изделий микросистемной техники специального назначения // Изв. вузов. Электроника. – 2005. – № 6. – С. 9–20.
2. **Вернер В.Д., Пурцхванидзе И.А.** Микросистемы. Проблемы и решения // Микросистемная техника. – 2002. – № 10. – С. 13–18.
3. Strategic Plan. DARPA. – 2003.
4. **Veernaert D., Ibanez F.Y., VanCaenegem G.** A decade of European Progress and Future Outlook // Microsystems and Micro-NanoTechnology. – MSTnews, 2005. – № 6. – P. 34–37.

Вернер Виталий Дмитриевич – доктор физико-математических наук, профессор, председатель технического совета НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, микросистемная техника.

КОНФЕРЕНЦИИ. ВЫСТАВКИ

УДК 658

Иновации для иноваций (выставка «Продуктроника – 2005» г. Мюнхен, Германия)

В.Д.Вернер, А.В.Ильков

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

На основе анализа экспозиции выставки «Продуктроника – 2005» (г. Мюнхен, Германия) прослежены тенденции развития производства и рынка технологического и измерительного оборудования электронной техники. Особое внимание уделено оценкам рынка изделий микросистемной техники.

В статье [1] был проведен анализ экспозиции выставки «Продуктроника – 2003» как отражение изменений на рынке оборудования для производства и контроля электронной компонентной базы (ЭКБ) в период 2000–2003 гг. В циклическом развитии мирового рынка электроники 2003 г. был годом подъема и ожидания быстрого роста объемов рынка изделий электронной техники (ИЭТ) и оборудования для производства ИЭТ. Выставка «Электроника – 2004» проходила в год наивысшего развития рынка ЭКБ [2]. Но уже ожидалось замедление роста рынка полупроводников (после роста на 28% в 2004 г.). В 2005 г. прогнозировалось нулевое и даже отрицательное изменение объема продаж. В 2005 г. оценки стали положительными, сначала на уровне +4%, а затем +6,6% с прогнозом +10,6% в 2007 г. [3], т.е. хотя и замедленного, но постоянного роста.

На выставке «Продуктроника – 2005» не экспонировалось оборудование для производства полупроводников. Здесь выставлялось оборудование для монтажа (посадки) кристаллов, корпусов пассивных и активных компонентов на твердые

и гибкие подложки, коммутации этих изделий, контроля и измерений. Неполупроводниковая составляющая рынка ЭКБ занимает около трети его объема, т.е. около 120 млрд долл. в 2005 г. Колебания объема этого рынка обычно меньше, чем для полупроводниковой составляющей. Как правило, объем рынка оборудования составляет 10–15% от объема рынка ЭКБ, т.е. «Продуктроника» представляет рынок в несколько десятков млрд долл. США. На самом деле для производителя оборудования важны общие тренды этого рынка и позиции конкурентов в его производстве. Здесь существенны годовые колебания рынка ЭКБ по регионам. Наилучшие показатели у производителей ЭКБ Юго-Восточной Азии (ЮВА), наихудшие – у США и Японии, Европа занимает среднее положение. Под влиянием экономических факторов продолжается рост производства ЭКБ в ЮВА. Например, распределение рынка полупроводниковой ЭКБ в 2004 г. выглядело так: 18% – США, 19% – Европа, 21% – Япония и 42% – ЮВА. Одновременно происходит перераспределение производства конкретных изделий ЭКБ (микропроцессоры, ИС памяти и т.д.).

Поэтому говорят о глобализации рынка ЭКБ. Представляет интерес ситуация на рынке электромеханических (включая датчики) изделий ЭКБ. По оценке немецкого Центрального союза электротехнической и электронной индустрии (ZWEI), объем рынка этой группы в 2005 г. составил 42,4 млрд долл. с распределением: 35% – США, 26% – Европа, 20% – ЮВА и 17% – Япония. Выделенный из этой группы сектор МЭМС датчиков и актюаторов в 2005 г. составил 5,04 млрд долл. и распределен иначе: 38% – ЮВА, 23% – Япония, 12% – Германия, 16% – остальная Европа и 11% – США. Отметим, что в разных регионах преобладают различные группы потребителей датчиков. Например, в мире 43% этой продукции поглощает автомобильная промышленность, 26% – информационная техника, а для Германии эти цифры соответственно 87% и 1,5%.

Однако наибольшее значение имеет оценка общего объема рынка датчиков и актюаторов, сделанная экспертами по рынку МСТ/МЭМС (т.е. 5,04 млрд долл.). В [4] отмечалось, что оценки этого рынка различаются на порядок. Наивысшие оценки были даны при первом и втором анализе рынка МСТ европейской организацией в области МСТ – NEXUS. По их прогнозу рынок растет с темпом 18% и к 2009 г. должен превысить 60 млрд долл. [5]. Однако при третьем анализе эти цифры снизились до 25 млрд долл. (в 2004 г. 12 млрд долл.) [6].

В [7, 8] впервые дан анализ причин изменения прогноза. Их видят в различии систематики изделий МСТ/МЭМС. Например, в цене струйного принтера 22,5 долл. только 3 долл. составляет стоимость инжекционной головки. В связи с этим вводятся новые понятия «корпус первого уровня» или «компонента» МСТ/МЭМС. И это для них приводится цифра 12 млрд долл. в 2004 г. (рост 16%), а также «сборочная единица с МСТ/МЭМС» с объемом продаж в 20,5 млрд долл. Суммарно получаем 33,5 млрд долл. в 2004 г. и 57 млрд долл. в

2009 г. Другая причина связана с переоценкой темпов внедрения изделий МСТ. Например, предполагали, что в течение десяти лет рынок биочипов достигнет многомиллиардного уровня. В действительности в 2005 г. он составил несколько сот миллионов долларов. Частично это связано с консерватизмом фармацевтов и врачей, которые не заинтересованы в слишком быстром анализе для пациентов. К разряду неудачных относят и проект идентификации по «отпечатку» пальца из-за высокой цены большого кристалла. Более благополучна картина по прогнозам развития РЧ МЭМС фирмы WTS. Прогноз на 2004 г. (110 млн долл.) был превзойден (124 млн долл.) Однако в развитии этого направления имеются сложности, связанные с надежностью и корпусированием. Поэтому число рыночных продуктов пока невелико. Это микромеханические резонаторы, индуктивности, фильтры на объемных акустических волнах (ОАВ) и ключи. Ряд фирм (Agilent, Infineon, Epcos, Radant, Matsushita, Teravista, X-COM, Wispry, STMicroelectronics и др.) в той или иной мере осваивают производство РЧ МЭМС. Разработкой этого направления заняты свыше 60 исследовательских и промышленных организаций. В общем прогноз WTS верен и к 2009 г. будет преодолен барьер в 1 млрд долл. Критический пересмотр прогноза развития рынка МСТ весьма актуален с учетом наблюдающейся эйфории по рынку изделий нанотехнологии. Возможно, что подход фирмы Joel Development [9] более реален, так как он строится на прямом перечислении изделий и фирм, их производящих. Для компонентов дается цифра 5,5 млрд долл., которая уже одного порядка с оценками аналитических фирм по рынку ЭКБ.

Выставка «Продуктроника – 2005» была юбилейной. Впервые выставка электронного оборудования была проведена отдельно от выставки «Электроника» в Мюнхене в 1975 г. На ней было представлено 94 фирмы из 12 стран. На выставке 2005 г. свои экспонаты представили 1500

фирм из 33 стран, доля зарубежных фирм – 38%. Существенно (на 14%) по сравнению с 2003 г. увеличили свое представительство фирмы США. Одновременно (на 42%) увеличилось число зарубежных посетителей. Всего выставку посетили 44000 человек.

Как и на выставке «Электроника», на «Продуктронике» стало традиционным проведение форумов-семинаров по актуальным проблемам, которые одновременно позволяют привлечь внимание к продукции фирм. Их темами стали производство экологически чистой продукции, глобализация производства и наномикро-системная техника.

С 1 июля 2006 г. должна быть прекращена продажа продукции, содержащей свинец, ртуть, шестивалентный хром, полибромиды и т.д. На выставке демонстрировалось оборудование, позволяющее решать эти проблемы.

Отчасти по причине экологических проблем электронного производства с конца 60-х гг. прошлого века началось его смещение из Европы и США на Восток. Это привело как к положительным (рост прибыли), так и к негативным (сокращение рабочих мест) последствиям [2]. Реальным инструментом организации производства в условиях глобализации стали различные формы контрактного производства, в частности системы сервиса электронного производства (EMS). Его объем ежегодно возрастает на 15% в год (объем 2005 г. – 132,5 млрд долл.). На выставке было представлено 104 фирмы этого направления из 14 стран.

Инновационная роль микронанотехнологии выразилась в организации на выставке специального раздела «Micro-NanoWorld», который занимал 12% выставочной площади. Это направление станет традиционным для мюнхенских выставок. На «Продуктронике» будут экспонироваться методы проектирования процессов производства, технологические циклы, производственное и контрольно-измерительное оборудование. Микроком-

поненты, микродатчики, микроактюаторы, микросистемы и методы их применения будут демонстрироваться на выставке «Электроника».

Успеху микросистемной техники способствует резкое (на 60% за последние 18 месяцев) повышение цен на традиционные материалы электроники. По этой же причине растет интерес к полимерным материалам для активных и пассивных компонентов. Несколько фирм демонстрировали свои успехи с помощью кольцевых генераторов на полимерах. Предлагались способы заливки сборок полимером вместо использования дорогих корпусов (Werner Wirth). Повышение степени интеграции и плотности сборки (в том числе 3D-типа) тоже частично связано с экономией материалов. Уплотнению сборки, а также улучшению теплоотвода, по мнению фирмы Advanpack Solutions, должна способствовать замена традиционных шариковых выводов на медные столбики высотой 60–70 мкм.

Существенное увеличение плотности монтажа, его трехмерность обостряет проблему визуального и инструментального контроля и тестирования.

Ряд фирм предлагает свое оборудование для автоматизированного или ручного контроля и тестирования (Omron, NanoFocus, Rode-Schwarz, Siemens и т.д.). Как правило, это оборудование дополняется программным обеспечением, позволяющим проводить анализ дефектов (Microtec) или давать оценку жизненного цикла собранной сложной системы (MTI-Manufacturing Technology, Inc.). Программное обеспечение играет большую роль в дорогостоящих автоматизированных линиях сборки. Фирма Siemens для своей линейки Siplace разработала ряд программных пакетов более эффективно использования оборудования линейки и рациональной замены ее единиц, что должно быть привлекательным для потенциальных покупателей.

Чрезвычайно широк диапазон представленного оборудования: от гигантских

автоматизированных (работающих) сборочных линий до монтажных столов ручной сборки с устройством локального отсоса вредных веществ и их локализации в кассете с 4 кг активированного угля (фирма Paggen). Для монтажа малых и средних серий на печатных платах до 650×500 мм предлагают (фирма Asscon) небольшие автоматизированные линии пайки (длина 2,5 м). В зависимости от имеющихся средств представленное на выставке оборудование позволяет организовать производство любого уровня для различных ИЭТ. В частности, для микродатчиков и МЭМС помимо технологического оборудования для обработки кремниевых пластин и формирования структур фирм EVG и Karl Süss имеется специальное оборудование для монтажа компонентов на керамические платы более 114×114 мм фирмы Alphasem.

По уровню отражения рынка выставка 2005 г. получила более высокую оценку, чем выставка 2003 г., как посетителей (73% и 54%), так и участников (65% и 36% соответственно). В успехе выставки большая роль принадлежит различным профессиональным обществам (VDMA, ZWEI, IVAM, SEMI, IPS, SMTA, INEMI). Следует отметить, что в отсутствие отраслевых министерств именно они формируют техническую политику и мировоззрение работников отрасли.

В качестве примера приведем деятельность ZWEI в формировании понимания новой системы подготовки технических специалистов по системе «бакалавр–мастер» (магистр). Особое значение имеют примеры квалификационных требований для различных групп инженеров [10]. Этот опыт могли бы перенять российские профессиональные общества и

союзы, роль которых в реформе высшего образования пока мало заметна.

В условиях глобализации производства и цикличности рынка ЭКБ только инновации гарантируют производителю устойчивый успех. Во многом это зависит от уровня оборудования для производства ЭКБ. На «Продуктронике – 2005» подготовлен специальный пресс-релиз (Innovation Guide) на немецком и английском языках, содержащий свыше 70 инновационных предложений по оборудованию.

Литература

1. Изменения как фактор развития (Выставка «Продуктроника–2003» г. Мюнхен) / **Вернер В.Д., Ковалев А.А., Сауров А.Н. и др.** // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 2. – С. 97–100.
2. **Вернер В.Д., Ковалев А.А., Резнев А.А., Сауров А.Н., Чаплыгин Ю.А.** Быстрее, лучше, дешевле (Выставка «Электроника – 2004» г. Мюнхен) // Изв. вузов. Электроника. – 2005. – № 3. – С. 95–102.
3. Halbleitermarkt wachst weltweit um 6,6% // Markt@Technik. – 2005. – № 46. – С. 14.
4. **Вернер В.Д., Пурицванидзе И.А.** Микросистемы: проблемы и решения // Микросистемная техника. – 2002. – № 10. – С. 13–18.
5. A NEXUS. Task Force Report. Market analysis for Microsystems II 2000–2005. – February 2002.
6. A NEXUS Market Analysis for MEMS and Microsystems III 2005–2009. – November 2005 (<http://www.wtc-conconsult.de>).
7. **Хоф Е.** Wenn weniger mehr ist? // Markt@Technik. – 2005. – № 46. – С. 7.
8. Consumer-Elektronik wird zum Motor der Mikrosystemtechnik // Markt@Technik. – 2005. – № 4. – С. 47–54.
9. From MEMS Devices to Equipment and Materials Markets. – February 2005 (<http://www.iole.fr>).
10. Anforderungen an die Berufsfähigkeit von Bachelor- und Masterabsolventen in Ingenieurstudiengänge. ZVEI. – October 2004 (<http://www.zvei.org>).

Вернер Виталий Дмитриевич – доктор физико-математических наук, профессор, председатель технического совета НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, микросистемная техника.

Ильков Андрей Владимирович – научный сотрудник НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* радиочастотные МЭМС, акустика.

Об итогах 13-й Межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2006»

В Московском государственном институте электронной техники с 19 по 21 апреля 2006 г. прошла 13 Межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2006». На конференции были представлены результаты научных исследований по следующим направлениям: *нанотехнологии в электронике, материалы микро-, опто- и наноэлектроники, проектирование и технология электронных компонентов, микро- и наносистемная техника, опто- и акустоэлектроника, математические модели и алгоритмы в информатике, автоматизированные информационные системы, информационно-управляющие и вычислительные системы и приборы, телекоммуникационные системы и связь, биомедицинская электроника, экологические аспекты микро- и наноэлектроники, менеджмент и маркетинг наукоемких производств, интегрированные системы менеджмента качества, информационное право.*

В конференции приняла участие не только вузовская молодежь России, но и аспиранты, молодые исследователи из академических институтов РАН, ОАО, НИИ, в том числе из ближнего зарубежья (Республика Беларусь).

На основе экспертизы были отобраны для публикации 365 тезисов, в том числе 291 из Москвы. Москва была представлена ведущими вузами страны: МГУ, МИФИ, МФТИ, МАИ, МЭИ, МИРЭА, МГИЭМ, РГГУ, МГТХТ, МГУП, а также организациями ГУП НПЦ «СПУРТ», ЗАО «Орга-Зеленоград», ППИ «Научный центр», ООО «Юник Ай Сиз», ООО «Кедах

Электроник Инжиниринг», ГУП «Элсов», ОАО «Ангстрем-М». Достаточно широко были представлены и другие российские вузы: Центральный Федеральний округ – ВГТУ (Воронеж), ИГЭУ (Иваново), БГТУ, БГУ (Брянска), ВГУ (Владимир), КГТУ, Калужский филиал МГТУ им. Н.Э.Баумана (Калуга), КГТУ (Кострома); Северо-Западный Федеральний округ – СПГЭТУ «ЛЭТИ» (Санкт-Петербург), НовГУ (Великий Новгород); Приволжский Федеральний округ – ННГУ, НИФТИ ННГУ (Нижний Новгород), БашГУ, УГАТУ (Уфа); Сибирский Федеральний округ ОГТУ (Омск); Уральский Федеральний округ УрГТУ (Екатеринбург), а также вузы ближнего зарубежья – Республики Беларусь (Минск, БГУИР).

К началу работы конференции были изданы Программа конференции и тезисы докладов конференции (Микроэлектроника и информатика – 2006 // Тез. докл. 13-й Всероссийской межвузовской научн.-техн. конф. студентов и аспирантов. – М.: МИ-ЭТ, 2006. – 404 с.).

На Пленарном заседании выступили доктор физ.-мат. наук, профессор В.К.Неволин с докладом «Зондовые нанотехнологии в электронике: направления развития» и доктор физ.-мат. наук профессор С.В.Селищев «Интеграция макро-, микро- и нанотехнологий миокарда».

Все доклады на конференции были секционными, докладчики имели возможность изложить свой материал наглядно, с использованием современных технических средств (диапроекторы, мультимедийные средства).



Более 80 членов конкурсных комиссий из наиболее опытных и авторитетных ученых МИЭТ на 14 секциях заслушали 224 докладчика, в том числе 114 аспирантов, 87 студентов, остальные выступили вне конкурса. Из 203 принявших участие в конкурсе аспирантских и студенческих работ – 41 аспирант и 14 студентов получили призовые места. Большинство докладов имели достаточно высокий уровень и прикладное значение для различных отраслей промышленности.

Итоги конференции были подведены на заключительном пленарном заседании, где выступили проректор по научной работе В.А. Бархоткин и руководители секций. Принято решение в целях развития вузовской науки и научных контактов среди молодых ученых, обмена опытом, подготовки молодых кадров для промышленности и учебных заведений в апреле 2007 г. провести Межвузовскую научно-техническую конференцию «Микроэлектроника и информатика – 2007» с привлечением молодых ученых, в том числе и из стран СНГ.

***Информация для читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»***

Вы можете оформить подписку на журнал по каталогу «Газеты, журналы» Агентства «Роспечать» в любом почтовом отделении.

**Подписной индекс
47570**

CONTENTS

Microelectronics technology

- M.A.Korolev, T.Y.Krupkina, V.V.Loginov* Accounting of Spatial Non-Homogeneity of Traps in Simulation of SOI MOS Structures..... 3
- A.Y.Askinasi, A.P.Baraban, L.V.Milogladova, S.G.Sazonov, M.V.Sergienko* Influence of Ion Implantation and UV Irradiation on Charge Properties of Si-SiO₂ Structures..... 7
- N.M.Manzha, A.N.Saurov* Influence of Deposition Temperature on Structure of Polycrystalline Silicon Layers..... 14

Microelectronics and semiconductor devices

- B.G.Konoplev, E.A.Ryndin* Integrated Logic Elements Based on Tunnel-Connected Nanostructures..... 18
- A.V.Kozlov, Y.A.Parmenov* Influence of Recombination Velocity on Relative Sensitivity of Bipolar Magnetoresistor..... 27

Microprocessor Systems

- S.P.Romanov* Noise Immune Controller of Bus Parallel Interface 32
- V.G.Sirenko* Method of Byzantine Fault Localization in Multicomputer Systems.... 38

Information technologies

- S.B.Benevolensky, V.G.Zhadan, I.V.Zhadan, S.K.Spynu* Use of Distributed Computing Technology When Solving Problems by Half Divisions Method for Global Optimization of Multiple Variable Function..... 44
- A.Yu.Abramov, E.M.Portnov* Means of Organizing Channel of «Direct» Parameter Measurements of Distributing Electric Networks..... 50

Integral radioelectronic devices

- V.V.Chistyukhin, V.I.Sizov, K.S.Lyalin, J.S.Viktorov* Mobile APAA for Satellite Television Signal Receiving..... 54
- V.I.Djigan* Adaptive Filters Based on Sequential Lattice RLS-Algorithms With Priority Errors 61
- A.S.Merkutov* Route of Wireless Digital Signal Receiving Design 70
- V.V.Komarov* Analytical Approximation of Electromagnetic Waves Dispersion In Waveguides with Transverse Non-Homogeneous Dielectric Filling..... 76

Measurement methods and technology

- V.I.Demkin, E.S.Makarov, V.B.Nikulin* Structure of Dynamic Objects Coordinate Control System 82

Brief reports

- V.F.Nazvanov, J.V.Suslyakov* On Peculiarity of ZnS-GaP Heterojunction Spectral Characteristic..... 85
- V.D.Verner* On Microsystem Technology Terminology 89

Conferences. Exhibitions. Presentations

- V.D.Verner, A.V.Ilkov* Innovations for innovations (exhibition «Productronics – 2005» Munich) 93

ABSTRACTS

MICROELECTRONICS TECHNOLOGY

Accounting of Spatial Non-Homogeneity of Traps in Simulation of SOI MOS Structures

M.A.Korolev, T.Y.Krupkina, V.V.Loginov

The techniques for defining the spatial distribution of carrier and trap lifetime in SOI and SOS MOSFET models have been proposed. These modified models permit to account the silicon film properties in simulation more accurately. The characteristics of the transfer structures have been calculated taking into account the spatial distribution of the model parameters.

Influence of Ion Implantation and UV Irradiation on Charge Properties of Si-SiO₂ Structures

A.Y.Askinasi, A.P.Baraban, L.V.Milogradova, S.G.Sazonov, M.V.Sergienko

The influence on the charge state of Si-SiO₂ structures of the implantation of argon to the oxide layer, the electric fields, resulting in the impact ionization process development in the oxide layer bulk, and the ultraviolet irradiation with the quantum energy exceeding the SiO₂ wider forbidden bandwidth, has been studied. It has been shown, that these processes result in generation of the spatially distributed charges: negative (with centeroid ~10 nm from the silicon surface) and positive (with centeroid 15-25 nm from the silicon surface): at the first stage the formation of significant positive charge ($>10^{12} \text{ cm}^{-2}$), at the second stage the formation of negative charge completely or partially compensating positive charge take place.

Influence of Deposition Temperature on Structure of Polycrystalline Silicon Layers

N.M.Manzha, A.N.Saurov

The structure of the polycrystalline silicon layers formed by deposition at the lowered pressure and different temperatures using the spectra of the light combinative dispersion, produced on the « Ramanorm» unit, has been investigated. It has been shown, that at the deposition temperature $T_{\text{dep}} \leq 850 \text{ K}$ the structure of the polycrystalline layers of silicon is amorphous (amorphous silicon layer), at $T_{\text{dep}} \geq 850 \text{ K}$ it represents an amorphous matrix with the embedded microcrystals (polycrystalline silicon layers). The minimum crystal size ($L \approx 14 \text{ nm}$) has been estimated from the intensity ratio of the surface and crystal modes. At higher temperatures of deposition the size of microcrystals (grains) increases, and the distribution of the grains size extends.

MICROELECTRONICS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

Integrated Logic Elements Based on Tunnel-Connected Nanostructures

B.G.Konoplev, E.A.Ryndin

The design principles and the structure of the nano-dimensional elements and memory cells for very high-speed VLSI, based on the tunnel-connected quantum wells and the principles of complementary logic, have been proposed. The results of numerical modeling of the nano-dimensional logic elements have been discussed.

Influence of Recombination Velocity on Relative Sensitivity of Bipolar Magneto resistor

A.V.Kozlov, Y.A.Parmenov

Using the numerical simulation it has been determined that at the high surface recombination velocity the magnetoconcentration effect may cause modulation of the emitter junction and inversion of the magnetotransistor output sign.

MICROPROCESSOR SYSTEMS

Noise Immune Controller of Bus Parallel Interface

S.P.Romanov

The specific features in realization of the bus parallel interface controller, the improved noise immunity of which is achieved by the digital filtration of control signal, have been considered. The simulation results have been presented. The considered methods are applicable for any asynchronous parallel and serial interfaces for the controllers (RS-232, IEEE 1284, etc.).

Method of Byzantine Fault Localization in Multicomputer Systems

V.G.Sirenko

The method of localization of the Byzantine faults, that provides the detected fault identification by the location, has been proposed. The method doesn't consider the particular fault detecting procedures and is applied just to the procedure results, in particular, to the results of the functional and test diagnosis.

INFORMATION TECHNOLOGIES

Use of Distributed Computing Technology When Solving Problems by Half Divisions Method for Global Optimization of Multiple Variable Function

S.B.Benevolensky, V.G.Zhadan, I.V.Zhadan, S.K.Spynu

The modified method of half divisions for the global optimization of the multiple variable function, developed using the distributed computing technology, has been proposed. The results of the computing experiment in the system of the distributed calculation of 16 working machine-units dimensionality have been presented

Means of Organizing Channel of «Direct» Parameter Measurements of Distributing Electric Networks

A.Yu.Abramov, E.M.Portnov

The means of organizing a direct measurement channel, ensuring the 1.5 times reduction of loading the information-computing resources have been offered.

INTEGRAL RADIOELECTRONIC DEVICES

Mobile APAA for Satellite Television Signal Receiving

V.V.Chistyukhin, V.I.Sizov, K.S.Lyalin, J.S.Viktorov

The problems of designing and practical implementation of the mobile Ku-band APAA for receiving the satellite television signal have been considered. Very strict requirements to power of APAA to be designed with simultaneous minimization of its weight-dimensional characteristics have been met.

Adaptive Filters Based on Sequential Lattice RLS-Algorithms With Priory Errors

V.I.Djigan

The computational procedures of the lattice fast RLS adaptive filtering algorithms, based on the priory linear prediction and modeling errors, have been considered. The sliding window and (or) regularization) are used in the estimation of the adaptive filter correlation matrix. The architectures of the adaptive filters, which use the algorithms, have been presented. The considered algorithms can be used for the processing of non-stationary signals in adaptive filters, that don't require the computations of filter weights and the output signal of a filter is an error signal only.

Route of Wireless Digital Signal Receiving Design

A.S.Merkutov

Some ways of the wireless receiver design using the modern CAD tools have been discussed. The effective estimation of the most important parameters of the receiver obtained using the linear and nonlinear analysis has been presented. The possibility of the multi-standard UHF direct-conversion receivers creation on the modern integrated circuits basis has been shown.

Analytical Approximation of Electromagnetic Waves Dispersion In Waveguides with Transverse Non-Homogeneous Dielectric Filling

V.V.Komarov

A new approach to an approximate evaluation of the dispersion characteristics of the electromagnetic waves, propagating in the arbitrary cross-section shaped waveguides with partial dielectric loading, has been proposed. The analytical expressions for computation of the normalized phase constant of modes with normal dispersion have been obtained.

MEASUREMENT METHODS AND TECHNOLOGY

Structure of Dynamic Objects Coordinate Control System

V.I.Demkin, E.S.Makarov, V.B.Nikulin

The coordinate system representing a matrix of the ultraviolet photo sensors based on the aluminum nitride and the ultraviolet film sensors based on the thermocouples serial connection has been considered.

BRIEF REPORTS

On Peculiarity of ZnS-GaP Heterojunction Spectral Characteristic

V.F.Nazvanov, J.V.Suslyakov

The spectral characteristic of the isotype heterojunction n-ZnS–GaP photoconductivity has been considered. It has been shown, that the spectrum of the heterojunction photoconductivity depends on the applied voltage values and sign and on the substrate orientation. These results are explained by that while ZnS growing, on the n-GaP substrates the heterojunction with double-sided depletion as well as the ZnS-GaP solid solution layer, forming on the border of the interface region, is formed. The sensitivity threshold of the obtained heterostructures has been determined.

On Microsystem Technology Terminology

V.D.Verner

For discussing the principal definitions of the microsystem technology field as a scientific-technical trend have been presented.

CONFERENCES. EXHIBITIONS. PRESENTATIONS

Innovations for innovations (exhibition «Productronics – 2005» Munich)

V.D.Verner, A.V.Ilkov

Based on the analysis of the exhibition «Productronics – 2005» (Munich) the trends in development of production and the market of the electronic technology measurement and technological equipment have been observed. Special attention has been paid to estimations of the market of the microsystem technology products

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 января 2006 г.)

Научно-технический журнал «*Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА*» публикует на русском и английском языках оригинальные и обзорные (заказные) статьи. Верстка журнала осуществляется в издательской системе, функционирующей в сети IBM-совместимых компьютеров. Журнал имеет формат А4 и изготавливается по технологии офсетной печати.

Основные рубрики:

- фундаментальные исследования;
- материалы электронной техники;
- вакуумная электроника;
- технология микроэлектроники;
- микроэлектроника и полупроводниковые приборы;
- нанотехнология;
- схемотехника и проектирование;
- микросистемы;
- микропроцессорная техника;
- информационные технологии;
- интегральные радиоэлектронные устройства;
- методы и техника измерений;
- биомедицинская электроника;
- проблемы высшего образования.

В редакцию представляются:

1. *Статья*, подготовленная на компьютере и распечатанная на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 (в двух экземплярах).

2. *Дискета 3,5"* (1.44 Мбайт) *или лазерный диск* с текстом статьи для верстки, подготовленным на IBM PC в формате MS Word for Windows. Допускается передача электронного варианта статьи по e-mail.

3. *Аннотация* на английском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора; аннотация на русском языке. На дискете аннотации на английском и русском языках должны быть оформлены в виде отдельных текстовых файлов.

4. *Экспертное заключение, сопроводительное письмо, рекомендация кафедры.*

5. *Список авторов и сведения о них* (оформляется отдельным файлом): фамилия, имя, отчество (полностью); ученая степень, ученое звание; должность; краткая научная биография, область научных интересов (5–6 строк); место работы; служебный и домашний адреса; служебный и домашний телефоны (указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции).

Статья должна быть подписана всеми авторами.

Ориентировочный объем публикаций: для статьи не более 12 страниц текста и 5 рисунков, для краткого сообщения не более 3 страниц текста и 1 рисунок.

Первая страница статьи оформляется следующим образом:

индекс УДК; название статьи; инициалы, фамилия автора; название учреждения, где выполнена работа; краткая (не более 7 полных строк) аннотация на русском языке. Далее следует текст статьи.

Текст:

- печатается *через два интервала* с размером шрифта не меньше стандартного машинописного (13 кегль);

- абзацы отделяются друг от друга одним маркером конца абзаца (применение этого символа в других целях не допускается), ширина отступа (0,75 см) устанавливается в меню Word Формат/Абзац; набор текста начинается с левого края; по правому краю текст не выравнивается; текст набирается без переносов;

- все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом;

- перед знаками препинания пробелы не ставятся, после них – один пробел;

- разрядка слов не допускается;

- не допускается применение псевдографики, а также стилей.

Формулы:

Для набора формул в MS Word (редактор MS Equation 3.0) используются установки Styles/Sizes (Стили/Размеры) только по умолчанию. Пронумерованные формулы (нумеруются только те, на которые ссылаются в тексте) выносятся отдельной строкой и располагаются по центру.

На втором экземпляре статьи автором должна быть сделана следующая разметка:

- близкие по начертанию прописные и строчные буквы помечаются двумя чертами снизу (прописные) или сверху (строчные)
- близкие по начертанию русские, латинские буквы и цифры поясняются на полях, например:
 - в – русск., е – не эль, З – буква, к – русск., О,о – буква, У – русск., Ч,ч – буква, b – лат., Y – игрек, I – эль, v – ню, u – ипсилон, ε – эпсилон;
- русские буквы помечаются снизу знаком \sqcup , а латинские ~;
- буквы греческого алфавита обводятся красным карандашом;
- векторные величины подчеркиваются одной прямой линией;
- подстрочные индексы помечаются дугой сверху, надстрочные – снизу; индексы, являющиеся сокращением слов, должны быть пояснены отдельно.

Иллюстрации могут быть выполнены:

1. В отдельных файлах:

- в программе Corel Draw, также допускаются полутоновые рисунки (фотографии) в формате TIFF (без компрессии);
- в любом другом графическом редакторе. В этом случае требуется качественная распечатка рисунков, предназначенная для сканирования (разрешение 600 dpi).

2. Черной тушью на белой бумаге (или кальке) или представлены в виде качественных черно-белых фотографий на матовой бумаге (предпочтительно формат 9x12 см).

Формат рисунков не должен превышать А4. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора). На иллюстрациях, по внешнему виду которых трудно или невозможно определить их расположение, следует писать «верх» и «низ».

Подрисуночные подписи прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки.

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ 7.1.84 «Библиографическое описание документа»; не должен превышать 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); – ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];

- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте.

В библиографическом списке указываются:

- для книг - фамилия, инициалы автора, название книги, город, издательство, год издания, число страниц;
- журнальных статей – фамилия, инициалы автора, название статьи, название журнала, год, том, серия, номер, выпуск, первая – последняя страницы статьи;
- депонированных статей – фамилия, инициалы автора, название статьи, город, год, количество страниц, название организации, в которой выполнена работа, дата депонирования, регистрационный номер;
- препринта – фамилия, инициалы автора, название издания, количество страниц, полное название издающей организации, год;
- материалов конференций, школ, семинаров – фамилия, инициалы автора, название статьи, время и место проведения конференции, название конференции, город, издательство, год, первая - последняя страницы статьи;
- ссылок на авторские свидетельства и патенты – сокращенное название документа (А.с. или Пат.), номер документа, аббревиатура страны, МПК, название А.с. или Пат., инициалы, фамилия автора. Оpubл., год. Бюл. N. Если А.с. не опубликовано, а патент пока не получен, то вместо даты опубликования пишется дата приоритета.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

За опубликованные материалы гонорар не выплачивается.

Рукописи не возвращаются.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7232

Тел.: (495) 534-62-05

Факс: (495) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.mice.ru

<http://www.miet.ru/static/je/os.html>