

Известия высших учебных заведений

ЭЛЕКТРОНИКА 1'2006

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.

Выходит 6 раз в год

СОДЕРЖАНИЕ

Технология микроэлектроники

Рембеза Е.С., Рембеза С.И., Свистова Т.В., Дырда Н.Н.
Методы повышения газочувствительных свойств пленок SnO₂ для датчиков газов..... 3

Батюня Л.П. Технологические аспекты получения тонкопленочных структур для высокотемпературных сверхпроводников..... 9

Каракеян В.И., Рябышенков А.С. Обеспечение равномерности воздушного потока в чистом помещении высокотехнологичного производства 13

Микроэлектроника и полупроводниковые приборы

Белин А.М., Никифоров А.Ю., Гваськов А.А., Попов А.Д., Рудаков Г.А. Мультиплексор для охлаждаемого гибридного многоэлементного приемника ИК-излучения 18

Лугин А.Н. Учет тензочувствительности для толсто-пленочных резисторов на основе соединений рутения 25

Нанотехнология

Белов А.Н., Гаврилов С.А. Синтез полупроводниковых нитевидных нанокристаллов методом импульсного электрохимического осаждения с дальнейшей сульфидацией 31

Микропроцессорная техника

Переверзев А.Л. Обнаружение импульсного сигнала с применением медианной фильтрации 36

Интегральные радиоэлектронные устройства

Чистюхин В.В. Излучающая апертура АФАР Ku-диапазона для приема спутникового телевидения 41

Маркосян Е.С. Исследование характеристик несимметричных пассивных полифазных фильтров..... 47



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.
Коноплёв 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>

Информационные технологии	
<i>Корнилов А.И., Калашиников В.С., Ласточкин О.В., Семенов М.Ю.</i> Особенности построения умножителей по модулю ($2^n - 1$).....	55
<i>Джиган В.И.</i> Использование обратного QR-разложения в многоканальных FAP-алгоритмах	60
Методы и техника измерений	
<i>Автунич О.А., Красин А.А.</i> Способ оценки неидентичности конденсаторов в блоке подстройки частоты кварцевого генератора	68
<i>Бельский М.Д., Суворинов А.В., Филипчук Т.С., Шахбазов С.Ю.</i> Расчет технологических допусков в электростатических линзах для электронно-лучевых микроколонн	76
<i>Горлов М.И., Смирнов Д.Ю., Ануфриев Д.Л.</i> Разделение интегральных схем по надежности с использованием $1/f$ -шума.....	84
Краткие сообщения	
<i>Никулин В.Б., Иноземцев Н.В.</i> Сравнение статистического и интервального методов при решении задач градуировки средств измерения	90
<i>Алексейчук А.В., Батюня Л.П., Раскин А.А.</i> Особенности технологии изготовления кантилеверов	92
Юбилей	
Мурыгину Виктору Ивановичу – 80 лет	94
Конференции	
V Международная научно-техническая конференция «Электроника и информатика – 2005» (23–25 ноября 2005 г.)	96
Международная школа-конференция по приоритетным направлениям науки и техники с участием молодых ученых, аспирантов и студентов стран-членов СНГ «Информационно-телекоммуникационные системы» (23–24 ноября 2005 г.)	97
I Межотраслевое совещание по подготовке и переподготовке специалистов в области проектирования современной электронной компонентной базы и микроэлектронных систем (22 ноября 2005 г.)	98
Всероссийская конференция инновационных проектов аспирантов и студентов по приоритетному направлению «Индустрия наносистем и материалы» (16–17 ноября 2005 г.)	99
Международная научно-техническая конференция «Информационные технологии в науке, технике и образовании» (27 сентября 2005 г., Республика Абхазия, Пицунда)	100
Contents	102
Abstracts	103
К сведению авторов	107

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 06.02.06
Формат бумаги 60x84 1/8.
Печать офсетная
Объем 12,56 усл.печ.л.,
12,1 уч.-изд.л.
Заказ № 12.

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.

Методы повышения газочувствительных свойств пленок SnO₂ для датчиков газов

Е.С.Рембеза

Воронежский государственный университет

С.И.Рембеза, Т.В.Свистова, Н.Н.Дырда

Воронежский государственный технический университет

Проведен сравнительный анализ электрофизических и газочувствительных характеристик пленок диоксида олова, легированных сурьмой, платиной и палладием, а также нанокompозитов SnO₂ + SiO₂, полученных методами реактивного распыления. Показаны особенности влияния различных примесей с концентрациями от 0,5 до 3,0 вес.% на свойства пленок диоксида олова и нанокompозитов на его основе. Установлено, что легированные пленки SnO₂ и нанокompозитов SnO₂ + SiO₂ являются перспективными материалами для изготовления чувствительных элементов газовых сенсоров.

Полупроводниковые сенсоры на основе оксидов металлов (SnO₂, In₂O₃, Ga₂O₃ и др.) являются перспективными материалами для газочувствительных слоев твердотельных датчиков газов. В частности, диоксид олова активно применяется в качестве чувствительных элементов сенсоров для определения различных газов в атмосферном воздухе [1]. Известно, что примеси благородных металлов в малых количествах улучшают газочувствительные свойства пленок, а примесь сурьмы повышает стабильность электрофизических параметров этих пленок. Однако влияние указанных примесей на электрические свойства пленок SnO₂ изучено еще недостаточно.

В последние годы стремительно возрастает интерес к использованию в качестве чувствительных элементов датчиков газов пленок-композитов на основе бинарных наноразмерных соединений, например SnO₂ + SiO₂, SnO₂ + TiO₂, SnO₂ + CuO и др.

Результаты исследования нанокompозитов на основе диоксида олова, полученных с использованием составной мишени, показали, что в зависимости от соотношения компонентов в составе пленки можно в широких пределах изменять электросопротивление, физические свойства и газовую чувствительность пленок. Так как процессы взаимодействия газов с поликристаллической пленкой обусловлены поверхностными эффектами электронно-ионных взаимодействий, то наибольшей сенсорной эффективностью обладают пленки с наименьшим размером зерен.

В настоящей работе проведен сравнительный анализ электрофизических и газочувствительных характеристик пленок SnO₂, легированных примесями сурьмы, платины и палладия, с соответствующими характеристиками нанокompозитов SnO₂ + SiO₂.

Эксперимент. Исследовались поликристаллические пленки SnO_2 , легированные сурьмой от 0,5 до 3,0 вес.%, изготовленные методом высокочастотного магнетронного напыления на установке ВУП-4. Магнетронное распыление оловянной мишени (99,98%) со вставками сурьмы осуществлялось в атмосфере Ar (25%) и O_2 (75%) на стеклянные подложки без дополнительного подогрева. Пленки SnO_2 для последующего легирования платиной и палладием получали методом реактивного ионно-лучевого распыления оловянной мишени на установке, созданной на основе вакуумного напылительного поста УВН-2Н [2] в атмосфере Ar (~ 25%) и O_2 (~ 75%) на стеклянные подложки без дополнительного подогрева.

Легирование примесями палладия и платины в разных весовых количествах проводилось методом пропитки пленок SnO_2 , в качестве которой использовались соответственно водные растворы H_2PtCl_6 и PdCl_2 . Затем образцы подвергались сушке при температуре 100 °С с последующим вжиганием на воздухе при $T = 500$ °С в течение 4–6 ч. Расчетное количество введенной примеси платины и палладия составляло от 0,5 до 3,0 вес.%.

Для стабилизации электрических параметров пленок SnO_2 , легированных сурьмой, платиной и палладием, была проведена дополнительная термообработка образцов при $T = 500$ °С в течение 4–6 ч с контролем поверхностного сопротивления через каждый час.

Толщина пленок измерялась на интерференционном микроскопе МИИ-4. Пленки диоксида олова, легированные сурьмой, имели толщину 2–6 мкм, пленки диоксида олова, легированные платиной и палладием, – 1–1,5 мкм. Фазовый состав пленок контролировался с помощью рентгенодифракционного анализа на приборе ДРОН-4 с помощью CuK_α -излучения.

Поверхностное сопротивление пленок при комнатной температуре измерялось четырехзондовым методом на установке ЦИУС-1. Концентрацию и подвижность свободных носителей заряда измеряли с помощью эффекта Холла методом Ван-дер-Пау в магнитном поле 0,63 Тл в интервале температур 20–400 °С.

Средний размер зерен в пленках определялся по данным рентгенодифракционного анализа по формуле Дебая–Шеррера, а также с помощью электронного просвечивающего микроскопа Philips CM-20 [3].

Для получения композиционных наноструктур диоксида олова, стабилизированных кремнием, применялся метод ионно-лучевого реактивного распыления. Использовалась составная мишень, представляющая собой сплавную мишень чистого олова (99,98%) с закрепленными на ее поверхности узкими (5 мм) пластинами из кварца (SiO_2). Изменяя число пластин двуокиси кремния и расстояние между ними, можно изменять соотношение объемов напыляемых диэлектрических слоев двуокиси олова и кремния, управляя таким образом составом и удельным электрическим сопротивлением материала.

Напыление проводилось в смеси аргона и кислорода, соотношение концентраций которых равно 3/4. В качестве подложек использовались пластины стекла или окисленного кремния (при напылении образцов для измерения электрического сопротивления).

Толщина пленок нанокompозита составила от 0,6 до 1,7 мкм для образцов, изготовленных в одинаковых технологических условиях, в зависимости от процентного содержания двуокиси кремния.

Для стабилизации электрических параметров пленок $\text{SnO}_2 + \text{SiO}_2$ применялся двухступенчатый изотермический отжиг при температурах 400 и 500 °С в течение 6–8 ч.

Газовая чувствительность всех пленок измерялась по стандартной методике [4]: $S_g = R_a / R_g$, где R_a – сопротивление пленки на воздухе, R_g – сопротивление пленки в

смеси исследуемого газа и воздуха, либо $S'_g = (G_g - G_a)/G_a \cdot 100\% = (G_g/G_a - 1) \cdot 100\% = (R_a/R_g - 1) \cdot 100\% = (S_g - 1) \cdot 100\%$, где G_a и G_g – электропроводности пленок на воздухе и в газе соответственно. Концентрация газов выражалась в единицах ppm (одна часть на миллион). Исследования проводились при концентрациях газов от сотен до десятков тысяч ppm.

Элементный состав полученных образцов исследовался с помощью установки рентгеновского микроанализа JXA-840.

Результаты эксперимента и их обсуждение. Исследование микроструктуры пленки $\text{SnO}_2 + 2,6$ вес.% Sb с помощью электронного просвечивающего микроскопа Philips CM-20 показало, что выбранные режимы термообработки приводят к тому, что средний размер зерен поликристаллов составляет ~ 20 нм. Фазовый состав пленки определялся по результатам электронной дифракции. Установлено, что пленка в основном состоит из фазы SnO_2 с небольшим количеством фазы SnO , т.е. имеет место отклонение от стехиометрии состава SnO_2 . Отдельные фазы Sb или Sb_2O_3 не были обнаружены [5].

Увеличение содержания примеси сурьмы в пленках SnO_2 приводит к увеличению их электропроводности, что может быть следствием донорного характера поведения сурьмы в кристаллической решетке SnO_2 при замещении атома олова, поскольку Sb является элементом VI группы Периодической системы. Легирование сурьмой несколько снижает исходное электросопротивление пленок SnO_2 , но позволяет улучшить воспроизводимость параметров пленок при их получении.

Исследование газовой чувствительности пленок показало, что независимо от содержания сурьмы температурная зависимость чувствительности при постоянной концентрации газа имеет вид кривой с максимумом при температурах 330 °C для спирта и 360 °C для ацетона.

Из данных рентгенофазового анализа пленок, легированных платиной, следует, что примесь платины образует в объеме пленки SnO_2 в малых количествах химическое соединение PtSn_4 , при этом не исключено, что часть примеси может преципитироваться в объеме и на поверхности пленки в виде металлических частиц или кластеров.

Концентрация и подвижность носителей заряда в нелегированных и легированных платиной пленках SnO_2 измерялась в интервале температур 20 – 400 °C. При концентрации примеси $3,0$ вес.% Pt значение подвижности увеличивается до 200 $\text{см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$. Концентрация свободных носителей заряда в легированных пленках меньше, чем в нелегированных и изменяется с температурой от $2 \cdot 10^{16}$ до $2 \cdot 10^{17}$ см^{-3} . Уменьшение концентрации носителей заряда в результате легирования пленок SnO_2 примесью платины может быть связано с образованием глубокого уровня в запрещенной зоне SnO_2 или с появлением в объеме и на поверхности пленки металлических включений Pt с работой выхода электронов ($4,8$ эВ), превышающей работу выхода из пленки SnO_2 ($4,5$ эВ), что приводит к образованию областей пространственного заряда под металлическими включениями и уменьшению эффективной концентрации электронов в микрокристалле.

В результате легирования пленок диоксида олова платиной ($3,0$ вес.%) снижается температура максимальной газовой чувствительности пленок к парам этанола на 130 °C (до 200 °C) (рис.1), ацетона на 110 °C (до 250 °C) (рис.2), а также увеличивается коэффициент чувствительности пленок, что объясняется двумя механизмами влияния катализатора на газовую чувствительность пленок SnO_2 – каталитическим и электронным. Одновременно легирование платиной повышает селективность пленок SnO_2 к распознаванию примесей паров этанола и ацетона в воздухе, увеличивая разницу в температурах максимальной газовой чувствительности до 50 °C.

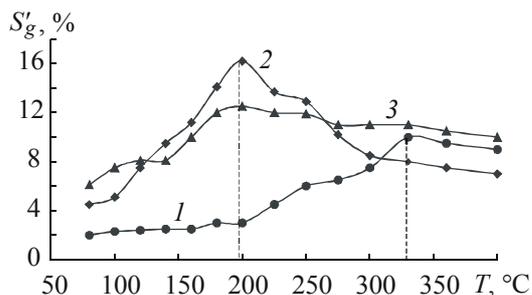


Рис.1. Температурная зависимость газовой чувствительности пленок SnO_2 при концентрации этанола в воздухе ~ 1000 ppm: 1 – нелегированная пленка SnO_2 ; 2 – пленка SnO_2 , легированная Pd (3,0 вес.%); 3 – пленка SnO_2 , легированная Pt (3,0 вес.%)

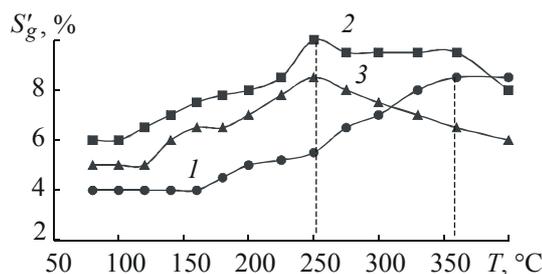


Рис.2. Температурная зависимость газовой чувствительности пленок SnO_2 при концентрации ацетона в воздухе ~ 1000 ppm: 1 – нелегированная пленка SnO_2 ; 2 – пленка SnO_2 , легированная Pd (3,0 вес.%); 3 – пленка SnO_2 , легированная Pt (3,0 вес.%)

Аналогичные результаты были получены при легировании пленок SnO_2 примесью палладия. По данным рентгенофазового анализа примесь палладия проникает в объем пленки SnO_2 и частично образует химическое соединение PdSn . Легирование палладием (3,0 вес.%) приводит к уменьшению концентрации свободных носителей заряда примерно на два порядка и составляет $\sim 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Это может быть объяснено причинами, описанными для случая легирования пленок примесью платины.

Легирование палладием пленок SnO_2 позволяет снизить температуру максимальной газовой чувствительности к парам этанола на 130°C (см. рис.1) и к парам ацетона на 110°C (до 250°C) (см. рис.2), кроме того почти вдвое увеличивается коэффициент чувствительности.

Таким образом, примеси платины и палладия в SnO_2 приводят к снижению энергетического барьера физической адсорбции на поверхности пленки (каталитический эффект) и к повышению их газовой чувствительности.

В пленках нанокompозитов $\text{SnO}_2 + \text{SiO}_2$ в зависимости от условий получения концентрация кремния меняется от 0,5 до 4,0%, что соответствует концентрации SiO_2 от 1,5 до 12,0%.

При одновременном распылении олова и SiO_2 в атмосфере, содержащей кислород, полученная пленка состоит из SnO_2 и SiO_2 . Оксиды SnO_2 и SiO_2 не образуют твердые растворы и, возможно, наличие SiO_2 препятствует росту микрокристаллов в процессе отжига пленки. Это предположение подтверждается результатами исследований микроструктуры пленок методом атомной силовой микроскопии (АСМ), выполненных на микроскопе FemtoScan-001. По данным АСМ в образцах нанокompозитов $\text{SnO}_2 + \text{SiO}_2$ с содержанием Si 3,0 ат.% размеры зерен составляют ~ 10 нм, что почти вдвое меньше размеров зерен в пленках SnO_2 с примесью сурьмы (20 нм).

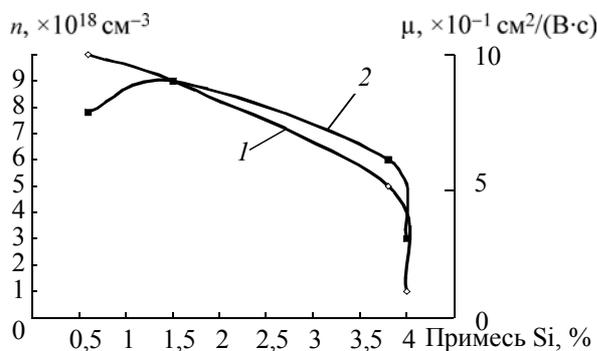


Рис.3. Зависимость концентрации n свободных носителей (1) и их подвижности μ (2) от содержания примеси кремния в нанокompозите $\text{SnO}_2 + \text{SiO}_2$

Результаты измерения подвижности μ и концентрации n свободных носителей заряда в пленках нанокompозитов в зависимости от содержания кремния приведены на рис.3. Установлено, что с увеличением процентного содержания Si от 0,6 до 4,0% концентрация носителей зарядов

в пленках уменьшается с 10^{19} до 10^{18} см⁻³, также наблюдается уменьшение подвижности в интервале (0,3–1,0) см²/(В·с), т.е. наличие примеси кремния, изовалентной по отношению к олову, снижает концентрацию свободных носителей зарядов в пленке SnO₂. Возможно, это является следствием образования диэлектрических прослоек SiO₂ в объеме пленки диоксида олова.

Исследования газовой чувствительности пленок нанокompозитов SnO₂ + SiO₂ к примесям различных газов в воздухе показали, что пленки с процентным содержанием кремния 1,5 ат.% (содержание SiO₂ составляет 4,0 ат.%) обладают максимальной чувствительностью к парам спирта при $T = 260$ °С и ацетона при $T = 200$ °С (рис.4).

Таким образом, наличие примеси SiO₂ не только уменьшает температуру максимальной газовой чувствительности, но и позволяет улучшить селективность пленок SnO₂ к различным газам.

В результате выполненных исследований определены условия изготовления и термообработок пленок SnO₂, легированных сурьмой, платиной и палладием, а также нанокompозитов SnO₂ + SiO₂ с минимальным размером зерна для газочувствительных сенсорных элементов.

Определен фазовый и элементный состав пленок и установлено различное влияние примесей на электрические свойства пленок и нанокompозитов на основе диоксида олова. На основании полученных экспериментальных результатов сделано предположение о разном характере локализации примесей Sb, Pt, Pd и Si в кристаллической решетке SnO₂ и их влиянии на электрофизические свойства пленок.

Установлено, что примеси сурьмы, платины, палладия и кремния по-разному влияют на газовую чувствительность и селективность легированных пленок SnO₂. Наиболее эффективным оказалось влияние примеси кремния в составе нанокompозитов SnO₂ + SiO₂.

Таким образом, пленки и нанокompозиты на основе диоксида олова и SiO₂ являются перспективными материалами для твердотельных датчиков газов, так как позволяют изготавливать поликристаллические тонкопленочные структуры с предельно малыми размерами микрокристаллов, необходимыми для высокочувствительных сенсорных элементов. Технология изготовления нанокompозитов отличается от технологии легирования пленок простотой и не требует использования дорогостоящих благородных металлов. В зависимости от состава нанокompозита можно синтезировать пленки, отличающиеся селективностью к различным газам и достаточно низкими температурами максимальной чувствительности к ним, что имеет важное практическое значение при выборе материалов для микроэлектронных, портативных, автономных датчиков газов и индикаторов токсичных и взрывоопасных газов на их основе.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 03-02-96453).

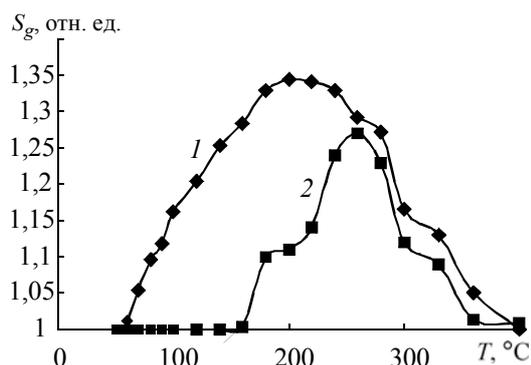


Рис.4. Температурная зависимость газовой чувствительности пленок SnO₂ + 1,5% Si: 1 – к парам ацетона (6500 ppm) в воздухе; 2 – к парам спирта (6590 ppm) в воздухе

Литература

1. Бутурлин А.И., Габузян Г.А., Голованов Н.А и др. Полупроводниковые датчики на основе металлооксидных полупроводников // Зарубежная электронная техника. – 1983. – № 10. – С. 3–38.
2. Золотухин И.В., Калинин Ю.Е., Стогней О.В. Новые направления физического материаловедения. – Воронеж: ВГУ, 2000. – 360 с.
3. Rembeza E.S., Richard O., Van Landuyt J. Influence of laser and isothermal treatments on the microstructural properties of SnO₂ films // Mater. Res. Bull. – 1999. – Vol. 34. – № 10/11. – P. 1527–1533.
4. Watson J., Ihokura K., Coles G.S.V. The tin dioxide gas sensor // Meas. Sci. Technol. – 1993. – Vol. 4. – P. 717–719.
5. Рембеза С.И., Свистова Т.В., Рембеза Е.С., Борсякова О.И. Микроструктура и физические свойства тонких пленок SnO₂ // ФТП. – 2001. – Т. 35, № 7. – С. 796–799.

Рембеза Екатерина Станиславовна – кандидат физико-математических наук, докторант кафедры физики твердого тела Воронежского государственного университета. *Область научных интересов:* физика полупроводников, физика поверхности, физика тонких пленок; получение полупроводниковых пленок методом реактивного магнетронного напыления, исследование их фазового состава и микроструктуры, проведение термообработок и изучение их влияния на свойства пленок.

Рембеза Станислав Иванович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой полупроводниковой электроники Воронежского государственного технического университета. *Область научных интересов:* физика полупроводников, физика примесей и дефектов, физика поверхности; диффузионные процессы в полупроводниках, методы исследования оптических и электрофизических свойств полупроводников, моделирование процессов в кристаллах и на поверхности полупроводников.

Свистова Тамара Витальевна – кандидат технических наук, доцент кафедры полупроводниковой электроники Воронежского государственного технического университета. *Область научных интересов:* физика полупроводников, физика тонких пленок; получение полупроводниковых пленок методом дегидратации, легирование пленок и исследование электрофизических характеристик пленок методами электрических и оптических измерений.

Дырда Наталья Николаевна – студентка Воронежского государственного технического университета.

Технологические аспекты получения тонкопленочных структур для высокотемпературных сверхпроводников

Л.П.Батюня

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрен технологический процесс получения пленочных структур в системе висмут–свинец–стронций–кальций–медь–кислород (BPSCCO) на буферных слоях цирконата-титаната свинца с воспроизводимыми свойствами.

Для получения высокотемпературных сверхпроводящих (ВТСП) пленок широко используется метод ВЧ магнетронного распыления, который обеспечивает получение пленочных структур с комплексом заранее заданных свойств. Выяснено, что на свойства получаемых пленок оказывают влияние различные технологические параметры: температура подложки в процессе нанесения пленки, состав и давление рабочего газа в камере, мощность разряда, положение подложки относительно мишени, длительность и температура отжига пленок. Установлено [1, 2], что на серийно изготавливаемых подложках кремния и сапфира в связи с межслойными диффузионными процессами невозможно получить пленки, обладающие высокими значениями ВТСП-параметрами. Следовательно, одной из основных проблем при напылении пленок с высокими воспроизводимыми ВТСП-параметрами (от 80 К и выше) является получение высококачественных буферных слоев между подложкой и пленкой. Буферные слои позволяют исключить взаимную диффузию веществ подложки и пленки, повысить адгезию пленки, сделать соразмерными термические коэффициенты линейного расширения.

В настоящее время наиболее мало изученной, но перспективной является разработка технологии синтеза пленочных ВТСП-структур на основе системы Bi–Pb–Sr–Ca–Cu–O (BPSCCO), обладающих перовскитной структурой, на буферных слоях цирконата-титаната свинца (ЦТС). Известно, что твердый раствор ЦТС $Pb(Zr,Ti)O_3$ также имеет перовскитную структуру типа ABO_3 . Сегнетоэлектрические свойства этого материала проявляются в случае нецентросимметричной структуры, т.е. тетрагональной, ромбоэдрической или орторомбической.

В [3] установлено, что осажденные в температурном интервале от 20 до 150 °С пленки ЦТС имеют аморфную структуру. В диапазоне температур 320–470 °С происходит переход из аморфного состояния в первую кристаллическую несегнетоэлектрическую пироклорную фазу типа $A_2B_2O_7$. Образование перовскитной фазы обычно наблюдается при последующем отжиге пленок в интервале температур 500–600 °С. Кристаллизация перовскитной фазы происходит путем возникновения и роста перовскитных островков, различимых в оптический микроскоп. Трудности получения перовскитных пленок ЦТС на кремнии объясняются образованием термически стабильной фазы $(Zr,Ti)O_2$, которая препятствует образованию перовскитной фазы. Оксид свинца в аморфной пленке ЦТС, нанесенной при комнатной температуре, нестабилен, часть связей Pb–O разрывается в процессе напыления. В течение последующего отжига формируются пустоты на поверхности пленки ЦТС за счет испарения и диффузии свинца. Эти дефекты вызывают деградацию сегнетоэлектрических свойств.

В [4] пленки ЦТС 95/5 (95% циркония, 5% титана) с перовскитной структурой напыляли на подложки титаната стронция и сапфира из соответствующих стехиометрических керамических мишеней. Подложки при напылении не нагревали, соотношение $Ar/O_2 = 1/1$, рабочее давление в камере составляло 2,1 Па. Непосредственно после нанесения пленки ЦТС обладали аморфной структурой; после термообработки при 750 °С были получены высокоориентированные пленки. Показано, что структура напыленных слоев ЦТС в значительной степени зависит от процесса их кристаллизации.

Для получения перовскитных пленок ЦТС 52/48 с хорошими сегнетоэлектрическими свойствами в [5] использовали мишени ЦТС с 50%-ным избытком свинца. Пленки выращивали методом ВЧ магнетронного напыления на подложках Pt/Ti/SiO₂/Si(100) с соотношением $Ar/O_2 = 9/1$. При температуре нагрева подложки 440 °С образовывалась только пирохлорная фаза. Количество перовскитной фазы увеличивалось при повышении температуры и ее максимальное содержание отмечено при температуре нагрева подложки 520 °С.

В [6] изучено влияние избытка свинца на процесс кристаллизации пленок ЦТС, полученных ВЧ магнетронным напылением с последующим отжигом в атмосфере кислорода. Пленки напыляли из двух мишеней: ЦТС и PbO на ненагретые подложки при соотношении $Ar/O_2 = 4/1$. При этом варьировали мощность распыления мишени PbO от 0 до 100 Вт (мощность на ЦТС – 500 Вт). Перовскитная фаза в пленках ЦТС сформировалась на подложке SrRuO₃/SiO₂/Si при температуре отжига 480 °С, на подложке Ir/SiO₂/Si при 520 °С и на подложке Pt/SiO₂/Si при 580 °С. Мощность распыления мишени PbO – 50 Вт. Кристаллические пленки ЦТС показали хорошие сегнетоэлектрические свойства с остаточной поляризацией 15 мкКл/см².

В настоящей работе буферные пленки ЦТС и напыленные на них ВТСП-слои состава BPSCCO получены методом ВЧ магнетронного распыления мишеней диаметром 100 мм и толщиной 5 мм на модифицированной установке УВН–75РЗ. В камеру с высоким вакуумом (10⁻⁵ Па) подавался аргон при давлении 1,3 Па, после чего на мишень по отношению к аноду подавалось напряжение. При этом загорался разряд, локализованный у поверхности мишени магнитным полем. Расстояние между мишенью и подложкой составляло ~ 4,5 см. ВТСП-пленки напыляли из мишеней стехиометрического состава $Bi_{1,8}Pb_{0,6}Sr_2Ca_2Cu_2O_x$, буферные слои ЦТС – из мишеней состава ЦТС-19. Толщина пленок составляла 0,05–0,07 мкм для ЦТС и 0,5–0,7 мкм для ВТСП-слоев. Для напыления использовались окисленные кремниевые подложки SiO₂/Si. Для формирования фазы 2223 в пленочной структуре состава BPSCCO после напыления проводилась термообработка структуры на воздухе при температуре ~ 850 °С.

При изучении состава слоев ЦТС, напыленных при температуре нагрева подложки 20 и 500 °С, установлено, что в образцах содержится недостаточное количество оксида свинца. Соотношение циркония к титану составляет 1,89, что превышает теоретическое значение, равное 1,54. Это, вероятно, связано с интенсивной диффузией ионов титана в подложку [6].

Результаты исследования свойств пленочных образцов состава BPSCCO на буферных слоях ЦТС, полученных при различных технологических режимах термообработки, представлены в табл.1. Видно, что температура нагрева подложки при нанесении подслоев и ВТСП-пленок оказывает существенное влияние на их свойства. Не меньшую роль играет продолжительность отжига на ВТСП-свойства пленочных образцов.

Напыленные пленки ЦТС/SiO₂/Si при температуре подложки 500 °С обладают диэлектрическими свойствами (образец 1). Пленки состава BPSCCO, напыленные непосредственно на подложку SiO₂/Si без подслоев (образцы 15–18), независимо от продолжительности отжига сверхпроводящими свойствами не обладают, что следует из результатов измерения сопротивления.

Таблица 1

Результаты исследования свойств пленочных образцов

Номер образца	Структура пленки	Температура нагрева подложки, °С		Время термообработки, ч ($T = 850\text{ °C}$)	Сопротивление образцов, Ом	
		ЦТС	BPSCCO		$T = 300\text{ K}$	$T = 77\text{ K}$
2	BPSCCO/ ЦТС/SiO ₂ /Si	500	500	–	2,08	1,42
3				1	1,14	0,82
4				4	1,21	0,88
5				8	диэлектрик	диэлектрик
6	BPSCCO/ ЦТС/SiO ₂ /Si	20	20	–	диэлектрик	диэлектрик
7				1	диэлектрик	диэлектрик
8				4	диэлектрик	диэлектрик
9				8	1,38	1,00
10				16	1,02	0
11	BPSCCO/ ЦТС/SiO ₂ /Si	20	500	–	1,61	0,96
12				1	1,59	1,16
13				4	1,68	1,20
14				8	диэлектрик	диэлектрик
15	BPSCCO/ SiO ₂ /Si	–	500	–	диэлектрик	диэлектрик
16				1	1,79	1,32
17				4	2,08	5000
18				8	диэлектрик	диэлектрик

То же наблюдается и в пленках состава BPSCCO, полученных при температуре подложки 500 °С на подслоях ЦТС, напыленных без нагрева подложки (образцы 11–14). При отжиге в течение 8 ч при $T = 850\text{ °C}$ их сопротивление возрастает и они становятся диэлектриками. Совершенно иные результаты получены для пленок состава BPSCCO на подслоях ЦТС при напылении без нагрева подложек (образцы 6–10). После термообработки при $T = 850\text{ °C}$ в течение 16 ч получены пленки, обладающие ВТСП-свойствами с температурой перехода 80 К (образец 10).

Рентгеноспектральный анализ пленок состава BPSCCO на подслоях ЦТС показал (образец 2), что после напыления в пленке без термообработки не обнаружено содержание элементов висмута и свинца, что, вероятно, связано с их диффузией в структуру подслоя. Термообработка структур BPSCCO/ЦТС при $T = 850\text{ °C}$ в течение 16 ч, напыленных на ненагретую подложку (образец 10), приводит к выравниванию химического состава до близких к теоретическим концентрациям (табл.2), что способствует получению критической температуры ВТСП-пленки, равной 80 К.

Таблица 2

Химический состав пленочных образцов BPSCCO

Элемент	Химический состав, ат.%					
	Стехиометрический состав, ат.%	Номер образца				
		2	5	6	9	10
Bi	1,7	0	0,39	3,45	3,07	2,13
Pb	0,5	0	0,37	0,41	0	0,26
Sr	2,0	2,00	1,25	1,99	1,80	2,33
Ca	2,0	1,12	1,99	1,00	1,11	1,68
Cu	3,0	1,60	3,00	3,18	2,67	2,59

Из полученных результатов можно заключить, что пленки состава BPSCCO с ВТСП-свойствами можно получить только на ненагретых подложках с подслоями ЦТС, напыленными также при комнатной температуре. При таких режимах напыления не происходит существенной потери компонентов в пленках. Для достижения критической температуры выше 80 К необходимо проводить термообработку в течение не менее 16 ч при $T = 850$ °С.

Литература

1. Шарин А.Г., Батюня Л.П., Раскин А.А. Получение высокотемпературных сверхпроводящих пленок систем YBaCuO и BiPbSrCaCuO методом магнетронного напыления / Зарубежная электронная техника. – 2000. – № 1. – С. 88–93.
2. Волков С.И., Григорашвили Ю.Е., Сотников И.Л., Мингазин В.Т. Пленки высокотемпературного сверхпроводника с критической температурой выше 100 К / Изв. вузов. Электроника. – 1998. – № 3. – С. 14–18.
3. Nam S.M., Kimura H., Ohashi N., Tsurumi T. Improvement of quality and electrical properties of sputtered PZT films by wet-oxidation process // Jpn. J. Appl. Phys. – 1999. – Pt 1. – Vol. 38. – № 9B. – P. 5383–5387.
4. Hammer M., Hoffman M.J. Sintering model for mixed-oxide-derived lead zirconate titanate ceramics // J. Amer. Ceram. Soc. – 1998. – Vol. 81. – № 2. – P. 1013–1018.
5. Kim T.S., Kim D.J., Lee J.K., Jung H.J. Fabrication of excess PbO-doped PZT thin films using RF magnetron sputtering method // J.Vac. Sci. Technol. – 1997. – Vol. 15. – № 6. – P. 2831–2835.
6. Fukuda Y., Aoki K. Effects of excess Pb and substrate on crystallization process of amorphous PZT thin films prepared by RF magnetron sputtering // Jpn. J. Appl. Phys. – 1997. – Pt 1. – Vol. 36. – № 9B. – P. 5793–5798.

Батюня Людмила Павловна – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* технология диэлектрических материалов электронной техники.

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

С тематическими указателями статей за 1996 - 2005 гг.
и с содержанием последних номеров можно ознакомиться
на нашем сайте:

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

Обеспечение равномерности воздушного потока в чистом помещении высокотехнологичного производства

В.И.Каракеян, А.С.Рябышенков

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Исследован аэродинамический процесс движения воздуха из буферного объема в чистые помещения. Приведены зависимости пропускной способности фильтров и коэффициентов фильтрации от высоты буферного объема. Предложен ряд технических мероприятий для обеспечения равномерности воздушного потока в чистых помещениях.

Анализ аэродинамических характеристик рециркуляционных контуров чистых помещений (ЧП) предприятий высокотехнологических производств убедительно показывает важность и актуальность исследований движения воздуха в элементах жизнеобеспечения данных производств.

Рассмотрим движение воздуха из буферного объема (БО) в ЧП. С точки зрения закона гидродинамики БО представляет собой газопровод (воздуховод) [1].

Поскольку в любой плоскости, параллельной плоскости чертежа, линии движения воздуха подобны, рассмотрим участок воздуховода единичной (1 м) глубины (измерение, перпендикулярное плоскости чертежа). Для оперирования привычными формулами гидродинамики, абстрагировавшись от формы воздуховода, определим понятие его эквивалентного диаметра d [2]:

$$d = \frac{4S}{P},$$

где S – площадь воздуховода, P – его периметр.

Принимая за основу скорость движения воздуха в ЧП $w_{\text{ЧП}} = 0,5$ м/с, определим необходимые параметры воздушных потоков в БО и в ЧП.

Следует отметить, что скорость воздуха, а вместе с ней и значение числа Рейнольдса (Re) не являются постоянными по длине воздуховода. Эти параметры уменьшаются от максимального значения, приведенного в таблице, до нуля в конце воздуховода при обычной схеме организации процесса фильтрации, а также изменяется и режим течения газа от турбулентного до ламинарного.

Необходимые параметры воздушного потока

Параметры	Технологические объекты	
	БО	ЧП
Расход газа $V_n, \text{ м}^3/\text{с}$	24,75	24,75
Скорость потока $w, \text{ м/с}$	1,53	0,5
Эквивалентный диаметр воздуховода $d, \text{ м}$	3,0	6,83
Число Рейнольдса (Re)	$3,26 \cdot 10^5$	$2,42 \cdot 10^5$

Величина потерь напора в воздуховоде в общем случае выражается в виде [2]

$$h_{\text{п}} = \left(\lambda \frac{l}{d} + \sum_{i=1}^n \xi_i \right) \frac{w^2}{2g}, \quad (1)$$

где λ – коэффициент гидравлического сопротивления; l – длина воздуховода; $\sum_{i=1}^n \xi_i$ – сумма местных сопротивлений; w – скорость потока.

Пренебрегая местными сопротивлениями воздуховода, используя очевидное соотношение $V = w \frac{\pi d^2}{4}$ и принимая, что течение в воздуховоде ламинарное (коэффициент сопротивления $\lambda = \frac{64}{Re}$), из соотношения (1) получаем выражение для величины потерь напора для участка воздуховода длиной l :

$$h_{\text{п}} = \frac{128\mu}{\pi d^4 \rho g} l V_l. \quad (2)$$

Для определения V_l запишем уравнение материального баланса для участка воздуховода длиной dl :

$$V - (V + dV) - w_{\text{ф}} dl = 0,$$

откуда

$$dV = -w_{\text{ф}} dl,$$

где $w_{\text{ф}}$ – скорость фильтрации.

Интегрируя данное выражение, получим уравнение для потока газа в произвольном сечении воздуховода l :

$$V_l = V_{\text{н}} - \int_0^l w_{\text{ф}} dl,$$

где $V_{\text{н}} = 24,75 \text{ м}^3/\text{с}$.

Тогда выражение (2) примет вид

$$h_{\text{п}} = \frac{128\mu}{\pi d^4 \rho g} l \left(V_{\text{н}} - \int_0^l w_{\text{ф}} dl \right) = kl \left(V_{\text{н}} - \int_0^l w_{\text{ф}} dl \right). \quad (3)$$

Для обеспечения равномерного ламинарного потока в помещении должно выполняться условие $w_{\text{ф}} = \text{const}$. Вычислив интеграл в правой части выражения (3), получим

$$h_{\text{п}} = \frac{128\mu}{\pi d^4 \rho g} l (V_{\text{н}} - w_{\text{ф}} l). \quad (4)$$

Согласно уравнению Дарси скорость фильтрации прямо пропорциональна перепаду давления на фильтре:

$$w_{\text{ф}} = k_{\text{ф}} \Delta P = k_{\text{ф}} (P_{\text{н}} - \rho g h_{\text{п}}) = k_{\text{ф}} \left(P_{\text{н}} - \frac{128\mu}{\pi d^4} l (V_{\text{н}} - w_{\text{ф}} l) \right), \quad (5)$$

где $P_{\text{н}}$ – напор вентиляторов, обеспечивающих заданную скорость воздуха в ЧП; $k_{\text{ф}}$ – коэффициент фильтрации.

Аналогичные уравнения можно получить, принимая, что движение газа турбулентное. Воспользовавшись известной формулой Блазиуса (при $Re \leq 10^5$) для коэффициента сопротивления при турбулентном режиме движения газа

$$\lambda = \frac{0,316}{Re^{0,25}},$$

получим

$$h_{\Pi} = 0,24 \frac{l}{g} \sqrt[4]{\frac{\mu}{\rho} \frac{(V_{\Pi} - w_{\Phi} l)^{7/4}}{d^{19/4}}}, \quad (6)$$

$$w_{\Phi} = k_{\Phi} \left(P_{\Pi} - 0,241l \sqrt[4]{\mu \rho} \frac{(V_{\Pi} - w_{\Phi} l)^{7/4}}{d^{19/4}} \right). \quad (7)$$

В соотношениях (6), (7), аналогичных (4) и (5), зависимость от l более ярко выражена, поэтому все рассуждения справедливы и для них.

Решая задачу увеличения равномерности воздушного потока в ЧП, можно выделить ряд факторов и технических приемов, влияющих на решение поставленной задачи.

Поскольку P_{Π} является по сути гидравлическим сопротивлением фильтров, то, поставив дополнительный фильтр, можно увеличить P_{Π} , в результате чего вклад составляющей $\rho g h_{\Pi}$ в уравнении (5) становится пренебрежимо мал, что увеличивает равномерность воздушного потока.

На рис.1 приведены зависимости, построенные по уравнениям (5) и (7) для различных случаев отношения $\rho g h_{\Pi}$ к P_{Π} . В качестве критерия, определяющего равномерность воздушного потока, принята величина $1/k_{\Phi}$, отражающая пропускную способность фильтров.

Сделать поток равномернее можно изменив пропускную способность фильтров по длине воздуховода (буферного объема). Так, из уравнения (5) можно сформулировать закон распределения сопротивления фильтров по длине воздуховода, необходимый для обеспечения равномерности потока фильтрационного воздуха в помещении:

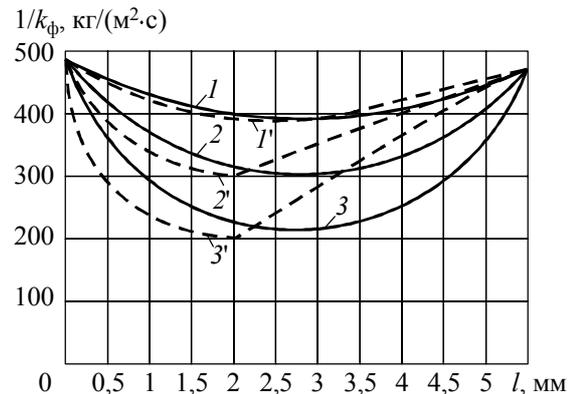


Рис.1. Зависимость пропускной способности фильтров $1/k_{\Phi}$ от длины БО (l) для различных соотношений $\rho g h_{\Pi}$ к P_{Π} : кривые 1, 1' – 19%; 2, 2' – 38%; 3, 3' – 56% (сплошная – по уравнению (5), пунктирная – (7))

$$k_{\Phi} = \frac{w_{\Phi}}{(P_{\Pi} - \rho g h_{\Pi})} = \frac{w_{\Phi}}{\left(P_{\Pi} - \frac{128\mu}{\pi d^4} l (V_{\Pi} - w_{\Phi} l) \right)}. \quad (8)$$

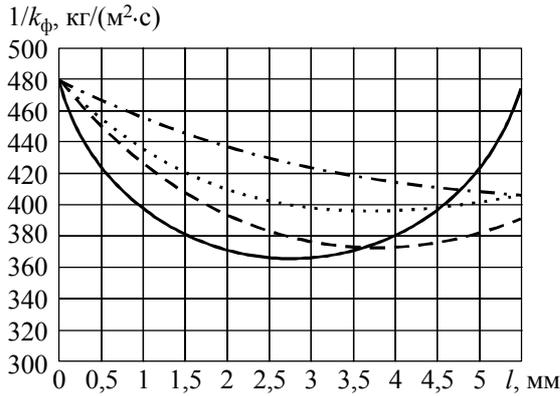


Рис.2. Зависимость коэффициента фильтрации k_ϕ от длины БО l при различных долях рециркулирующего воздуха через ЧП: — 0%; - - - 30%; ····· 50%; — · — 100%

значительно уменьшается, поэтому $k_\phi \rightarrow \frac{w_\phi}{P_H}$. Графики, приведенные на рис.2, можно

использовать для наглядной демонстрации влияния величины эквивалентного диаметра d на равномерность воздушного потока в ЧП. Так, если принять, что соотношение $\rho g h_\Pi$ и P_H на приведенных графиках меняется за счет изменения d (в самом неравномерном случае $d = 1$), то любое увеличение d приводит к одной из промежуточных кривых.

На практике это означает организацию рециркуляции воздуха между БО и всасывающей линией. Такую организацию процесса называют также фильтрацией в тангенциальном потоке. При такой схеме можно снизить нагрузку на основные фильтры, организовав дополнительную фильтрацию в линии рециркуляции.

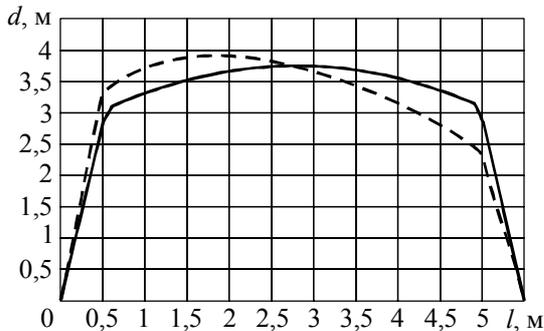


Рис.3. Зависимость эффективного диаметра d от длины БО (l): сплошная кривая – для ламинарного потока; пунктирная – для турбулентного потока

Анализируя выражения (5) и (8), следует принять во внимание, что рассматриваемый воздуховод имеет прямоугольное сечение, ширина которого принята за единицу и не фигурирует в уравнениях в виде переменной. Поэтому введенный ранее эквивалентный диаметр воздуховода отражает по сути высоту буферного объема: $d = 2h_{\text{БО}}$.

Так, например, изменение высоты буферного объема самым значительным образом (в 4-й степени, а при турбулентном движении в степени $19/4$) оказывает влияние на равномерность потока воздуха, так как при увеличении d составляющая $\frac{128\mu}{\pi d^4} l (V_H - w_\phi l)$

Еще одним фактором, увеличивающим равномерность воздушного потока в помещении, является уменьшение $w_\phi L$ по отношению к V_H , что ведет к изменению характера зависимости $k_\phi = f(l)$ при различных долях рециркулируемого воздуха по отношению к потоку воздуха через ЧП: 0, 30, 50 и 100%.

Отметим, что закон изменения высоты БО по его длине, обеспечивающий постоянные w_ϕ и k_ϕ , можно получить из выражения

$$d = \sqrt{\frac{128\mu l (V_H - w_\phi l)}{\pi (P_H - w_\phi / k_\phi)}} \quad \text{— для ламинарного}$$

потока,

$$d = \left(\frac{0,241 l^4 \sqrt{\mu p} (V_H - w_\phi l)^{7/4}}{P_\phi - w_\phi / k_\phi} \right)^{4/19} \quad \text{— для турбулентного потока.}$$

Теоретические графики этих зависимостей приведены на рис.3. Построив буферное пространство с переменной высотой согласно полученным уравнениям, для участка от 0,1l до 0,9l можно обеспечить равномерность потока воздуха в ЧП.

Приведенные рассуждения в полной мере применимы и к пространству под фальшполом.

Для определения скоростей потока w_ϕ в помещении при имеющихся равномерно расположенных фильтрах можно решить уравнение (3) при постоянном k_ϕ :

$$h_\pi = kl \left(V_\pi - \int_0^l k_\phi (P_\pi - \rho g h_\pi) dl \right) = kl \left(V_\pi - k_\phi P_\pi l + k_\phi \rho g \int_0^l h_\pi dl \right). \quad (9)$$

Дважды про дифференцировав выражение (8) по dl , получим неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка:

$$h_\pi'' - k k_\phi \rho g l h_\pi' - 2 k k_\phi \rho g h_\pi = -2 k k_\phi P_\pi. \quad (10)$$

Решив данное уравнение, можно найти распределение потерь напора по длине воздуховода, распределение перепада давления на фильтре и, следовательно, скорости фильтрованного воздуха.

Приведенное в данной работе математическое описание аэродинамических процессов может быть использовано для дальнейших расчетов по оптимизации качества внутренней среды высокотехнологичных производств.

Литература

1. **Каракеян В.И.** Чистые производственные помещения и оборудование для получения чистых технологических сред // Машиностроение: Энциклопедия / Под ред. **К.Ф.Фролова**. – М.: Машиностроение, 2000. – Т. III-8, гл. 3.3. – С. 371–398.
2. **Дытнерский Ю.И.** Процессы и аппараты химической технологии: Учеб. для вузов: В 2 ч. Ч. 2. – 2-е изд. – М.: Химия, 1995. – 368 с.

Каракеян Валерий Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры промышленной экологии МИЭТ. *Область научных интересов:* технология микроэлектроники; чистые производственные помещения; производственно-экологическая безопасность; безопасность жизнедеятельности; экономика природопользования; охрана окружающей среды.

Рябышенков Андрей Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной экологии МИЭТ. *Область научных интересов:* технология микроэлектроники и чистых производственных помещений, охрана окружающей среды.

УДК 621.3.049.77: 621.384.326

Мультиплексор для охлаждаемого гибридного многоэлементного приемника ИК-излучения

А.М.Белин, А.Ю.Никифоров

ЗАО «Матричные технологии» (г. Москва)

А.А.Гваськов, А.Д.Попов, Г.А.Рудаков

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Представлена интегральная схема считывания (ИСС) информации с многоэлементной матрицы ИК-фотодиодов формата 288×4. Схема выполнена по КМОП-технологии, работает в режиме временной задержки и накопления с внутренней деселекцией отбора фоточувствительных элементов с управляемым порогом. Приведены параметры разработанной ИСС для многорядных линеек фотодиодов на основе CdHgTe.

Схемы считывания в гибридных приемниках выполняют функции накопления, обработки и мультиплексирования сигнала, полученного с фотодиодов на основе CdHgTe (КРТ-фотодиодов). К схемам считывания чувствительных в ИК-диапазоне приборов предъявляется ряд требований. Наиболее важное из них – низкий уровень собственных шумов по сравнению с шумами детектора для реализации режима ограничения пороговых характеристик фоновыми шумами. Для интегрирования фототока в схему считывания вводится МОП-конденсатор, на котором накапливается заряд в течение времени кадра. Большей чувствительности при использовании многорядных линеек можно достигнуть в результате последовательного соединения нескольких элементов и использования режима временной задержки и накопления (ВЗН). В режиме ВЗН пакеты зарядов синхронно сдвигаются со сканируемым изображением, что позволяет увеличить эффективное время накопления.

Для монолитных кремниевых приборов популярны схемы считывания на ПЗС [1]. Однако матрицы с двумерной адресацией на основе МОП-переключателей с прямым считыванием предпочтительнее для большинства приборов из-за большей гибкости проектирования и совместимости со стандартными технологическими процессами, освоенными промышленностью в настоящее время.

Конструктивные особенности разработанного мультиплексора. Представленная в данной работе схема считывания является КМОП-мультиплексором формата 288×4 для матрицы ИК-детекторов на основе КРТ-диодов, преобразующей фотоотклик в последовательность импульсов напряжения. При работе в режиме ВЗН мультиплексор обеспечивает

деселекцию дефектных элементов, имеющих высокий уровень тока утечки. Схема спроектирована и изготовлена по КМОП технологическому маршруту с проектными нормами 1,2 мкм, одним уровнем поликремния и двумя уровнями алюминиевой металлизации.

Конструктивно мультиплексор состоит из четырех симметричных частей. Структурная схема одной из этих частей представлена на рис.1.

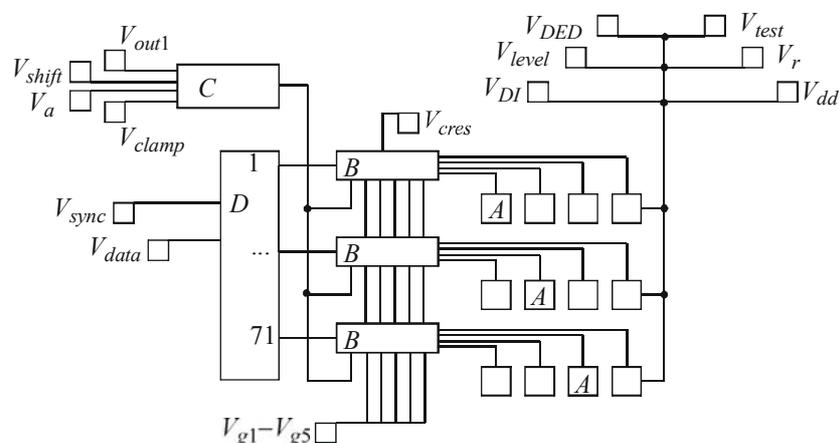


Рис.1. Структурная схема 1/4 мультиплексора

Блок *A* содержит контактные площадки для стыковки транзисторов передачи фототока с ИК-фотодиодами, транзисторы для подачи сигнала в режиме самотестирования и схему деселекции. Блок *B* – 5-фазная, двунаправленная схема КМОП ВЗН содержит пять накопительных МОП-емкостей, схему дешифратора управления емкостями, усилитель мощности на основе *p*-канального повторителя, комплиментарный ключ выборки строки. Блок *C* содержит выходной усилитель с регулировкой уровня «черного». Блок *D* – КМОП сдвиговый регистр, управляющий выборкой строки. Передача фототока от фотодиода в накопительную емкость выполнена по схеме прямой инжекции.

Схема деселекции. Работа в режиме ВЗН предполагает суммирование сигналов, поэтому наличие хотя бы одного «пробитого» элемента, имеющего большой ток утечки, приводит к насыщению всего ряда элементов, соответствующего одной строке, по которой ведется сложение. Для устранения подобных нежелательных эффектов введена схема деселекции дефектных фотодиодов.

Схема деселекции представляет собой *D*-триггер на основе пары КМОП-инверторов (транзисторы *M2*, *M3* и *M1*, *M10*), замыкающихся в кольцо с помощью транзистора *M158* (рис.2).

В режиме тестирования фотодиодов на площадку V_{DED} (ключ памяти) подается уровень, соответствующий логическому «0». При этом транзистор *M188* (*p*-типа) находится в открытом состоянии, и на вход *D*-триггера подается потенциал, соответствующий напряжению на накопительном конденсаторе.

За время тестирования, которое может регулироваться в диапазоне 15–65 мкс, накопительная емкость разряжается током фотодиода через транзистор *M7*. Время накопления регулируется исходя из требований к дефектным фотодиодам. Бездефектный фотодиод за время накопления не вызывает полного разряда емкости, следовательно, транзистор *M3* всегда находится в открытом состоянии. В результате этого на выходе *D*-триггера (транзистор *M1*) устанавливается напряжение питания и транзистор *M9* (ключ деселекции) открыт.

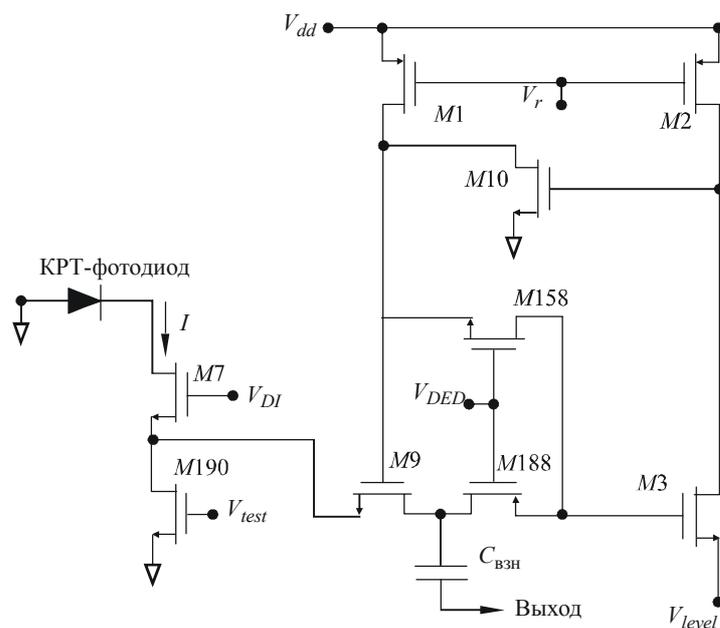


Рис.2. Схема блока А КМОП-мультиплексора

Дефектный элемент обладает большим током утечки, который разряжает накопительную емкость до потенциала закрытия транзистора $M3$. В результате этого на выходе инвертора (на транзисторах $M1$, $M10$) устанавливается состояние логического «0», что приводит к закрытию транзистора $M9$, который отключает дефектный фотодиод от накопительных конденсаторов.

Потенциал срабатывания схемы деселекции регулируется напряжением V_{level} . При выключении ключа памяти (подача потенциала питания на V_{DED}) на выходе D -триггера устойчиво сохраняется одно из двух состояний, соответствующее работоспособности фотодиода.

В режиме калибровки тестовый сигнал через транзистор $M190$ поступает в виде постоянного напряжения непосредственно на накопительные емкости схемы ВЗН последовательно по каждой фазе и в то же время считывается с предыдущего такта, аналогично считыванию потенциала в режиме работы с КРТ-фотодиодами. Проверка работоспособности схемы деселекции проводится при включенном ключе памяти. При этом сигнал, близкий к нулю, закрывает транзистор $M9$. После выключения ключа памяти на выходах мультиплексора устанавливаются сигналы, соответствующие уровню «черного».

Схема ВЗН. В составе данного мультиплексора реализована схема ВЗН (рис.3) с пятью фазами управления работой четырех фоточувствительных элементов [2]. Накопительные емкости $C1-C5$ составляют 2,8 пФ. Принцип работы заключается в последовательном интегрировании фототока в каждой емкости от фотодиодов $D1$, $D2$, $D3$, $D4$, определяемых дешифратором в зависимости от фазы. Пятая фаза предназначена для считывания накопленного в емкости заряда без потери времени накопления. Интегрированный в накопительной емкости фотозаряд через истоковый повторитель и общую шину считывается выходным усилителем с помощью ключей выборки. Схема ВЗН двунаправленная, т.е. возможно последовательное считывание емкостей от $D4$ к $D1$.

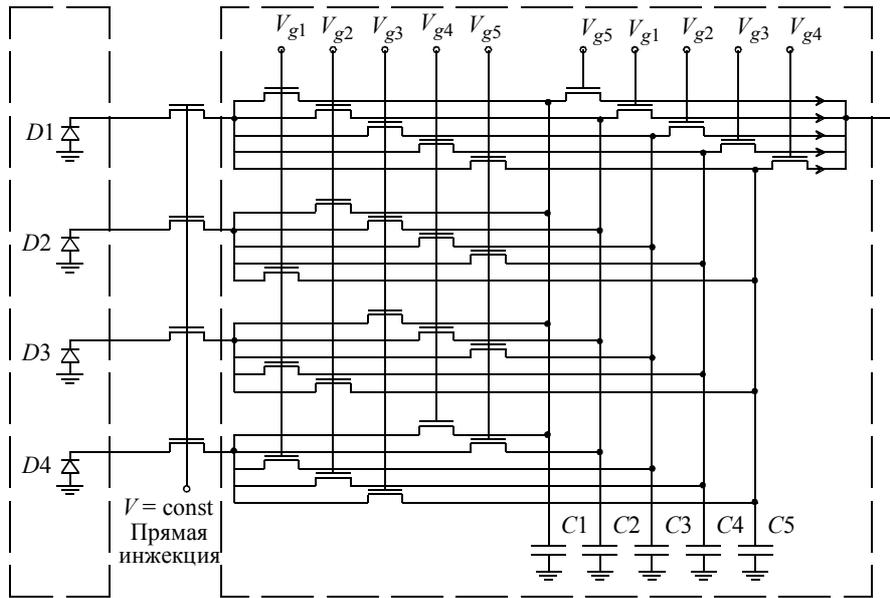


Рис.3. Схема временной задержки и накопления

Выходной узел. Схема выходного узла мультиплексора представлена на рис.4. Выходной узел выполнен на транзисторах: *M127* – транзистор установки начального потенциала (привязка к уровню «черного»); *M128* – *p*-канальный истоковый повторитель; *M152* и *M193* – транзисторы комплементарного ключа поэлементной выборки строки, управляемого сдвиговым регистром; *M155* – нагрузочный транзистор истокового повторителя; *M156* – выходной истоковый повторитель с внешней нагрузкой.

Привязка к уровню «черного» задается потенциалом V_{shift} , который зависит от фоновой составляющей. Привязка к определенному потенциалу эквивалентна вычитанию постоянного сигнала, соответствующего уровню «черного» наблюдаемой картины, т.е. уменьшению фона и лучшему согласованию с аналого-цифровым преобразователем (АЦП) внешнего устройства обработки. Заметим, что вычитание фона не приводит к уменьшению фонового шума.

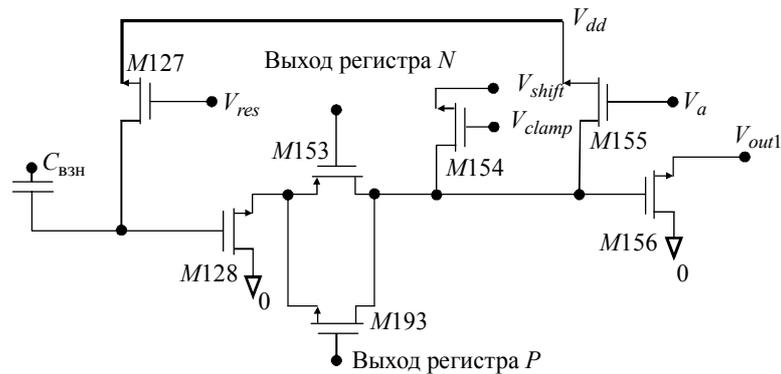


Рис.4. Выходной узел КМОП ВЗН мультиплексора

Регистр сдвига. Структурная схема сдвигового регистра представлена на рис.5. Регистр состоит из цепочки последовательно соединенных D -триггеров, входных буферных повторителей и выходного повторителя. Он управляется двумя входными импульсами – V_{sync} и V_{data} . Буферные элементы согласуют емкостную нагрузку между D -триггерами и внешними управляющими импульсами. Буферные каскады на транзисторах $M1, M2$ обостряют фронты входных сигналов V_{sync} и V_{data} , необходимых для стабильной и надежной работы триггеров.

Элементарная ячейка хранения триггера выполнена на двух инверторах, образующих кольцо. Выход каждого из триггеров нагружен на схему совпадения, обеспечивающую отсутствие перекрытий между соседними импульсами выборки и емкостную развязку между триггером и управляемыми элементами. Схема совпадения, входами которой являются сигналы с выхода триггера и импульс синхронизации, собрана на элементах 2И–НЕ–НЕ.

Для исследования и контроля работоспособности мультиплексора разработан измерительный стенд электрических параметров кристалла, состоящий из ПК, криостата, трех электронных плат (плата генератора тактовых последовательностей, плата АЦП, плата адаптера) и блока питания. Работа стенда обеспечивается оригинальной управляющей программой.

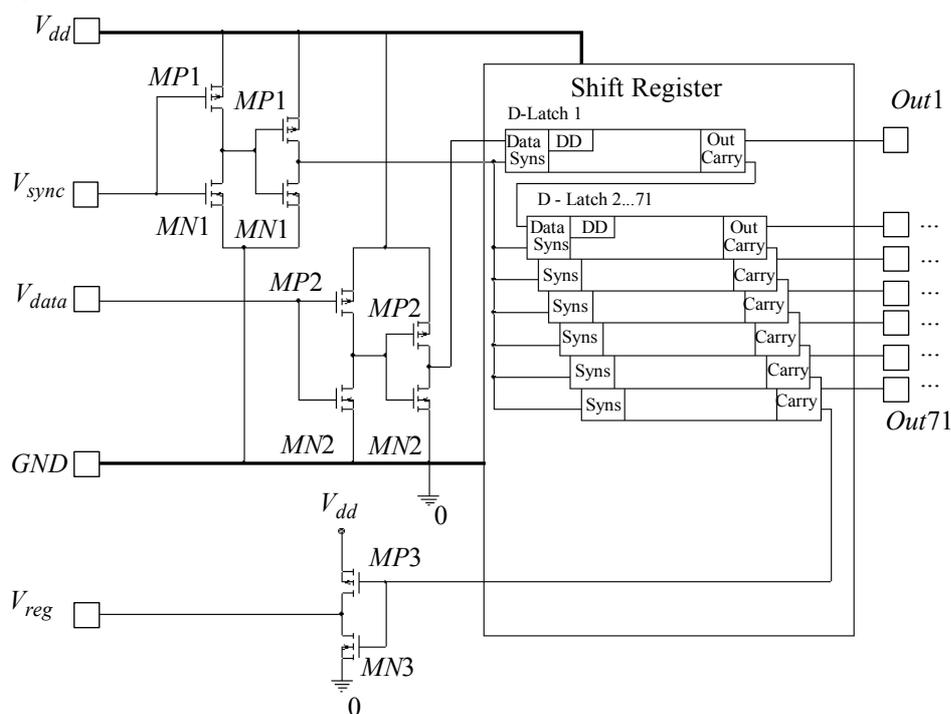


Рис.5. Структурная схема регистра сдвига

Результаты исследования мультиплексора. Исследование параметров мультиплексора проводилось при комнатной и криогенной температурах. Методы измерения электрических параметров мультиплексора основаны на считывании амплитуды и контроле формы выходного сигнала.

Измерение амплитуды выходного напряжения проводилось путем считывания амплитуды выходного сигнала в моменты ее максимального и минимального значений последовательно для каждого элемента выходной строки мультиплексора.

Типичная форма сигнала для одного из выходов мультиплексора представлена на рис.6.

Максимальная амплитуда напряжения сигнала при аналоговом и цифровом напряжении питания 5 В составляет 2,5 В. Максимальная частота определения по сумме фронтов нарастания и спада составляет 10 МГц. Обработка результатов измерений проводилась с помощью измерительной процедуры управляющей программы.

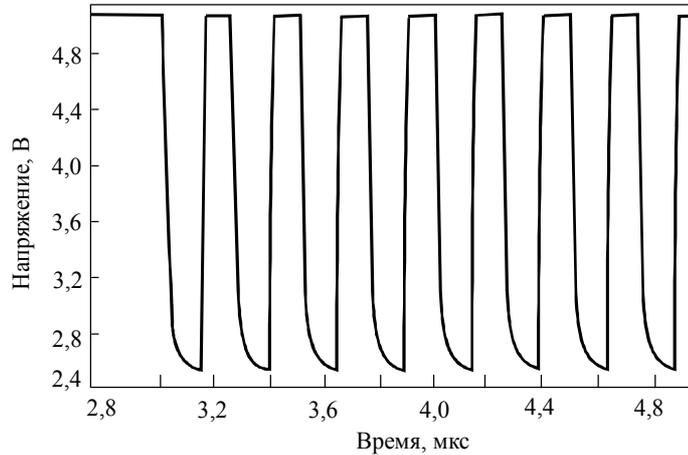


Рис.6. Форма сигнала на выходе мультиплексора

Размах выходного напряжения рассчитывался по формуле

$$V_{out} = \frac{\sum_{i=1}^N V_i}{N},$$

где N – число элементов строки; i – номер элемента строки; V_i – средняя по строкам величина размаха выходного напряжения для i -го элемента строки, определяемая выражением

$$V_i = \frac{\sum_{j=1}^M V_{ji}}{M},$$

где M – число выбранных строк; j – номер строки; V_{ji} – величина размаха выходного напряжения для i -го элемента j -й строки.

Динамический диапазон вычислялся по формуле

$$K = 20 \lg \frac{V_{out}}{\sigma_V} \text{ [дБ]},$$

где σ_V – усредненная по элементам строки дисперсия размаха выходного напряжения, определяемая выражением

$$\sigma_V = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^M (V_{out} - V_{ij})^2}.$$

Типичное значение динамического диапазона для тактовых частот 1–4 МГц составляло не менее 72 дБ. На ряде образцов значение динамического диапазона достигает 80 дБ.

Приведем основные параметры мультиплексора для безззорной линейки:

Параметр	Значение
Формат мультиплексора	288×4
Число строк разложения	288
Зарядовая емкость, пКл	14
Размах выходного напряжения не менее, В	2
Динамический диапазон (при соотношении сигнал/шум ≥ 1) не менее, дБ	70
Количество выходов	4
Максимальная частота вывода информации не менее, МГц	4
Время накопления, мкс	20–70
Потребляемая мощность не более, мВт	100
Рабочая температура, К	77–82

Таким образом, разработанная интегральная схема считывания обеспечивает десе-лекцию дефектных элементов фотоприемника с регулируемым уровнем отбора по току утечки, вывод сигнала по четырем каналам в формате 72×4×4 с частотой 10 МГц и вычитание фоновой составляющей при уровне выходного сигнала до 2 В.

По совокупности параметров ИМС соответствует современным требованиям к мультиплексорам ИК-фотоприемных матриц [3]. Микросхема может изготавливаться по разработанным техническим условиям.

Литература

1. *Рогальский А.* Инфракрасные детекторы. – Новосибирск: Наука, 2003. – 636 с.
2. *Byunghyuk Kim, Nanyoung Yoon, Hee Chul Lee, Choong-Ki Kim.* Novel Concept of TDI readout circuit for LWIR detector // Proc. SPIE 4028. – 2000. – P. 166–171.
3. *Тарасов В.В.* Инфракрасная система «смотрящего» типа. – М.: Логос, 2004. – 443 с.

Белин Алексей Михайлович – ведущий специалист ЗАО «Матричные технологии». *Область научных интересов:* разработка и изготовление ИС для ИК-техники.

Никифоров Александр Юрьевич – ведущий специалист ЗАО «Матричные технологии». *Область научных интересов:* разработка и изготовление ИС для ИК-техники.

Гваськов Алексей Александрович – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка и изготовление ИС для ИК-техники.

Попов Алексей Дмитриевич – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка и изготовление ИС для ИК-техники.

Рудаков Григорий Александрович – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологии изготовления и монтажа фоточувствительных ИС для ИК-техники.

Учет тензочувствительности для толстопленочных резисторов на основе соединений рутения

А.Н.Лугин

ФГУП «НИИ электронно-механических приборов» (г. Пенза)

Проведены экспериментальные и теоретические исследования тензочувствительности толстопленочных резисторов на основе резистивных паст из соединений рутения. Показано, что толстопленочные резисторы обладают анизотропностью тензочувствительности. Предложена физико-математическая модель коэффициента тензочувствительности пленочного резистора при пространственно напряженном состоянии резистора.

Технология производства толстопленочных резисторов получила широкое распространение в современной электронике прежде всего благодаря своей относительной простоте и невысокой стоимости получаемых элементов. Резисторы изготавливаются методом трафаретной печати из опорной пасты, содержащей субмикронные частицы проводящей фазы и зерен стеклофазы со средним размером помола (0,5–6 мкм), взвешенных в вязкой органической среде, на керамическое основание. После сушки для удаления летучих компонентов паста отжигается при температуре, превышающей температуру плавления стекла (700–900 °С). Затем наносится контактный слой, который формируется аналогичным образом из проводниковых паст. Однако резисторы, изготовленные по толстопленочной технологии, значительно уступают по достигаемым электрическим параметрам (допускаемое отклонение $\pm(0,1-2)\%$; временная стабильность $\pm(0,5-2)\%$; температурный коэффициент сопротивления $\pm(25-500)\cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ [1]) резисторам, выполненным по дорогостоящей тонкопленочной технологии. Такие резисторы имеют допускаемое отклонение и временную стабильность сопротивления до $\pm 0,001\%$, температурный коэффициент сопротивления до $\pm 1\cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. Поэтому изучению и совершенствованию технологии производства резисторов на основе толстых резистивных пленок, в первую очередь на основе резистивных паст из соединений рутения, уделяется большое внимание.

Одно из направлений исследования – анализ тензорезистивного эффекта, который является дестабилизирующим фактором, приводящим к неуправляемому отклонению сопротивления резистора в процессе производства и изменению его температурной и временной стабильности. Исследования направлены на снижение или исключение влияния этого фактора, а также на изучение механизма проводимости в материале резистора [2].

В работах [2, 3] показано, что в толстопленочных резистивных материалах при деформациях преобладает составляющая изменения сопротивления от изменения геометрических размеров и объема резистивного слоя. Изменение сопротивления в этих материалах аналогично зависимостям, характерным для металлов и сплавов, т.е. используется один коэффициент Бриджмена, и разница между продольным и поперечным коэффициентами тензочувствительности определяется постоянной величиной, зависящей только от коэффициента Пуассона. Однако в [4] отмечается, что значения коэффициента тензочувствительности в толстопленочных резистивных материалах отличаются от расчетных значений на постоянную величину, которая объясняется

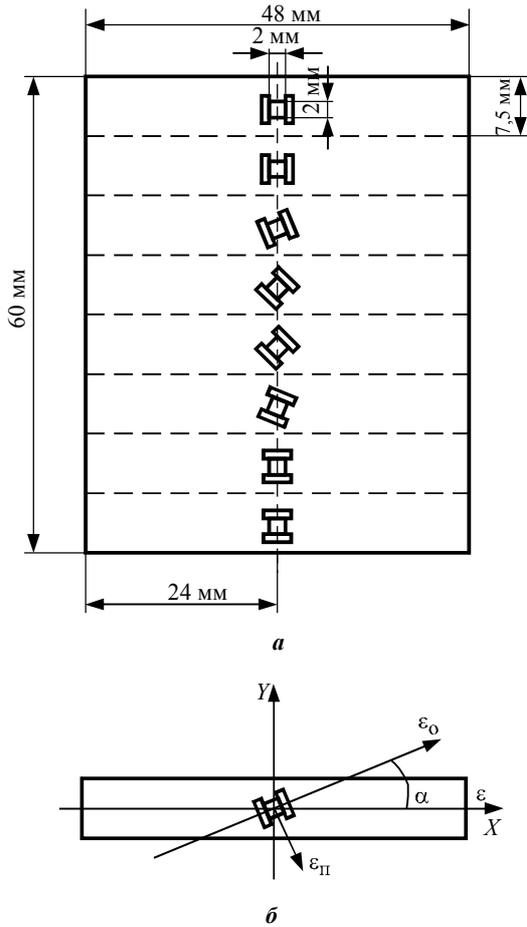


Рис.1. Расположение тестовых резисторов и экспериментальных полос на диэлектрической подложке и их габаритные размеры (а); схематичное изображение расположения резисторов на полосе (б) (α – угол наклона между направлением протекания тока в резисторе и направлением механического воздействия; ϵ – деформация в направлении механического воздействия; ϵ_0 и $\epsilon_{\text{П}}$ – продольные и поперечные деформации резистора; X и Y – оси координат)

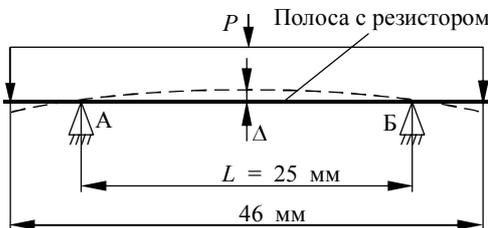


Рис.2. Схема устройства для исследования тензометрических свойств толсто пленочных резисторов [9]

длинной стороне не влияет на результаты измерения. Электрическое сопротивление измеряли омметром Щ-306, прогиб Δ – индикатором с ценой деления 0,01 мм. Для расчет-

вкладом полупроводниковой составляющей. В работах [5, 6] показано, что изменение сопротивления от тензоэффекта тонкопленочных резисторов происходит не только за счет изменения геометрических размеров и объема резистивного слоя, но и за счет аномального изменения удельного сопротивления материала резистивного слоя по трем взаимно перпендикулярным осям приложения механических нагрузок. В результате этого обнаруживается анизотропность тензорезистивного эффекта и нарушение соотношения продольного и поперечного коэффициентов тензочувствительности.

Цель настоящей работы – изучение тензорезистивного эффекта в толсто пленочных резисторах на основе паст из соединений рутения. Для проведения детального анализа влияния тензоэффекта на электрическое сопротивление толсто пленочных резисторов сначала проводились экспериментальные исследования согласно методикам, изложенным в [4–8]. Для этого была подготовлена тестовая структура с толсто пленочными резисторами (рис.1). По форме резистивного элемента резисторы представляют собой квадрат размером 2×2 мм. Резисторы расположены на диэлектрической подложке из керамики ВК94-2 размером 48×60 мм, толщиной 0,7 мм таким образом, что после резки на полосы размером 48×7,5 мм в средней части пяти полос оказываются резисторы, продольная по отношению к направлению протекания тока ось которых находится под углом наклона α (0; 22,5; 45; 67,5; 90°) к длинной стороне полосы. Исследовались резисторы на основе паст из соединений на основе двуокиси рутения с удельным поверхностным сопротивлением ρ_s до 100 Ом/□, на основе двуокиси рутения, легированной молибденом с ρ_s до 10 кОм/□, на основе рутенита свинца с ρ_s до 10⁶ Ом/□.

Для определения тензочувствительности использовалось устройство, схема которого показана на рис.2 [9].

Резисторы, расположенные между опорами А и Б, находятся в условиях чистого изгиба, и поэтому неточность установки полосы по

ной схемы относительная продольная деформация определяется выражением $\varepsilon = \frac{4h}{L^2} \Delta$, где h – толщина подложки. Для каждого эксперимента использовалось не менее трех подложек. Коэффициент тензочувствительности определялся как $\frac{\Delta R/R}{\varepsilon}$, где R и ΔR – электрическое сопротивление резистора и его изменение в процессе механического воздействия силой P на полосу соответственно.

Усредненные результаты определения относительного изменения сопротивления в зависимости от относительной продольной деформации для резисторов с различным удельным поверхностным сопротивлением и углом наклона $\alpha = 0$ представлены на рис.3. Полученные результаты указывают на линейность этого изменения в исследуемой области деформации и его сопоставимость по величине с допускарным отклонением сопротивления резисторов. Кроме того, линейность характеристик свидетельствует о постоянстве коэффициентов, характеризующих тензоэффект.

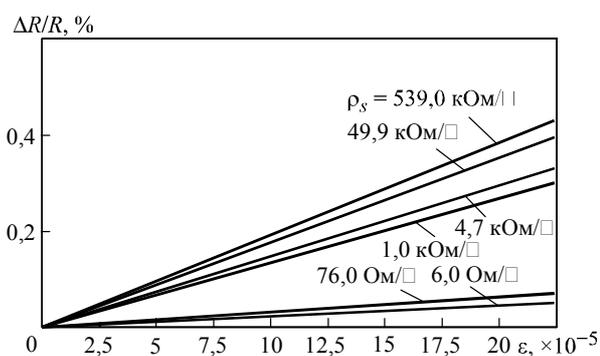


Рис.3. Зависимость относительного изменения сопротивления толсто пленочных резисторов с различным удельным поверхностным сопротивлением от относительной продольной деформации (при $\alpha = 0$)

Кроме этого, проведено экспериментальное исследование по определению изменения электрического сопротивления толсто пленочных резисторов при воздействии давления окружающей среды (при всестороннем сжатии). Для этого использовались схема (рис.4) и методика исследования, приведенные в [8].

Результаты исследования изменения сопротивления резисторов в зависимости от удельного поверхностного сопротивления и давления окружающей среды при $\alpha = 0$ показаны на рис.5.

Исследования электрического сопротивления резисторов с разным углом наклона при воздействии давления окружающей среды не выявили заметного различия.

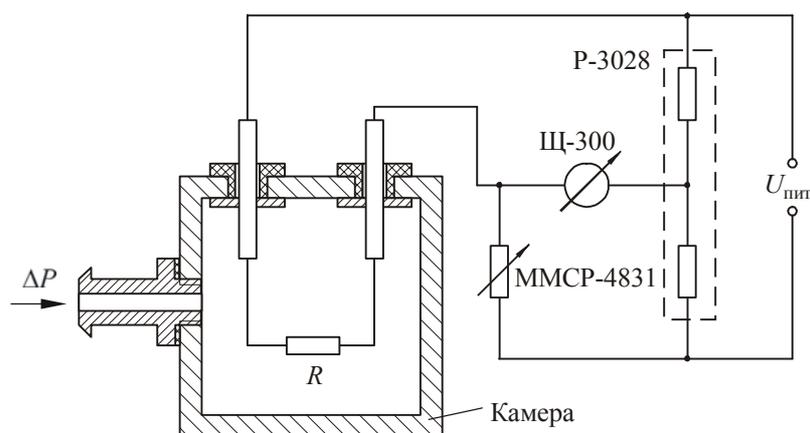


Рис.4. Схема для исследования тензометрических свойств толсто пленочных резисторов при воздействии давления окружающей среды: R – исследуемый резистор; ΔP – давление воздуха; $U_{пит}$ – напряжение источника питания электрической схемы; P-3028 – делитель напряжения постоянного тока; ММСР-4831 – мера сопротивления; Щ-300 – ампервольтметр

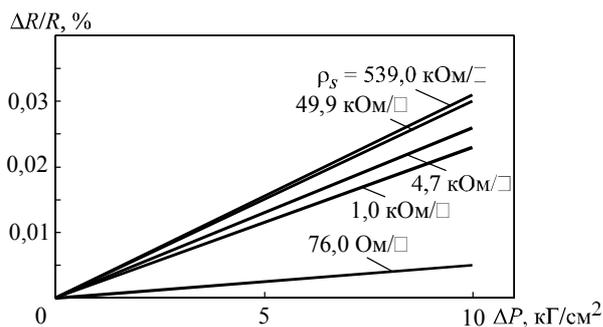


Рис.5. Зависимость относительного изменения сопротивления толстопленочных резисторов с различным удельным поверхностным сопротивлением от давления окружающей среды (при $\alpha = 0$)

чувствительности, а также удельного сопротивления в продольном G_1 , поперечном G_2 и перпендикулярном направлениях с увеличением удельного поверхностного электрического сопротивления резисторов. Полученные данные указывают также на наличие анизотропности тензочувствительности резистора по осям координат, ось X которых совпадает с продольной осью резистора, т.е. $G_1 \neq G_2 \neq G_3$.

Коэффициенты изменения удельного сопротивления G по трем взаимно перпендикулярным осям приложения нагрузок

Удельное поверхностное сопротивление ρ_s , Ом/□	K_0	K_{\parallel}	K_{\perp}	G_1	G_2	G_3
6,0	2,98	0,67	-2,61	1,525	1,632	-0,915
76,0	3,39	1,70	-4,05	1,696	2,311	-2,168
$1 \cdot 10^3$	14,66	8,72	-18,78	10,552	7,683	-13,768
$4,7 \cdot 10^3$	16,52	10,00	-21,18	12,073	8,729	-15,603
$49,9 \cdot 10^3$	17,76	11,21	-22,85	13,185	9,816	-16,790
$539,0 \cdot 10^3$	19,30	12,54	-25,5	14,224	10,683	-16,021

На основе полученных экспериментальных данных проведен расчет коэффициентов тензочувствительности резистора для анализируемого плосконапряженного состояния, т.е. при различных углах наклона α . В результате механического воздействия в направлении X (см. рис.1,б) в плоскости возникают нормальные напряжения σ , которые деформируют полосу с резистором на величину ϵ , вызывая изменение электрического сопротивления за счет продольной ϵ_0 и поперечной ϵ_{\parallel} – деформации: $\Delta R = \Delta R_0 + \Delta R_{\parallel}$, где ΔR_0 , ΔR_{\parallel} – изменение электрического сопротивления резистора под воздействием продольной и поперечной составляющей деформации соответственно. Так как $\Delta R_0 = RK_0 \epsilon_0$ и $\Delta R_{\parallel} = RK_{\parallel} \epsilon_{\parallel}$, где в соответствии с теорией упругости [10] $\epsilon_0 = \epsilon \cos^2 \alpha$ и $\epsilon_{\parallel} = \epsilon \cos^2 \beta$, то $\Delta R = R\epsilon(K_0 \cos^2 \alpha + K_{\parallel} \cos^2 \beta)$ или, учитывая, что $\frac{\Delta R}{R} = K$ – коэффициент тензочувствительности резистора в направлении механического воздействия, можно записать

$$K = K_0 \cos^2 \alpha + K_{\parallel} \cos^2 \beta.$$

Здесь $\beta = 90^\circ - \alpha$ – угол наклона продольной оси резистора к оси Y .

По результатам определения изменения сопротивления при воздействии давления окружающей среды найден коэффициент тензочувствительности в направлении, перпендикулярном плоскости пленки, K_{\perp} . Далее, используя систему уравнений коэффициентов тензочувствительности для одноосных нагрузок, предложенную в [6], можно определить коэффициенты изменения удельного сопротивления G по трем взаимно перпендикулярным осям приложения нагрузок (таблица). Расчетные данные свидетельствуют об увеличении этих коэффициентов тензо-

В соответствии с положениями работы [6]

$$K_o = (1 + G_1) + \mu_n(1 - G_2) + \mu_p(1 - G_3),$$

$$K_n = -\mu_n(1 + G_1) - (1 - G_2) + \mu_p(1 - G_3).$$

Тогда для общего случая плосконапряженного состояния резистора

$$K = G_1(\cos^2 \alpha - \mu_n \cos^2 \beta) + G_2(\cos^2 \beta - \mu_n \cos^2 \alpha) + \mu_p(1 - G_3) + (1 + \mu_n)(\cos^2 \alpha - \cos^2 \beta). \quad (1)$$

Экспериментальные теоретические зависимости коэффициента тензочувствительности толсто пленочных резисторов с различным удельным поверхностным сопротивлением от угла наклона α , построенные согласно (1), показаны на рис.6.

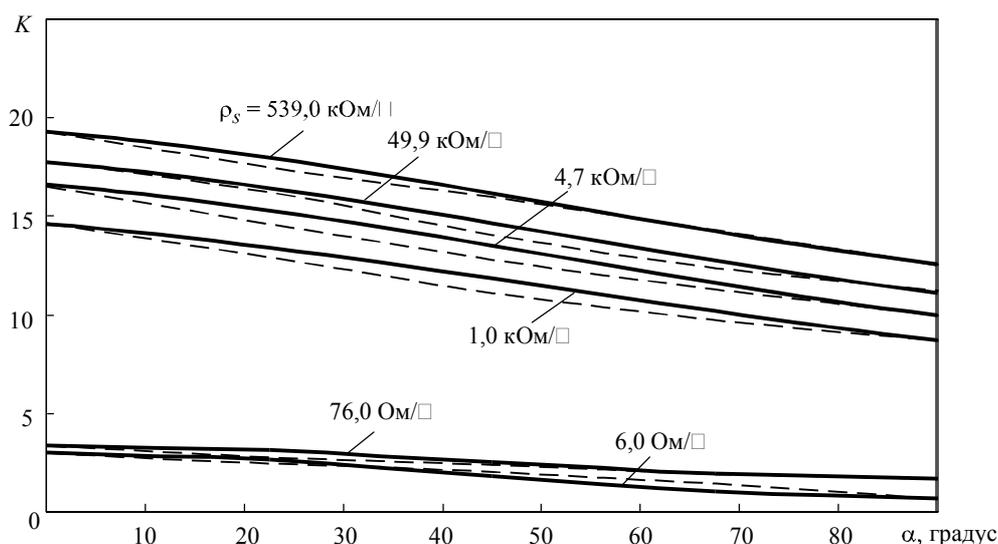


Рис.6. Зависимость коэффициента тензочувствительности толсто пленочных резисторов с различным удельным поверхностным сопротивлением от угла наклона α (— теория; --- эксперимент)

Постоянство коэффициентов, характеризующих тензоэффект конкретного резистора по осям координат, монотонность функций, входящих в выражение (1), и результаты экспериментов позволяют сделать вывод о монотонности тензометрических характеристик толсто пленочных резисторов на основе соединений рутения.

Хорошая согласованность результатов теоретических и экспериментальных исследований свидетельствует об их достоверности, подтверждает анизотропность тензочувствительности толсто пленочных резисторов и необходимость ее учета при исследовании проводимости толстых резистивных пленок.

Используя изложенную методику определения коэффициента тензочувствительности толсто пленочных резисторов при плосконапряженном состоянии, можно получить выражение для определения коэффициента тензочувствительности резисторов из различных резистивных материалов для случая пространственно напряженного состояния. Тогда коэффициент тензочувствительности можно представить в виде

$$K = G_1[\cos^2 \alpha - \mu_n(\cos^2 \beta + \cos^2 \gamma)] + G_2[\cos^2 \beta - \mu_n(\cos^2 \alpha + \cos^2 \gamma)] + G_3[\cos^2 \gamma - \mu_p(\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta)] + \mu_n(\cos^2 \alpha - \cos^2 \beta) + \mu_p(\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta) + (\cos^2 \alpha - \cos^2 \beta - \cos^2 \gamma). \quad (2)$$

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы. Толсто пленочные резисторы на основе паст из соединений рутения обладают анизотропностью тензочувствительности ($G_1 \neq G_2 \neq G_3$). С увеличением удельного поверхностного электрического сопротивления таких резисторов увеличивается его зависимость от давления окружающей среды, а также коэффициент тензочувствительности, который при механическом воздействии в большей степени определяется изменением удельного электрического сопротивления резистивного материала.

Представленная физико-математическая модель (2) позволяет установить взаимосвязь коэффициента тензочувствительности резистора с его физико-механическими характеристиками в общем случае механического воздействия с учетом изменения удельного сопротивления по осям координат.

Литература

1. **Подшибякин С.В.** Резистивные пасты на основе диоксида рутения // Электронная промышленность. – 2001. – № 4. – С. 37–39.
2. **Morten B., Pirozzi L., Prudenziati M., Taroni A.** Strain sensitivity in film and cermet resistors: measured and physical quantities // J. of Physics D.: Appl. Phys. –1979. – Vol. 12, № 5. – P. L 51–54.
3. **Canali C., Malavasi D., Morten M., Taroni A.** Piezoresistive effect in thick-film resistors // J. of Appl. Phys. – 1980. – Vol. 51, № 6. – P. 3282–3288.
4. **Недорезов В.Г.** Зависимость коэффициента тензочувствительности керметных резистивных материалов от направления протекания тока и деформации // Перспективные материалы. – 2003. – № 3. – С. 95–100.
5. **Лугин А.Н., Литвинов А.Н.** Анизотропность тензочувствительности тонкопленочных резисторов // Докл. Междунар. симпозиума «Надежность и качество 99». – Пенза, 1999. – С. 342, 343.
6. **Лугин А.Н., Литвинов А.Н.** Анализ продольной и поперечной тензочувствительности тонкопленочных резисторов // Изв. вузов. Электроника. – 2001. – № 5. – С. 48–53.
7. **Лугин А.Н.** Изменение сопротивления пленочных резисторов при воздействии давления окружающей среды // Изв. вузов. Электроника. – 2001. – № 2. – С. 75–79.
8. **Лугин А.Н.** Методика определения тензометрических коэффициентов пленочных резисторов // Датчики и системы. – 2001. – № 10. – С. 30–32.
9. **Рузга З.** Электрические тензометры сопротивления. – М.: Мир, 1964. – 356 с.
10. **Дарков А.В., Шпиро Г.С.** Сопротивление материалов. – М.: Высшая школа, 1975. – 654 с.

Лугин Александр Николаевич – кандидат технических наук, доцент, начальник отдела ФГУП «НИИ ЭМП» (г. Пенза). *Область научных интересов:* технология сверхпрецизионных особостабильных тонкопленочных резисторов и высокоразрядных ГИС ЦАП-АЦП на их основе.

УДК 621.9.047.7

Синтез полупроводниковых нитевидных нанокристаллов методом импульсного электрохимического осаждения с дальнейшей сульфидизацией

А.Н.Белов, С.А.Гаврилов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрены полупроводниковые нитевидные нанокристаллы CdS и Cu_xS , сформированные методом сульфидизации металлов, осажденных в матрицу пористого анодного оксида алюминия без удаления алюминиевой армирующей подложки. Осажденные металлы и полупроводники исследованы методами растровой электронной микроскопии и рентгеновской дифрактометрии. Изучены спектры фотоЭДС сформированных полупроводниковых структур.

Полупроводниковые нитевидные нанокристаллы (НН), осажденные в поры анодного оксида алюминия, представляют технологический интерес благодаря возможности создания на их основе недорогих нанокompозитных материалов. Пористый анодный оксид алюминия (ПАОА) представляет собой квазиупорядоченный массив вертикальных гексагональных ячеек, в центре каждой из которых перпендикулярно плоскости подложки располагается полый канал – пора, отделенная от алюминиевой подложки барьерным слоем. Изменяя режимы анодного окисления, можно варьировать диаметр пор в диапазоне 10–500 нм [1].

Электрохимическое осаждение в поры ПАОА использовалось для формирования НН металлов [2], оксидов металлов [3] и халькогенидов металлов [4]. Однако с помощью данного метода до сих пор не удалось реализовать приборные структуры. Это обусловлено рядом технологических проблем, связанных с процессами изготовления матрицы ПАОА и электрохимического заполнения пор. Электрохимическое осаждение, как правило, проводят в режиме постоянного тока. Для этого используют мембраны ПАОА со вскрытым окном в алюминиевой подложке и с удаленным барьерным оксидом, а на одну из сторон наносят металлический электрод. Такие структуры характеризуются низкой прочностью при механических и термических воздействиях. Проблема прочности структур решается путем формирования матрицы на поверхности проводящих оксидов [5], но в этом случае возникает проблема плохой адгезии между материалами.

В настоящей работе предложен метод электрохимического формирования НН в режиме переменного тока. Преимущество данного метода заключается в возможности осаждения материала в поры анодного оксида без удаления алюминиевой армирующей

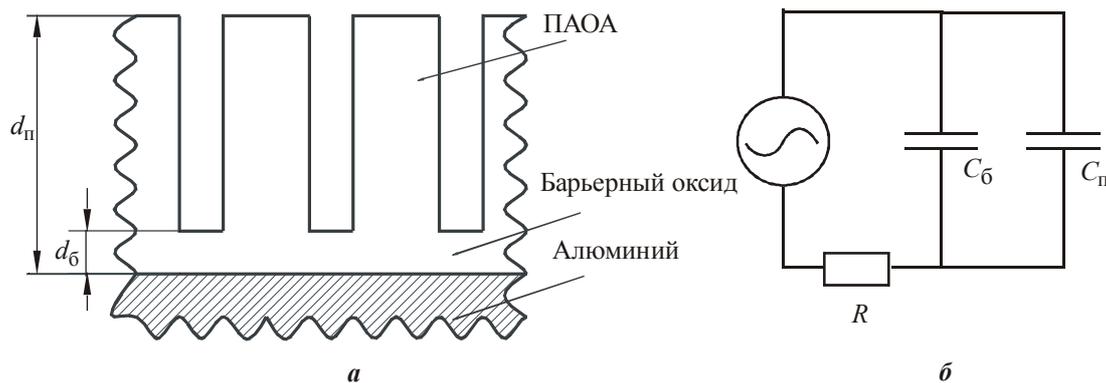


Рис.2. Схематическое представление ПАОА (а) и его эквивалентная схема в электрохимической ячейке (б)

На основе анализа эквивалентной схемы можно определить оптимальную длительность анодного и катодного импульсов. Длительность катодного импульса не должна превышать время полного закрытия пор $t_{з.п}$ металлом, осажденным на поверхность ПАОА, учитывая, что металл осаждается изотропно, а также время осаждения на дно пор всех ионов металла из объема электролита, находящегося в порах $t_{о.д}$:

$$t_{з.п} = -R(C_{п} + C_{б}) \ln \left(1 - \alpha \frac{S_{п} r_p}{U_{к} (C_{п} + C_{б})} \right), \quad (2)$$

$$t_{о.д} = -RC_{б} \ln \left(1 - \beta \frac{(d_{п} - d_{б}) \pi r_p^2}{U_{к} C_{б}} \right), \quad (3)$$

где $U_{к}$ – амплитуда прилагаемого катодного сигнала; α и β – константы, зависящие от свойств конкретного металла, а именно $\alpha = z\rho / FM$, $\beta = zC_{Me}^z / F$. Здесь z – валентность; ρ – плотность; F – число Фарадея; M – молярная масса; C_{Me}^z – плотность ионов металла в объеме электролита.

В зависимости от соотношения длительностей импульсов $t_{з.п}$ и $t_{о.д}$ возможны два варианта протекания процесса. Если $t_{з.п} < t_{о.д}$, то можно рассчитать толщину слоя металла, который осядет на поверхность оксида за время закрытия пор h^* , в противном случае можно рассчитать толщину слоя металла, осевшего на поверхность оксида за время, когда все ионы металла, находящиеся в объеме электролита в порах, осядут на дно поры h^{**} :

$$h^* = \frac{U_{к} C_{б} \left(1 - \exp \left(\frac{-t_{з.п}}{RC_{б}} \right) \right)}{\alpha S_{б}}, \quad (4)$$

$$h^{**} = \frac{U_{к} C_{п} \left(1 - \exp \left(\frac{-t_{о.д}}{RC_{п}} \right) \right)}{\alpha S_{п}}. \quad (5)$$

Длительность анодного сигнала, необходимого для полного растворения металла с поверхности оксида (при сохранении некоторого количества осажденного металла и частичного насыщения электролита в порах), можно рассчитать согласно выражению

$$t_{а.с} = -RC_{п} \ln \left(1 - \alpha \frac{S_{п} h}{U_{а} C_{п}} \right). \quad (6)$$

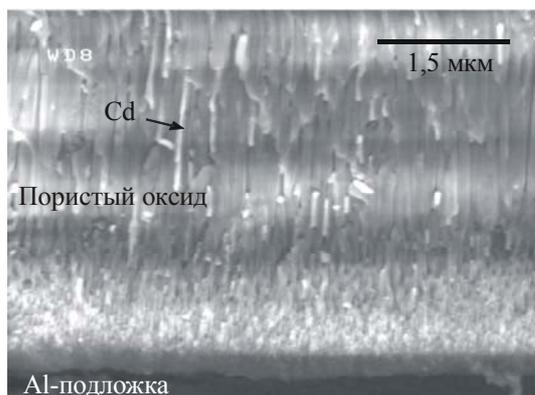


Рис.3. РЭМ-микрофотография скола структуры Cd/ПАОА/Al

На рис.3 представлена РЭМ-микрофотография скола структуры Cd/ПАОА/Al вблизи границы раздела оксида с алюминиевой подложкой. Диаметр пор анодного оксида составляет примерно 80 нм. Толщина стенок между ними примерно в 2 раза больше. Отсутствие металла в некоторых порах объясняется механическими повреждениями в результате скалывания.

На рис.4 изображены РЭМ-микрофотографии скола структуры металл/анодный оксид до и после сульфидизации. Поры заполнены частично HН сульфида кадмия и меди. Процесс сульфидизации не изменил количество заполненных пор.

В частности, на поверхности пористого оксида сульфид кадмия отсутствовал, хотя процесс проводили при температуре выше температуры плавления кадмия. Можно предположить, что сульфидизации кадмия на поверхности анодного оксида, а также испарению кадмия препятствует тугоплавкая тонкая пленка сульфида кадмия, которая образовалась в начале процесса.

Результаты рентгеновского фазового анализа сформированных структур Cu/ПАОА/Al и CuS/ПАОА/Al до и после сульфидизации при температуре 500 °С в течение 5 ч показаны на рис.5,а. До сульфидизации видны пики меди и алюминия. После сульфидизации пики меди исчезают и появляются несколько пиков полупроводникового CuS. Очевидно, что вся медь преобразовалась в CuS. Аналогичное наблюдалось и для системы Cd/ПАОА/Al. Кроме того, после отжига структуры на основе кадмия приобрели типичный для CdS желто-оранжевый цвет.

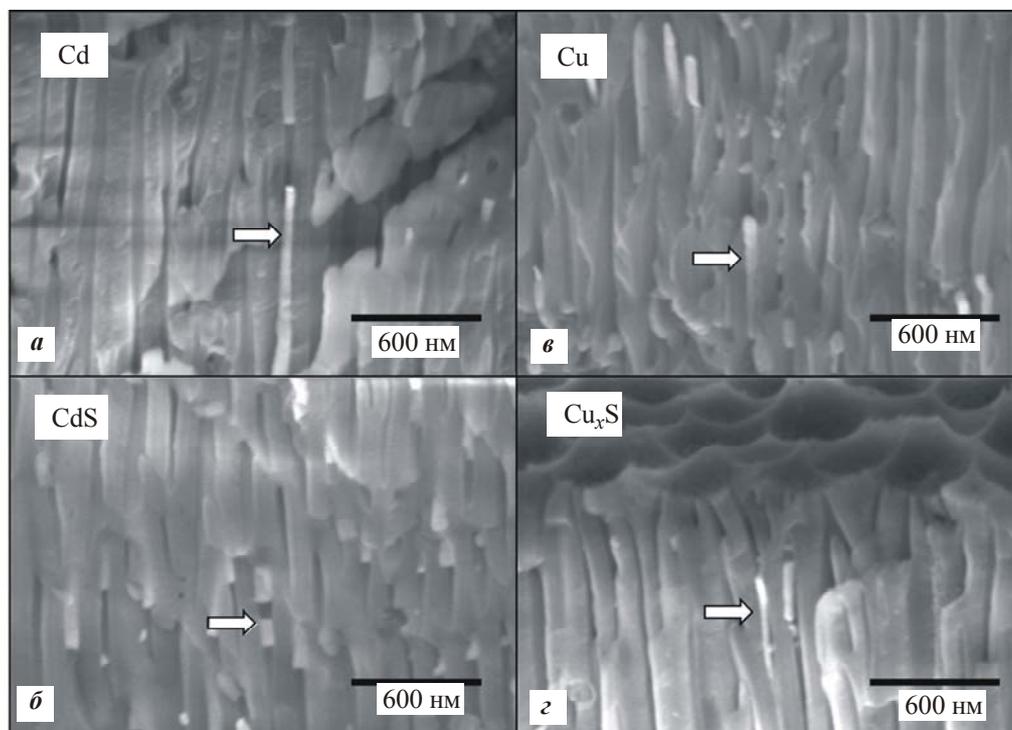


Рис.4. РЭМ-микрофотографии сколов структур до (а, б) и после (в, г) процесса сульфидизации

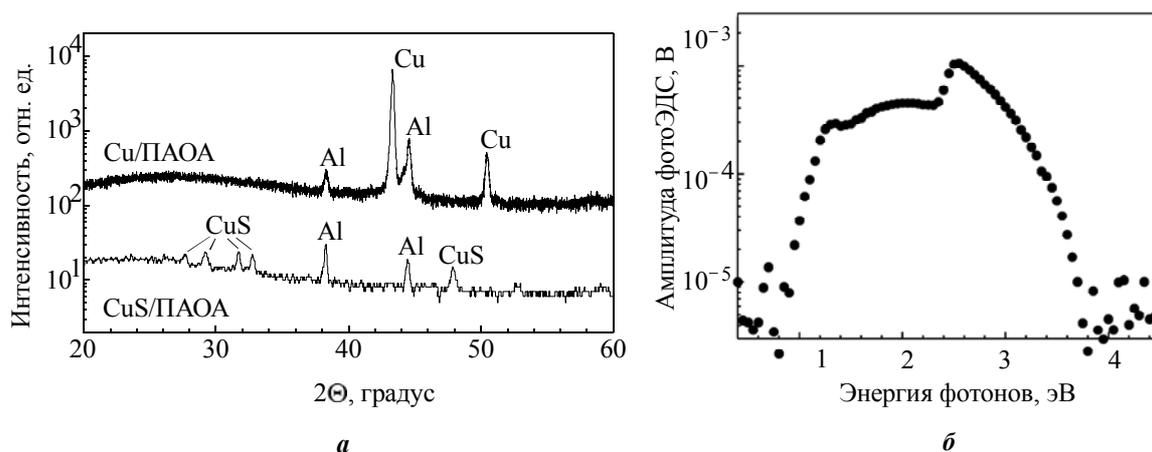


Рис. 5. Рентгеновский спектр структур Cu/ПАОА/Al и Cu_xS/ПАОА/Al (а) и спектр фотоЭДС структуры CdS/ПАОА/Al (б)

На рис.5,б изображен спектр фотоэдс структуры CdS/ПАОА/Al. Сигнал регистрируется при облучении структуры фотонами с энергией 1 эВ и резко увеличивается при энергии фотонов 2,4 эВ, что соответствует межзонному поглощению света в CdS. Наличие слабого сигнала фотоЭДС в интервале от 1 до 2,4 эВ обуславливается высокой концентрацией дефектных примесных уровней в запрещенной зоне. Причина появления этих уровней до сих пор не ясна. По нашему мнению, механические напряжения структуры приводят к образованию дефектов.

Полученные структуры могут применяться в оптоэлектронных наноустройствах. Сульфидизация при контролируемых температурах может быть использована при формировании сульфидов множества различных металлов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (грант А04-3.15-743) и гранта МИЭТ, выполняемого в рамках тематического плана вуза.

Литература

1. Young L., Anodic oxide films. – London: Academic Press, 1961. – 341 p.
2. Jagminas A., Lichusina S., Kurtinaitiene M., Selskis A. Concentration effect of the solutions for alumina template ac filling by metal arrays // Appl. Surf. Sci. – 2003. – № 211. – P. 194–199.
3. Gao C.X., Liu Q.F., Xue D.S. Preparation and characterization of amorphous β -FeOOH nanowire arrays // Mat. Sci. Lett. – 2002. – Vol. 21. – P. 1781–1785.
4. Routkevitch D., Bigioni T., Moskovits M., Xu J.M. Electrochemical fabrication of CdS nano-wire arrays in porous anodic aluminum oxide templates // J. Phys. Chem. – 1996. – Vol. 100. – P. 14037–14041.
5. Chu S.Z., Wada K., Inoue S., Todoroki S. Fabrication and characteristics of nanostructures on glass by Al anodization and electrodeposition // Electrochimica Acta. – 2003. – Vol. 48. – P. 3147–3150.
6. Synthesis of CdS nanowires by sulfurization / J.Fan, T.Gao, G.Meng et al. // Materials Lett. – 2002. – № 57. – P. 656–659.

Белов Алексей Николаевич – аспирант кафедры материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* процессы формирования твердотельных наноструктур и исследование их свойств.

Гаврилов Сергей Александрович – доктор технических наук, заведующий кафедрой материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* технология формирования твердотельных наноструктур, электрохимическая и химическая обработка поверхности материалов микро-, опто- и нанoeлектроники, технология получения и исследование свойств нанопористых полупроводников и диэлектриков.

Обнаружение импульсного сигнала с применением медианной фильтрации

А.Л.Переверзев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрен вариант решения задачи обнаружения отдельных импульсов командно-информационной посылки на фоне комбинированной помехи в системе дистанционного управления летательным аппаратом. Обнаружение ведется статистическим обнаружителем с оригинальной структурой, сочетающей достоинства различных методов цифровой обработки сигналов, таких как медианная фильтрация, методы однократного отсчета и накопления.

Обнаружитель отдельных импульсов командно-информационной посылки является частью устройства первичной обработки управляющего сигнала в системе дистанционного управления летательным аппаратом (ЛА). Задача обнаружителя – установление наличия на своем входе импульса необходимой амплитуды и длительности. В качестве управляющих сигналов беспилотных ЛА получили широкое распространение сигналы со сложной времяимпульсной модуляцией. Такие сигналы состоят из пачек импульсов одинаковой длительности и амплитуды. Пачки следуют с постоянным периодом. Команды управления заключены во временных расстояниях между импульсами в пределах каждой пачки.

Типовая блок-схема тракта обработки командного сигнала на борту ЛА с применением цифровой техники состоит из приемного устройства, аналого-цифрового преобразователя, устройства фильтрации и обнаружения отдельных импульсов посылки и декодера команд (рис.1). Демодулированный сигнал от приемного устройства преобразуется в цифровую форму и поступает на вход обнаружителя, где сравнивается с некоторым пороговым значением и обрабатывается в соответствии с выбранным алгоритмом минимизации суммарной вероятности обнаружения импульса при его отсутствии и пропуска импульса, когда он фактически есть (вероятности ложного срабатывания) [1, 2]. Декодер преобразует каждую пачку импульсов в коды и значения команд управления, которые в соответствующем формате передаются решающему устройству, для формирования сигналов управления исполнительными устройствами ЛА, например рулями.



Рис.1. Типовая блок-схема тракта обработки командно-информационного сигнала

В настоящей работе рассмотрен вариант решения задачи обнаружения импульсов командно-информационной посылки на фоне комбинированной помехи с помощью цифрового статистического обнаружителя (рис.2), сочетающего в себе достоинства методов медианной фильтрации, однократного отсчета и накопления [2–4]. Под комбинированной помехой понимается аддитивная смесь белого нормального и импульсного шума (импульсный шум – искажение сигнала выбросами малой длительности по сравнению с длительностью полезных импульсов; выбросы разделены длительными интервалами, свободными от помехи [3]).

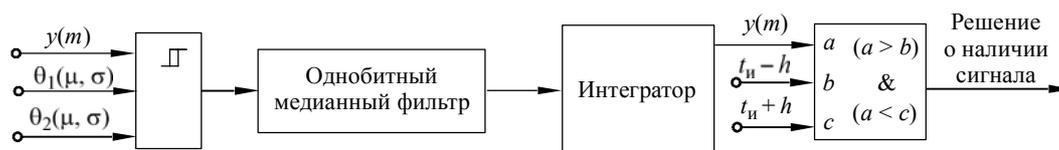


Рис.2. Блок-схема статистического обнаружителя с применением медианной фильтрации

Пусть на вход цифрового обнаружителя поступает последовательность отсчетов сигнала $y(m) = s(m) + n(m) + i(m)$, где $s(m)$, $n(m)$, $i(m)$ – исходный импульсный сигнал, нормальный и импульсный шум соответственно. Наиболее распространенным способом обнаружения импульса является сравнение сигнала с некоторым пороговым значением. Так, для случая известной амплитуды импульса s_a , порог срабатывания обычно устанавливается на уровне $s_a / 2$ [2]. Однако в случае, когда амплитуда импульса может меняться, целесообразно использовать адаптивный порог срабатывания компаратора в зависимости от входного сигнала.

Один из эффективных способов динамического формирования порогового уровня шума θ заключается в измерении статистических характеристик входного сигнала и расчета θ согласно следующему выражению [5–7]:

$$\theta = \mu + k\sigma, \quad (1)$$

где μ , σ – среднее значение и стандартное отклонение шума соответственно; k – коэффициент чувствительности. Так как управляющий сигнал передается пачками импульсов с постоянным периодом, можно использовать паузы между пачками для формирования порогового уровня, поскольку в эти моменты на входе присутствует только шумовая составляющая сигнала.

Определим вероятность ложного срабатывания обнаружителя $p_{л.с1}$, когда порог рассчитан с помощью (1). Пусть a – отношение сигнал/шум на входе обнаружителя, $\omega(x)$ – распределение неимпульсного шума, p_1 – априорная вероятность передачи импульса, тогда

$$p_{л.с1} = (1 - p_1)P\{n > \theta\} + p_1P\{n + s < \theta\} = (1 - p_1)P\left\{\frac{n - \mu}{\sigma} > k\right\} + p_1P\left\{\frac{n - \mu}{\sigma} < k - a\right\}. \quad (2)$$

Пусть $x = \frac{n - \mu}{\sigma}$, тогда

$$p_{л.с1} = p_1 \int_{-\infty}^{k-a} \omega(x) dx + (1 - p_1) \int_k^{+\infty} \omega(x) dx. \quad (2a)$$

Дифференцируя (2а) по k и приравнявая производную к нулю, можно определить значение коэффициента настройки, при котором вероятность ложного срабатывания будет минимальной:

$$\frac{dp_{л.с1}}{dk} = p_1\omega(k - a) - (1 - p_1)\omega(k) = 0. \quad (3)$$

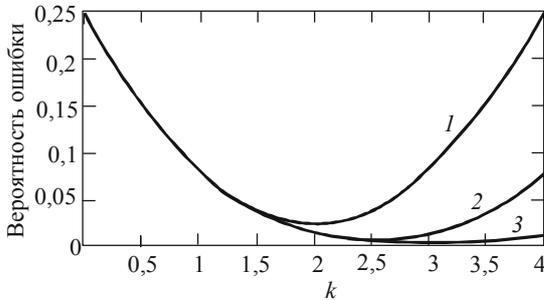


Рис.3. Зависимость вероятности ложного срабатывания от коэффициента настройки для разных отношений сигнал/шум при нормальном распределении шума и $p_1 = 0,5$: 1 – $a = 4$; 2 – $a = 5$; 3 – $a = 6$

Например, когда априорная вероятность передачи импульса равна вероятности его отсутствия ($p_1 = 0,5$) и $\omega(x)$ – нормальное распределение, минимум $p_{л.с1}(k)$ будет при $k = a/2$ (рис.3). Видно, что оптимальное значение коэффициента настройки зависит от отношения сигнал/шум на входе обнаружителя. Следовательно, для минимизации вероятности ложного срабатывания при проектировании конкретной системы необходимо задавать минимальное рабочее отношение сигнал/шум либо измерять помимо характеристик шума ам-

плитуду полезного сигнала и корректировать значение k от посылки к посылке согласно выражению $k = 0,5a - (1/a) \ln[p_1/(1 - p_1)]$. Уменьшить вероятность ложного срабатывания позволяет применение компаратора с гистерезисом. Пороги срабатывания θ_1 и θ_2 при переходе из нуля в единицу и наоборот соответственно определяются разными значениями коэффициента k в выражении (1). При этом целесообразно выбирать значения k_1 и k_2 равноотстоящими от величины k , рассчитанной согласно (3).

Для дальнейшего повышения помехоустойчивости системы в структуру обнаружителя введен однобитный медианный фильтр, позволяющий подавить импульсные выбросы – результаты ложных срабатываний компаратора, возникающие с вероятностью $p_{л.с1}$. Согласно алгоритму медианной фильтрации [3, 4] значение на выходе будет верным, если количество выбросов шума в пределах апертуры меньше либо равно $(M - 1)/2$, где M – количество отсчетов в апертуре фильтра. Исходя из того, что число искаженных отсчетов l в апертуре имеет биномиальное распределение, получим выражение для вероятности верной передачи отсчета

$$P[l \leq (M - 1)/2] = \sum_{k=0}^{(M-1)/2} C_M^k p_{л.с1}^k (1 - p_{л.с1})^{M-k}.$$

Вероятность ошибки после медианной фильтрации составит

$$p_{л.с2} = 1 - P[l \leq (M - 1)/2].$$

Отметим, что помимо устранения собственных импульсных шумов компаратора медианный фильтр позволяет полностью подавить и импульсную помеху (при выполнении условия $l \leq (M - 1)/2$). В свою очередь, для того чтобы медианный фильтр не исказил полезный сигнал, количество отсчетов в половине апертуры фильтра не должно превышать количества отсчетов в импульсе сигнала.

С выхода медианного фильтра однобитный сигнал, характеризуемый вероятностью появления ложного отсчета $p_{л.с2}$, поступает на вход интегратора, суммирующего входные

отсчеты на интервале времени, равном сумме эталонной длительности импульса и допустимого отклонения реальной длительности от эталонной (см. рис.2). После сравнения значения накопленной величины с длительностью импульса $t_{и}$ получим решение о наличии или отсутствии импульса на входе обнаружителя. Пусть $p_{л.с02}$ и $p_{л.с12}$ – вероятности ошибки при отсутствии и наличии импульса после медианной фильтрации соответственно, $t_{и}$ – длительность импульса сигнала в отсчетах, h – допустимое отклонение реальной длительности импульса от эталонной, l – количество искаженных отсчетов в пределах апертуры интегратора, длительность $t_{и} \pm h$ считаем недопустимой. Тогда вероятность ложного срабатывания обнаружителя в целом можно определить следующим образом:

$$p_{л.с3} = (1 - p_1)[1 - P(l \leq t_{и} - h)] + p_1[1 - P(l < h)] =$$

$$= (1 - p_1) \left(1 - \sum_{k=0}^{t_{и}-h} C_{t_{и}+h}^k p_{л.с02}^k (1 - p_{л.с02})^{t_{и}+h-k} \right) + p_1 \left(1 - \sum_{k=0}^{h-1} C_{t_{и}+h}^k p_{л.с12}^k (1 - p_{л.с12})^{t_{и}+h-k} \right).$$

Поясним рассмотренный способ обнаружения на следующем примере (рис.4). Пусть полезный сигнал представляет собой прямоугольный импульс длительностью в 20 цифровых отсчетов. На вход обнаружителя подается аддитивная смесь полезного сигнала, белого нормального шума и импульсных выбросов малой длительности. Считаем, что порог срабатывания обнаружителя уже сформирован согласно описанному алгоритму. Из рис.4,б видно, что порог срабатывания превысили не только отсчеты полезного сигнала, но и отсчеты импульсов шума. Применим для устранения искажений сигнала медианный фильтр с апертурой длиной $M = 15$. Из рис.4,в видно, что медианный фильтр устранил большую часть нежелательных шумовых выбросов. Для принятия решения о наличии ожидаемого импульса необходимо измерить его длину и сравнить ее с эталонной (рис.4,г).

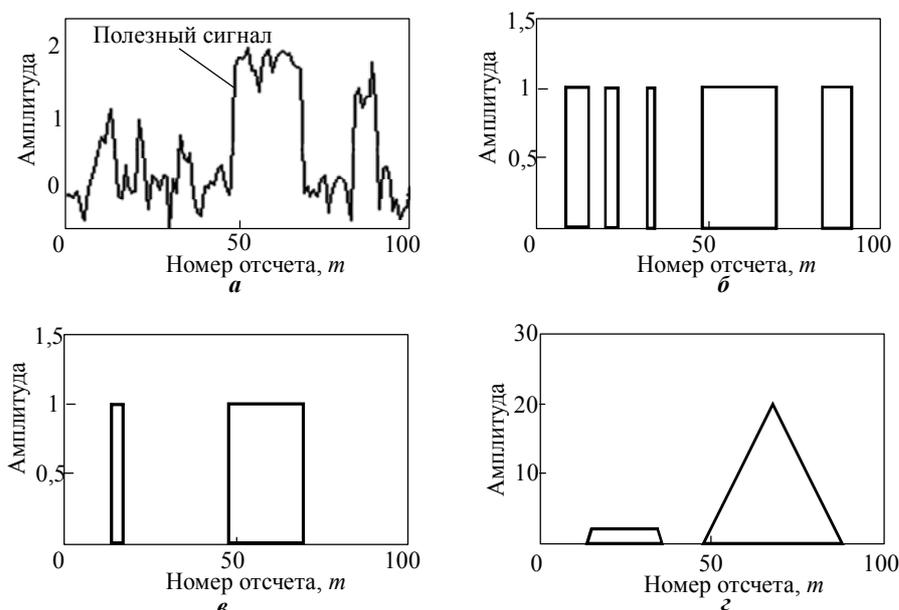


Рис.4. Пример обработки входного сигнала: а – исходный сигнал; б – сигнал с выхода компаратора; в – сигнал с выхода медианного фильтра; г – сигнал с выхода интегратора

В таблице приведены вероятности ложного срабатывания статистического обнаружителя на различных этапах обнаружения для нормально распределенной шумовой составляющей входного сигнала при $M = 9$, $t_n = 7$, $h = 3$ и $p_1 = 0,5$. Видно, что при отношении сигнал/шум $a > 2$ общая вероятность ошибки $p_{л.с3}$ с запасом удовлетворяет понятию о помехоустойчивости подобных систем, т.е. не превышает 10^{-5} [2]. Для дальнейшего повышения помехоустойчивости можно применить предварительную фильтрацию сигнала, а также ввести стробирование работы обнаружителя в зависимости от получаемой информации.

Вероятности ложного срабатывания на различных этапах обнаружения

a	$p_{л.с1}$	$p_{л.с2}$	$p_{л.с3}$
1	0,2914	0,0886	0,0259
2	0,1357	0,0036	$3 \cdot 10^{-6}$
4	0,0139	$6 \cdot 10^{-8}$	$8 \cdot 10^{-16}$
6	0,0005	10^{-15}	10^{-19}

Таким образом, применение однобитной медианной фильтрации позволяет при относительно малых аппаратных затратах обеспечить высокую вероятность верного обнаружения импульсов командно-информационной посылки в условиях комбинированной помехи. Предложенная структура статистического обнаружителя серийно применяется в составе специализированной бортовой вычислительной системы ЛА.

Литература

1. International patent WO92/15025, Кл. G 01 S 13/78, 25.02.91
2. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Наука, 1965. – 275 с.
3. Vaseghi S.V. Advanced digital signal processing and noise reduction. – N.Y.: John Willey & sons, 2000. – 466 с.
4. Хуанг Т.С. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
5. Smith S.W. The scientist and engineer's guide to digital signal processing. – San Diego: California technical publishing, 1999. – 650 с.
6. Переверзев А.Л. Обработка сигнала с времяимпульсным кодированием на фоне белого шума и импульсной помехи // Тез. докл. 10-й Всероссийской межвузовской науч.-техн. конф. студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2003» (Москва, Зеленоград, 2003). – М.: МИЭТ, 2003. – С. 217.
7. Кочетков В.Ю., Переверзев А.Л. Применение нелинейных алгоритмов в цифровой обработке сигналов с времяимпульсной модуляцией на фоне белого шума и импульсной помехи // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 2. – С. 56–60.

Переверзев Алексей Леонидович – аспирант кафедры вычислительной техники МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая обработка сигналов, проектирование специализированных цифровых вычислительных устройств и автоматизированных систем управления.

УДК 621.396.677.494

Излучающая апертура АФАР Ку-диапазона для приема спутникового телевидения

В.В. Чистюхин

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

Рассмотрены вопросы проектирования излучающей апертуры АФАР Ку-диапазона для приема спутникового ТВ, а также выбора оптимального типа излучателя, расчета его электрических характеристик и проектирования антенной решетки на его основе.

Несомненные преимущества активных фазированных антенных решеток (АФАР), такие как практически безынерционное сканирование лучом, высокая надежность, возможность получения высоких энергетических характеристик, создают предпосылки для их коммерческого применения. В первую очередь это относится к мобильным системам связи, например прием спутникового телевидения (ТВ), работа с Internet, поисково-спасательной системой Inmarsat и т.д. [1, 2]. Отличительной особенностью АФАР является ее высокая стоимость, которая может составлять до 70% стоимости всей системы. Однако достижения последних лет в плане создания достаточно дешевой элементной базы с высокими характеристиками, особенно в области цифровых технологий, позволили вплотную приступить к созданию радиотехнических систем на базе АФАР. При создании таких систем следует принять во внимание ряд положений. Если антенна мобильной АФАР обладает большим усилением, слежение за спутником при высокой подвижности абонента и орбитального движения самого спутника очень трудно выполнимо и дорого. Если антенна мобильной АФАР имеет низкое усиление, то ограничивается емкость коммуникационной линии связи. Кроме того, в случае мобильного терминала геометрические размеры его антенны должны быть минимизированы, что создает дополнительные трудности для эффективного использования апертуры антенны.

Специфика создания мобильных наземных терминалов заключается в том, что они должны обеспечивать связь со спутниками, которые либо достаточно быстро перемещаются (низкоорбитальные и среднеорбитальные), либо находятся в одном положении (геостационарные). В первом случае от наземного терминала требуется не очень высокая энергетика, но в случае применения АФАР – дорогостоящая система наведения. Во втором случае требования к энергетике АФАР значительно повышаются, однако и система наведения значительно упрощается, так как от нее теперь требуется только учет изменения собственного положения терминала относительно стационарного положения в пространстве. Необходимо отметить тот факт, что при работе с геостационарными спутниками требования к АФАР могут кардинально отличаться в зависимости от гео-

© В.В.Чистюхин, 2006

графического места использования мобильного терминала, так как это в основном определяет зону углового сканирования лучом. В свою очередь, зона углового сканирования зачастую является определяющей не только при выборе геометрии излучающей апертуры АФАР, но и при выборе используемого типа излучателей.

При проектировании АФАР мобильного терминала возможны два принципиально отличающихся подхода. Первый подразумевает создание универсальной АФАР, способной работать (сканировать лучом с заданной энергетикой) практически в полусфере и в любой географической области. Примеры создания таких АФАР [3] показывают, что в данном случае необходимо использовать достаточно большое количество активных каналов с включением фазовращателей в каждом канале, использовать слабонаправленные излучатели со сверхширокой диаграммой направленности (ДН), использовать неэквидистантную структуру излучающей апертуры для подавления дифракционных максимумов. Все это приводит к значительному удорожанию проектируемого терминала. Второй подход подразумевает проектирование мобильного терминала для вполне конкретной географической области, что позволяет значительно ограничить требования на заданный сектор сканирования и, следовательно, значительно упростить и удешевить разработку.

В данной работе рассматривается проблема проектирования излучающей апертуры АФАР мобильного терминала для приема спутникового ТВ в странах Юго-Восточной Азии (Южная Корея, Китай, Япония и т.д.). Для этих стран геостационарный спутник-ретранслятор находится приблизительно под углом 45° над горизонтом, что и позволило сформулировать требования к излучающей апертуре АФАР:

- рабочий диапазон частот 11,7–12,7 ГГц;
- сектор сканирования по азимуту $0-360^\circ$, по углу места $30-60^\circ$;
- поляризация линейная, горизонтальная;
- усиление $G \geq 22$ дБ;
- геометрические размеры не более $300 \times 300 \times 10$ мм.

С целью значительного упрощения и удешевления разработки было принято кардинальное решение обеспечить сканирование в азимутальной плоскости механическим способом, а в угломестной плоскости – электронным.

Выбор типа излучателя и расчет его характеристик. Выбор типа излучателя – одна из главнейших проблем при проектировании излучающей апертуры АФАР, являющийся основным фактором для определения требуемого количества элементов АФАР, структуры ее излучающей апертуры и т.д.

Если опираться на требование электронного сканирования в заданном секторе углов в угломестной плоскости, то линейный вибратор над экраном вполне способен его обеспечить. Однако ряд факторов препятствует его применению в данном проекте:

- излучение линейного вибратора симметрично в верхней полусфере, поэтому необходимо было бы выбирать неэквидистантную структуру решетки с целью подавления дифракционных максимумов;
- неэквидистантная структура решетки практически требует поэлементного фазирования и не позволяет группировать ее элементы с целью уменьшения количества используемых фазовращателей;
- работа данного излучателя в заданном секторе углов сканирования энергетически невыгодна и, как показывают расчеты, максимальное усиление излучателя под углами $\sim 50-60^\circ$ составляет величину не более 3 дБ;
- в заданном диапазоне частот построение антенной решетки на базе линейных вибраторов требует значительной доли применения ручной сборки, что экономически невыгодно.

Значительный интерес вызывает подход, описанный в работе [1] при проектировании аналогичной мобильной АФАР. Предлагается разбить прямоугольную структуру излучающей апертуры на линейные подрешетки, каждая из которых наклонена под углом $\sim 45^\circ$ к горизонту. Это позволило сформировать максимум излучения используемых излучателей в рабочем секторе углов сканирования. Данная конструкция исключает появление дифракционных максимумов в заданном секторе сканирования и, кроме того, она пригодна только для излучения или приема поля с вертикальной поляризацией. К недостаткам данной конструкции следует отнести некоторую сложность в практической реализации.

Исходя из перечня технических требований, предъявляемых к проектируемой АФАР, можно сформулировать требования к диаграмме направленности ее излучателя. В идеале ДН излучателя должна представлять главный лепесток, отклоненный от нормали на угол $\sim 45^\circ$, ширина которого позволяет осуществлять сканирование лучом в секторе $45^\circ \pm 15^\circ$.

Для реализации поставленных требований в данной работе предлагается использовать излучатель, показанный на рис. 1.

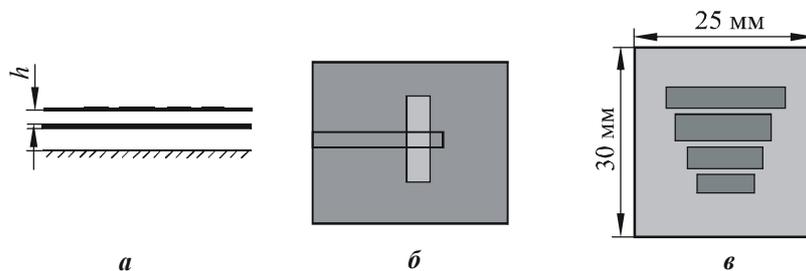


Рис. 1. Комбинированный излучатель (а); щелевой излучатель (б); бегущая волна (вид сверху) (в)

Данный излучатель является комбинацией щелевого излучателя и антенны бегущей волны. Щелевой излучатель изготавливается на основе фольгированного с двух сторон СВЧ-диэлектрика TLX ($\epsilon = 2,6$), толщиной $\sim 0,5$ мм. Ширина щели ~ 1 мм, а длина $\sim \lambda/2$, где λ – длина волны в линии на центральной частоте $f \sim 12$ ГГц. Щелевой излучатель возбуждается резонатором, который представляет разомкнутый на конце отрезок микрополосковой линии, расположенной на другой стороне СВЧ-диэлектрика. В свою очередь, щелевой излучатель возбуждает систему печатных излучателей, которая располагается на некоторой высоте h над щелью, как показано на рис. 1, а, и является по сути антенной бегущей волны (АБВ), расположенной над экраном. Как и в случае стандартной АБВ, данная антенна имеет в своем составе активный вибратор, контррефлектор и два директора. АБВ располагается на тонком диэлектрике (стеклотекстолит FR4, толщиной ~ 200 мкм, $\epsilon \sim 4,18$), который является несущей конструкцией для АБВ.

Несомненным достоинством выбранного типа излучателя является то, что он сохранил основные преимущества печатных излучателей: возможность разместить на нижней стороне СВЧ-диэлектрической платы схему суммирования и, в случае необходимости, ее активные элементы. Кроме того, при сборке такого излучателя практически исключены элементы ручного труда, такие как пайка, сверление и т. д.

Моделирование и расчет характеристик данного излучателя осуществлялись с помощью программы Ansoft Ensemble v.8. Оптимизация данного излучателя проводилась по следующим параметрам:

- расстояние между активным элементом и рефлектором;
- расстояние между активным элементом и директорами;

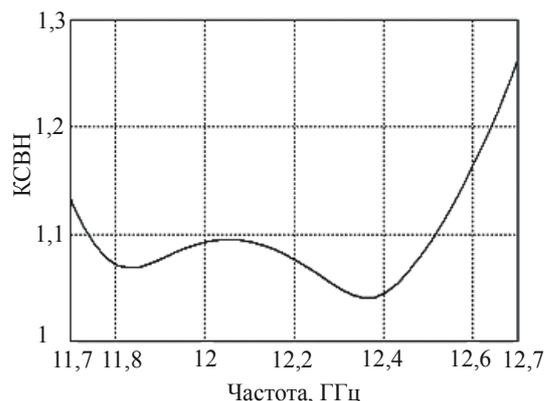


Рис.2. КСВН излучателя в рабочем диапазоне частот

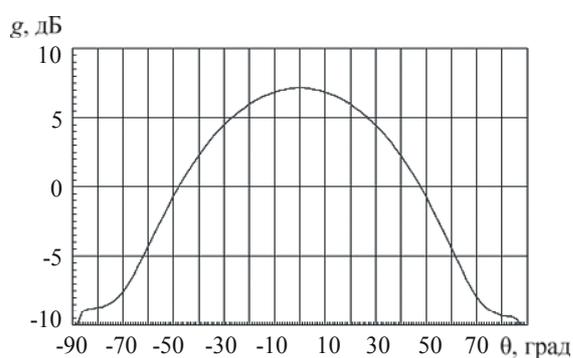


Рис.4. ДН излучателя (в терминах усиления) в E-плоскости в сечении $\theta = 0^\circ$

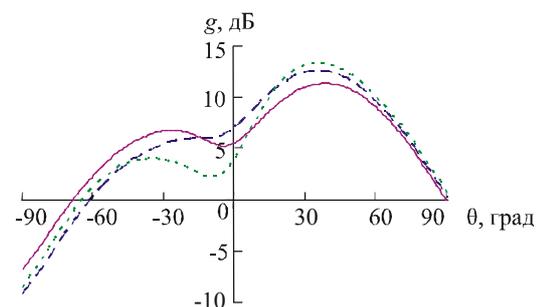


Рис.3. ДН излучателя (в терминах усиления) в H-плоскости для различных частот рабочего диапазона, ГГц: — 11,7; - - - 12,2; ···· 12,7

- размеры активного элемента, рефлектора и директоров;

- высота h между АБВ и щелью.

Как показали расчеты, расстояние между металлическим экраном и диэлектрической платой практически не влияет на электрические характеристики излучателя и принято ~ 4 мм. В качестве критериев оптимизации выбраны согласование излучателя в заданной рабочей полосе частот и форма ДН излучателя в H-плоскости. На рис.2–4 представлены электрические характеристики излучателя, полученные в результате оптимизации.

Спроектированный излучатель с отклоненной в H-плоскости ДН имеет следующие характеристики:

- величина отклонения максимума ДН зависит от частоты и составляет величину $\sim 28^\circ$ на частоте 11,7 ГГц и $\sim 40^\circ$ на частоте 12,7 ГГц;
- минимальное усиление излучателя в заданном секторе сканирования составляет $g_{\min} \sim 5$ дБ, а максимальное — $g_{\max} \sim 10$ дБ;
- достаточно хорошее согласование в заданном рабочем диапазоне частот и значение КСВН $< 1,5$ во всем диапазоне;
- заднее (зеркальное) излучение не превышает значения порядка -10 дБ.

Проектирование и расчет излучающей апертуры АФАР. Полученные электрические характеристики излучателя позволяют приступить к проектированию всей апертуры АФАР. Проектирование следует начать с определения количества элементов и выбора структуры решетки. С учетом рассчитанного значения минимального усиления излучателя $g_{\min} \sim 5$ дБ в рабочем секторе углов и рабочем диапазоне частот, а также заданного значения усиления всей решетки $G > 22$ дБ легко показать, что количество элементов решетки должно составлять величину $N = 64$ (с учетом соотношения $G = Ng$). Здесь количество элементов взято с некоторым запасом, так как в расчетах усиления излучателя не учитывались омические потери в схеме возбуждения решетки. Кроме того, число $N = 64 = 2^8$ очень удобно для стандартной схемы возбуждения, основанной на применении бинарных сумматоров. С целью минимизации габаритов излучающей апертуры предлагается использовать прямоугольную структуру расположения излучателей размерностью 8×8 элементов.

По оси Y (в E -плоскости) электронное сканирование не предусматривается (разворот всей решетки осуществляется механическим способом), поэтому межэлементное расстояние d_y выбирается таким, чтобы исключить появление в зоне видимости дифракционного максимума и как можно сильнее уменьшить эффекты взаимного влияния между соседними элементами. Кроме того, сформированный луч в этой плоскости не должен быть чрезмерно узким, чтобы не усложнять систему наведения на спутник. Как показали предварительные расчеты, межэлементное расстояние $d_y = 25$ мм ($d_y \sim \lambda_{cp}$) в данном случае является оптимальным.

Несколько сложнее обстоит дело с выбором межэлементного расстояния по оси X (в H -плоскости), где предусмотрено электронное сканирование в секторе углов $\theta_{ск} \sim 30-60^\circ$. В этом случае межэлементное расстояние, исключающее появление в верхней полусфере дифракционного максимума, определяется из соотношения

$$d \leq \lambda / (1 + \sin \theta_{ск})$$

и составляет величину $d_x \sim 0,536\lambda$. Однако существуют два фактора, не позволяющие использовать такое значение d_x :

- геометрический размер АБВ, входящий в состав излучателя, превышает это значение;
- при значении $d_x \sim 0,536\lambda$ взаимное влияние между соседними излучателями кардинально искажает их электрические характеристики.

С другой стороны, ДН предложенного излучателя имеет направленный характер и в зеркальном направлении способна подавить дифракционные максимумы на величину ~ -10 дБ. В данном случае значение межэлементного расстояния было выбрано равным $d_x = 30$ мм ($d_x \sim 1,2\lambda_{cp}$). При таком значении d_x возникающие дифракционные максимумы вообще не попадают в зеркальную зону углов, где может находиться спутник-ретранслятор (рис.5). Ширина ДН спроектированной решетки может быть рассчитана по известной формуле:

$$\Delta\theta_{0,5} = 51^\circ \cdot \lambda / (N_x d_x \cos \theta_{ск})$$

и составляет величину $\sim 8-10^\circ$ в зависимости от значения угла сканирования $\theta_{ск}$.

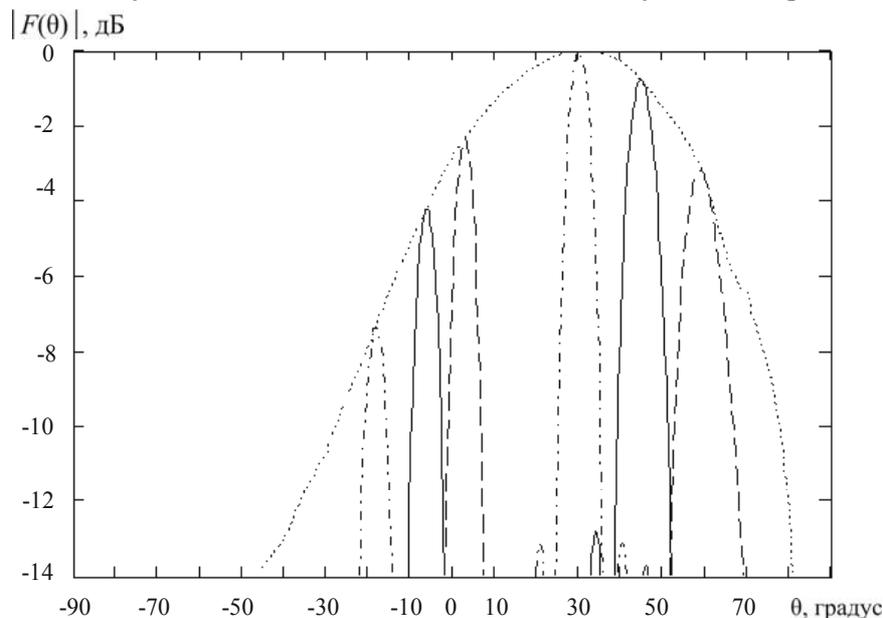


Рис.5. ДН $F_y(\theta)$ решетки АФАР в H -плоскости для различных углов $\theta_{ск}$, градус: --- 30; — 45; - - - 60



Рис. 6. Излучающая апертура АФАР (вид сверху)



Рис. 7. Активная схема суммирования излучателей АФАР

Совершенно очевидно, что при условии электронного сканирования только в плоскости ZOX имеет смысл сгруппировать излучатели по оси Y в линейные подрешетки по восемь элементов в каждой. Тогда, с точки зрения проектируемой АФАР, наша решетка может рассматриваться как 8-элементная АФАР, в каждом канале которой присутствует малошумящий усилитель (МШУ) и фазовращатель (ФВ). Однако, как показывают расчеты, омические потери в 8-канальном пассивном сумматоре в каждой подрешетке вносят недопустимо высокий вклад в шумы всей АФАР. Поэтому было предложено использовать активную схему суммирования, встраивая на выходе каждой четверки излучателей однокаскадный МШУ для компенсации омических потерь.

По результатам данного исследования был изготовлен полноразмерный макетный образец АФАР и испытан в натуральных условиях в Южной Корее. Образец продемонстрировал полное соответствие расчетным характеристикам. На рис. 6 и 7 представлены фотографии излучающей апертуры и схема активного суммирования излучателей макетного образца.

Законченная разработка излучающей апертуры АФАР полностью удовлетворяет заданным техническим требованиям как по электрическим, так и массо-габаритным характеристикам.

Литература

1. *Golubicic Z., Dragas S., Cvetkovic Z.* A K- and Ka-band vehicular phased-array antenna // *Microwave Journal*. – January 2004. – P. 103–108.
2. *Nesic A., Dragas A.* Frequency scanning printed array antenna // *IEEE AP Society International Symposium*, Newport Beach, CA, June 1995. – P. 950–953.
3. *Чистюхин В.В.* Особенности проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования // *Изв. вузов. Электроника*. – 2005. – № 3. – С. 80–87.

Чистюхин Виктор Васильевич – кандидат технических наук, заведующий кафедрой микроэлектронных радиотехнических устройств и систем МИЭТ. *Область научных интересов:* антенные решетки, активные фазированные антенные решетки, цифровые антенные решетки.

Исследование характеристик несимметричных пассивных полифазных фильтров

Е.С.Маркосян

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Описаны свойства полифазных фильтров. Получены аналитические выражения для фильтра первого и второго порядка, а также рекуррентные соотношения для фильтра порядка n .

Несимметричные пассивные полифазные фильтры широко применяются в высокочастотных аналоговых блоках интегральных радиопередающих устройств для преобразования высокочастотного сигнала в квадратурный сигнал, подавления зеркального канала приема [1], компенсации фазовых и амплитудных ошибок квадратурных сигналов, а также для подавления третьей гармоники в радиопередатчиках [2].

В интегральных радиочастотных схемах необходимо наличие гетеродинных высокочастотных квадратурных сигналов для работы комплексных повышающих и понижающих преобразователей частоты. Квадратурными называют два одинаковых сигнала, сдвинутых по фазе друг относительно друга на 90° . Известно большое количество методов формирования квадратурных сигналов, однако в связи с повышением рабочих частот приемопередающих устройств наиболее приемлемыми для интегрального исполнения являются методы, использующие пассивные RC -цепи. Точность выполнения операций преобразования частоты зависит от степени рассогласования фаз квадратурных компонент сигнала. Основной причиной фазовых и амплитудных ошибок является технологический разброс пассивных элементов интегральных схем. Пассивные полифазные фильтры обладают меньшей чувствительностью к технологическому разбросу и наиболее перспективны по сравнению с другими.

В ряде работ описываются свойства полифазных фильтров первого порядка, хотя на практике в основном применяются фильтры второго и выше порядков [3]. Трудность получения передаточных функций для фильтров высоких порядков связана с тем, что для пассивного фильтра нельзя представить передаточную функцию в виде произведения независимых передаточных функций его звеньев.

В настоящей работе изложены свойства полифазного фильтра первого порядка, получены передаточные функции для фильтра второго порядка, а также приводится метод получения передаточных функций фильтра любого порядка при условии, что на вход фильтра поступает квадратурный сигнал.

Полифазный фильтр первого порядка. Полифазный фильтр первого порядка имеет два дифференциальных входа и два дифференциальных выхода. В зависимости от типа входных сигналов полифазный фильтр выполняет различные функции. На рис.1 представлены в векторном виде 4 типа входных сигналов и соответствующие им выходные сигналы на частоте $\omega_0 = 1/RC$.

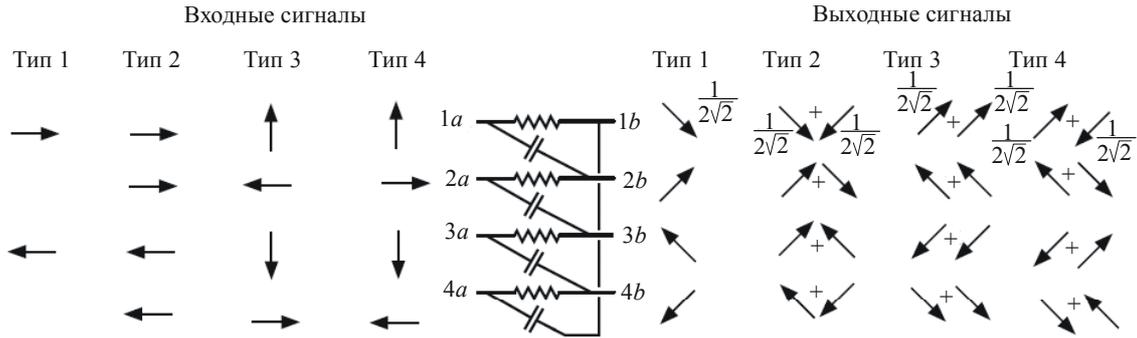


Рис.1. Векторное представление принципа работы полифазного фильтра первого порядка

Передаточные функции полифазного фильтра для четырех типов входных сигналов удобно получать из общей зависимости напряжений на выходе от напряжений на входе. Обозначим напряжение на первом входе (узлы 1a и 3a) $V_{IN(I)}$, напряжение на втором входе (узлы 2a и 4a) $V_{IN(Q)}$, напряжение на первом выходе (узлы 1b и 3b) $V_{OUT(I)}$, напряжение на втором выходе (узлы 2b и 4b) $V_{OUT(Q)}$ (см. рис.1). Зависимости напряжений на выходах от напряжений на входах имеют вид:

$$V_{OUT(I)} = \frac{V_{IN(I)} - j\omega RC V_{IN(Q)}}{1 + j\omega RC}, \quad (1)$$

$$V_{OUT(Q)} = \frac{V_{IN(Q)} + j\omega RC V_{IN(I)}}{1 + j\omega RC}. \quad (2)$$

Если на первый дифференциальный вход подавать напряжение $V_{IN(I)}$, а второй дифференциальный вход подключить к общему потенциалу (см. рис.1, тип 1), то напряжения на выходах фильтра определяются выражениями

$$V_{OUT(I)} = \frac{V_{IN(I)}}{1 + j\omega RC}, \quad V_{OUT(Q)} = \frac{j\omega RC V_{IN(I)}}{1 + j\omega RC}.$$

Передаточные функции для I- и Q-компоненты в этом случае представляются как

$$H_I(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}; \quad H_Q(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

Если на входы схемы подаются противофазные сигналы (см. рис.1, тип 2), из выражений (1) и (2) получим передаточные функции фильтра:

$$H_I(j\omega) = 1; \quad H_Q(j\omega) = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

При подаче на вход схемы квадратурного сигнала (см. рис.1, тип 3) $V_{IN(Q)} = jV_{IN(I)}$ и передаточные функции для комплексных компонент принимают вид

$$H_{OUT(I)}(j\omega) = H_{OUT(Q)}(j\omega) = \frac{1 + \omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

Таким образом, $V_{OUT(Q)}(j\omega) = jV_{OUT(I)}(j\omega)$ и на выходе сигнал также будет квадратурным.

Если во входном квадратурном сигнале присутствует фазовая ошибка, то $V_{IN(Q)} = je^{j\Delta\varphi}V_{IN(I)}$, где $\Delta\varphi$ – отклонение разности фаз входных напряжений от $\pi/2$. В этом случае передаточные функции I - и Q -компоненты представляются как

$$H_{OUT(I)}(j\omega) = \frac{1 + e^{j\Delta\varphi}\omega RC}{1 + j\omega RC}, \quad H_{OUT(Q)}(j\omega) = \frac{1 + e^{-j\Delta\varphi}\omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

Эти выражения на частоте $\omega_0 = 1/RC$ преобразуются следующим образом:

$$H_{OUT(I)}(j\omega_0) = \frac{1 + e^{j\Delta\varphi}}{1 + j}; \quad H_{OUT(Q)}(j\omega_0) = \frac{1 + e^{-j\Delta\varphi}}{1 + j}.$$

Отсюда следует, что $V_{OUT(Q)}(\omega_0) = jV_{OUT(I)}(\omega_0)$ и полифазный фильтр выполняет функцию компенсации фазовой ошибки. Данное свойство полезно для коррекции фазовой ошибки, возникающей в квадратурных генераторах, управляемых напряжением и квадратурных преобразователях частоты.

В случае смещения фаз входных сигналов в обратную сторону (см. рис.1, тип 4)

$$V_{IN(Q)} = -jV_{IN(I)} \quad \text{и} \quad H_{OUT(I)}(j\omega) = H_{OUT(Q)}(j\omega) = \frac{1 - \omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

На частоте $\omega_0 = 1/RC$ функция равна нулю. Это свойство полифазного фильтра может использоваться для подавления зеркального канала приема в преобразователях частоты, выполненных на основе схемы Хартли.

Полифазный фильтр второго порядка. Полифазные фильтры первого порядка неприменимы для широкополосных сигналов, так как практически все функции полифазного фильтра выполняются только на частоте $\omega_0 = 1/RC$. Кроме того, рабочая частота полифазного фильтра значительно смещается вследствие пропорционального технологического разброса R и C . Для того чтобы расширить рабочую полосу частот и снизить влияние пропорционального изменения номиналов пассивных компонентов, на практике применяют полифазные фильтры более высоких порядков.

Передаточную функцию полифазного фильтра второго порядка можно представить в виде произведения двух других передаточных функций:

$$H_I^2(j\omega) = H_I^{0(2)}(j\omega)H_I^1(j\omega); \quad H_Q^2(j\omega) = H_Q^{0(2)}(j\omega)H_Q^1(j\omega), \quad (3)$$

где $H_I^{0(2)}(j\omega)$ и $H_Q^{0(2)}(j\omega)$ – передаточные функции для I - и Q -компоненты на выходах первого звена полифазного фильтра; $H_I^1(j\omega)$ и $H_Q^1(j\omega)$ – передаточные функции для второго звена фильтра.

Последние две функции эквивалентны передаточным функциям для полифазного фильтра первого порядка, которые были получены ранее.

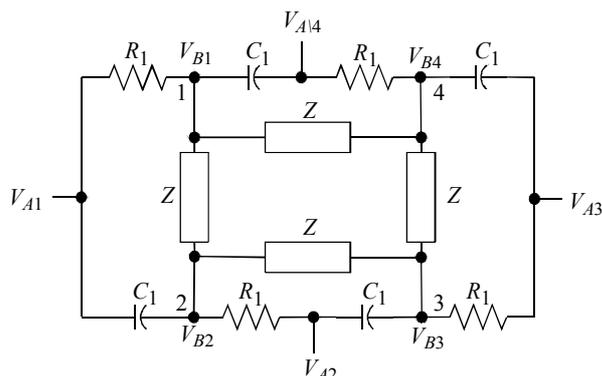


Рис.2. Схема для расчета полифазного фильтра второго порядка

С целью упрощения выкладок представим второе звено фильтра, которое находится внутри первого звена, в виде четырехполюсника, состоящего из четырех комплексных сопротивлений $Z = R_2 + 1/j\omega C_2$ (рис.2). Уравнение для суммы токов в узле 1 имеет вид

$$\frac{V_{B1} - V_{A1}}{R_1} + j\omega C_1(V_{B1} - V_{A4}) + \frac{2V_{B1}}{Z_1} = 0.$$

Отсюда

$$V_{B1} = \frac{V_{A1} + j\omega R_1 C_1 V_{A4}}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}.$$

Для дифференциальных напряжений $V_{A(I)} = V_{A1} - V_{A3}$, $V_{A(Q)} = V_{A(2)} - V_{A(4)}$ и $V_{B(I)} = V_{B1} - V_{B3}$ это выражение можно переписать как

$$V_{B(I)} = \frac{V_{A(I)} - j\omega R_1 C_1 V_{A(Q)}}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}. \quad (4)$$

Аналогичным способом, записывая уравнение для суммы токов в узле 2, получим

$$V_{B(Q)} = \frac{V_{A(Q)} + j\omega R_1 C_1 V_{A(I)}}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}. \quad (5)$$

Из выражений (4) и (5) можно получить передаточные функции для напряжений на выходе первого звена полифазного фильтра второго порядка в зависимости от типа подаваемых на вход сигналов, как это делалось для фильтра первого порядка:

- для сигнала типа 1 $V_{A(Q)} = 0$, тогда из (4) и (5) получим

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}, \quad H_Q^{0(2)}(j\omega) = \frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}; \quad (6)$$

- для сигналов типа 2 $V_{A(Q)} = -V_{A(I)}$:

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}, \quad H_Q^{0(2)}(j\omega) = \frac{1 - j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}; \quad (7)$$

- для сигналов типа 3 $V_{A(Q)} = jV_{A(I)}$:

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = H_Q^{0(2)}(j\omega) = \frac{1 + \omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}; \quad (8)$$

- для сигналов типа 4 $V_{A(Q)} = -jV_{A(I)}$:

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = H_Q^{0(2)}(j\omega) = \frac{1 - \omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z}. \quad (9)$$

Получить аналитические выражения передаточных функций полифазного фильтра второго порядка для любых типов подаваемых на вход напряжений можно следующим образом:

1) для данного типа сигнала из формул (4) и (5) выразим $V_{B(I)}$ через $V_{B(Q)}$;

2) подставим полученное выражение в (1) и (2) и получим передаточные функции $H_I^1(j\omega)$ и $H_Q^1(j\omega)$;

3) в зависимости от типа входного сигнала из формул (6–9) выберем соответствующие выражения для $H_I^{0(2)}(j\omega)$ и $H_Q^{0(2)}(j\omega)$;

4) пользуясь выражениями (3), находим искомые передаточные функции.

Например, передаточные функции для сигнала типа 1 определяются соотношениями

$$V_{B(Q)} = j\omega R_1 C_1 V_{B(I)},$$

$$H_I^1(j\omega) = \frac{1 + \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2}{1 + j\omega R_2 C_2}; \quad H_Q^1(j\omega) = \frac{1 + R_2 C_2 / (R_1 C_1)}{1 + j\omega R_2 C_2},$$

$$H_I^2(j\omega) = \left(\frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z} \right) \left(\frac{1 + \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \right) =$$

$$= \frac{1 + \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2) + 2j\omega R_1 C_2}, \quad (10)$$

$$H_Q^2(j\omega) = \left(\frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1 + 2R_1 / Z} \right) \left(\frac{1 + R_2 C_2 / (R_1 C_1)}{1 + j\omega R_2 C_2} \right) =$$

$$= \frac{j\omega (R_1 C_1 + R_2 C_2)}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2) + 2j\omega R_1 C_2}.$$

На рис.3 приведены зависимости модулей передаточных функций (10) от частоты при $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 20$ кОм, $C_1 = C_2 = 2$ пФ.

Полифазный фильтр порядка n . В общем случае для получения передаточных функций фильтра порядка n требуется решить систему из $2n$ линейных уравнений, что является достаточно трудоемкой задачей. Поэтому на практике для проектирования полифазных фильтров третьего и выше порядков удобнее пользоваться программными средствами для моделирования аналоговых схем. Если на вход фильтра подаются сигналы 3 или 4 типа, получить аналитические выражения для передаточных функций можно более простым способом.

Представим полифазный фильтр порядка n в виде первого звена фильтра, внутри которого расположены остальные звенья, образующие фильтр порядка $n - 1$ рис.4,а. Передаточные функции для фильтра порядка n можно выразить как

$$H_I^n(j\omega) = H_I^{0(n)}(j\omega)H_I^{n-1}(j\omega); \quad H_Q^n(j\omega) = H_Q^{0(n)}(j\omega)H_Q^{n-1}(j\omega), \quad (11)$$

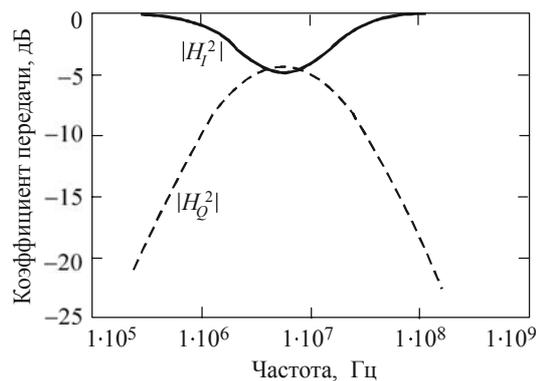


Рис.3. Амплитудные характеристики полифазного фильтра второго порядка для входного сигнала типа 1

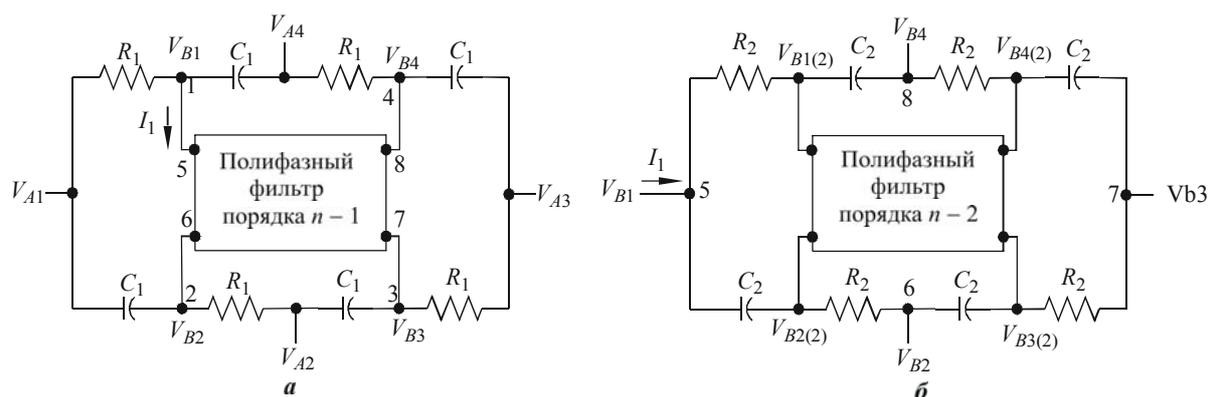


Рис.4. Схемы для расчета фильтра порядка n : a – полифазный фильтр порядка n ; $б$ – полифазный фильтр порядка $n - 1$

где $H_I^{0(n)}(j\omega)$ и $H_Q^{0(n)}(j\omega)$ – передаточные функции для I - и Q -компоненты на выходах первого звена полифазного фильтра; $H_I^{n-1}(j\omega)$ и $H_Q^{n-1}(j\omega)$ – эквивалентные передаточные функции для последующих звеньев фильтра.

Запишем уравнение для суммы токов в узле 1:

$$(V_{A4} - V_{B1})j\omega C_1 - \frac{V_{B1} - V_{A1}}{R_1} - I_1 = 0. \quad (12)$$

На рис.4,б показан фильтр порядка $n - 1$, состоящий из второго звена фильтра, внутри которого расположен четырехполюсник, представляющий собой фильтр порядка $n - 2$.

Запишем уравнение для суммы токов в узле 5

$$(V_{B1} - V_{B2(2)})j\omega C_2 + \frac{(V_{B1} - V_{B1(2)})}{R_2} - I_1 = 0. \quad (13)$$

В случае подачи на вход квадратурного сигнала типа 3 соотношения $V_I = jV_Q$ и $H_I(j\omega) = H_Q(j\omega)$ справедливы для любого звена фильтра:

$$V_{B2(2)} = V_{B2}H_Q^{0(n-1)}(j\omega) = jV_{B1}H^{0(n-1)}(j\omega), \quad V_{B1(2)} = V_{B1}H_I^{0(n-1)}(j\omega) = V_{B1}H^{0(n-1)}(j\omega),$$

тогда уравнение (13) приводится к виду:

$$I_1 = V_{B1} \left(\frac{1 - H^{0(n-1)}}{R_2} + j\omega C_2 (1 - jH^{0(n-1)}) \right).$$

Подставив данное соотношение для тока I_1 в уравнение (12) и выразив из него V_{B1} , получим:

$$V_{B1} = \frac{V_{A1}(1 + \omega R_1 C_1)}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2(1 - jH^{0(n-1)}(j\omega))) + R_1(1 - H^{0(n-1)}(j\omega))/R_2},$$

$$H_I^{0(n)}(j\omega) = H_Q^{0(n)}(j\omega) = \frac{1 + \omega R_1 C_1}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2(1 - jH^{0(n-1)}(j\omega))) + R_1(1 - H^{0(n-1)}(j\omega)) / R_2}. \quad (14)$$

Зная передаточные функции $H_I^{n-1}(j\omega)$, $H_Q^{n-1}(j\omega)$, $H_I^{0(n-1)}(j\omega)$ и $H_Q^{0(n-1)}(j\omega)$ для фильтра порядка $n - 1$, из формул (11) и (14) можно получить соответствующие функции для фильтра порядка n .

Например, передаточные функции для фильтра третьего порядка имеют вид

$$H_I^3(j\omega) = H_I^{0(3)}(j\omega)H_I^{0(2)}(j\omega)H_I^1(j\omega),$$

$$H_I^{0(3)}(j\omega) = \frac{1 + \omega R_1 C_1}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2(1 - jH^{0(2)}(j\omega))) + R_1(1 - H^{0(2)}(j\omega)) / R_2},$$

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = \frac{(1 + j\omega R_3 C_3)(1 + \omega R_2 C_2)}{(1 + j\omega R_3 C_3)(1 + j\omega R_2 C_2) + 2j\omega R_2 C_3}, \quad (15)$$

$$H_I^1(j\omega) = \frac{1 + \omega R_3 C_3}{1 + j\omega R_3 C_3}.$$

Выражения (15) написаны для I -компоненты (для Q -компоненты они имеют тот же вид). Аналогичным способом можно получить рекуррентное выражение для передаточных функций полифазного фильтра, на вход которого подаются сигналы типа 4:

$$H_I^{0(n)}(j\omega) = H_Q^{0(n)}(j\omega) = \frac{1 - \omega R_1 C_1}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2(1 + jH^{0(n-1)}(j\omega))) + R_1(1 - H^{0(n-1)}(j\omega)) / R_2}. \quad (16)$$

В этом случае передаточную функцию для фильтра третьего порядка можно представить следующими выражениями:

$$H_I^3(j\omega) = H_I^{0(3)}(j\omega)H_I^{0(2)}(j\omega)H_I^1(j\omega),$$

$$H_I^{0(3)}(j\omega) = \frac{1 - \omega R_1 C_1}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2(1 + jH^{0(2)}(j\omega))) + R_1(1 - H^{0(2)}(j\omega)) / R_2},$$

$$H_I^{0(2)}(j\omega) = \frac{(1 + j\omega R_3 C_3)(1 - \omega R_2 C_2)}{(1 + j\omega R_3 C_3)(1 + j\omega R_2 C_2) + 2j\omega R_2 C_3}, \quad (17)$$

$$H_I^1(j\omega) = \frac{1 - \omega R_3 C_3}{1 + j\omega R_3 C_3}.$$

На рис.5 приведены зависимости модулей передаточных функций для фильтра третьего порядка от частоты при $R_1 = 5$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 20$ кОм, $C_1 = C_2 = C_3 = 2$ пФ. Передаточная функция H_3 соответствует типу 3 входных сигналов и описывается выражениями (15), а функция H_4 соответствует типу 4 сигналов и описывается выражениями (17). Из рисунка видно как в полифазном фильтре происходит подавление зеркального канала. Основному каналу приема соответствует сигнал типа 3, который

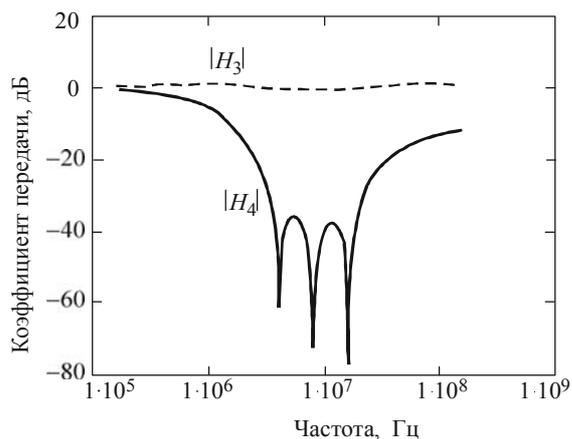


Рис.5. Амплитудные характеристики полифазного фильтра третьего порядка ($|H_3|$ соответствует входным сигналам типа 3, $|H_4|$ – четвертому входным сигналам типа 4)

практически не подавляется фильтром, в то время как зеркальному каналу соответствует сигнал типа 4 и в данной реализации фильтра ослабляется примерно на 40 дБ. Полоса подавления зеркального канала определяется нулями передаточных функций фильтра, количество которых равно порядку фильтра.

Чем выше порядок, тем больше коэффициент подавления зеркального канала и шире рабочая полоса. Ограничивающими факторами при выборе порядка фильтра являются площадь, занимаемая им на кристалле, и коэффициент ослабления основного канала, который возрастает при увеличении порядка.

Таким образом, увеличение порядка полифазного фильтра снижает влияние технологического разброса на его характеристики. В общем случае выражения для передаточных функций полифазных фильтров порядка n требуют решения системы из $2n$ линейных уравнений.

Если на вход фильтра порядка n подаются квадратурные сигналы третьего и четвертого типа, выражения для передаточных функций получаются из рекуррентных формул (11), (14) и (16).

Литература

1. **Rudell J.C.** Frequency translation techniques for high-integration high-selectivity multi-standart wireless communication systems: Ph. D. dissertation. – University of California at Berkeley, 2000. <http://kabuki.eecs.berkeley.edu/~jrudell/>.
2. **Rofougaran A.** A single-chip spread-spectrum wireless transceiver in CMOS // Final Report by Integrated Circuit & System Laboratory Electrical Engineering Department University of California, 1998. <http://www.icsl.ucla.edu/>
3. **Kobayashi H., Kang J.** Explicit transfer function of RC polyphase filter for wireless transceiver // Department of Engineering. – Gunma University. – Japan, 2001. <http://www.ap-asic.org/2002/3A-5.pdf>.

Маркосян Евгений Сергеевич – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* интегральные радиопередающие устройства: малозумящие усилители, преобразователи частоты, усилители мощности, фильтры подавления зеркального канала, усилители промежуточной частоты.

УДК 621.3.049.77.001.63

Особенности построения умножителей по модулю $(2^n - 1)$ *А.И.Корнилов, В.С.Калашников, О.В.Ласточкин, М.Ю.Семенов***Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (г. Москва)**

Показаны методы реализации умножителей по модулю $(2^n - 1)$. Проведено сравнение по быстродействию и занимаемой площади различных структур умножителей для указанных значений модулей в базисе стандартных ячеек.

Возможность использования аппарата модулярной арифметики для построения высокопроизводительных систем рассматривалась в работах [1, 2]. При этом может достигаться значительный выигрыш не только по быстродействию, но и по потребляемой мощности [3].

Основная идея, заложенная в использовании аппарата модулярной арифметики, – параллельная обработка данных по нескольким модулям, имеющим существенно меньшую разрядность, чем исходные данные. Модулярное умножение – одна из основных операций, которую необходимо реализовать при создании таких систем. Принципы реализации основных вычислительных блоков (модулярных умножителей и сумматоров), реализующих соответствующие операции для каждого из этих модулей, в значительной степени зависят от значения модуля.

В данной статье показаны принципы построения умножителей по модулю вида $(2^n - 1)$, а также проведено сравнение различных структур умножителей для указанных значений модулей. Модулярные умножители для различных значений модулей были реализованы с использованием высокоуровневого языка описания аппаратуры Verilog и синтезированы в базис 0,6 мкм библиотеки стандартных ячеек.

Методы аппаратной реализации умножителей по модулю вида $(2^n - 1)$. В работах [4, 5] представлены методы построения модулярных индексных умножителей. Принцип модулярного индексного умножения основан на индексном (или дискретно-логарифмическом) представлении модулярных чисел и замене операции модулярного умножения на операцию модулярного сложения с соответствующими преобразованиями согласно формуле:

$$|q_j q_k|_m \Leftrightarrow g^{|i_j + i_k|_{m-1}},$$

где q_j и q_k – операнды (представлены в модулярном виде); g – первообразный корень; m – значение модуля.

Недостатками данного метода модулярного умножения является то, что он применим только для модулей, являющихся простыми числами (не все модули вида $(2^n - 1)$ яв-

ляются простыми числами), а также наличие прямого и обратного индексного преобразования, реализация которых требует дополнительных аппаратных затрат.

Рассмотрим метод построения умножителей по модулю вида $(2^n - 1)$, основанный на использовании позиционного умножителя и модулярного сумматора [6].

Пусть даны два целых положительных числа $A \geq 0$, $B \geq 0$ и их произведение $P = AB$. Предполагая, что оба числа A и B находятся в диапазоне $[0, 2^n - 1]$ (т.е. меньше, чем значение 2^n), каждое из чисел может быть выражено через n бит. Таким образом, произведение P может быть представлено в следующем виде:

$$P = \sum_{i=0}^{2n-1} r_i \cdot 2^i, \quad (1)$$

где r_i – i -й бит результата умножения A на B .

Формула (1) может быть переписана в виде

$$P = \sum_{i=0}^{n-1} r_i \cdot 2^i + 2^n \sum_{i=n}^{2n-1} r_i \cdot 2^{i-n}.$$

Вычислим значение данного выражения по модулю вида $(2^n - 1)$. Соответственно вычисление модулярного произведения будет сведено к следующему выражению:

$$|P|_{2^n-1} = \left| \sum_{i=0}^{n-1} r_i \cdot 2^i + \left| 2^n \sum_{i=n}^{2n-1} r_i \cdot 2^{i-n} \right|_{2^n-1} \right|_{2^n-1}. \quad (2)$$

Принимая во внимание тот факт, что $|2^n|_{2^n-1} = 1$, выражение (2) преобразуется к виду

$$|P|_{2^n-1} = \left| \sum_{i=0}^{n-1} r_i \cdot 2^i + \sum_{i=n}^{2n-1} r_i \cdot 2^{i-n} \right|_{2^n-1}. \quad (3)$$

Выражение (3) представляет реализацию умножителя по модулю вида $(2^n - 1)$. Структура умножителя по модулю вида $(2^n - 1)$, в соответствии с (3), состоит из двух вычислительных элементов: обычного двоичного умножителя $n \times n$ и модулярного сумматора по модулю вида $(2^n - 1)$. После выполнения позиционного двоичного умножения старшие биты результата $P[2n-1:n]$ складываются с младшими битами результата $P[n-1:0]$ на модулярном сумматоре.

Таким образом, для эффективной реализации операции умножения по модулю вида $(2^n - 1)$ необходимо иметь быстродействующий сумматор для данных значений модулей.

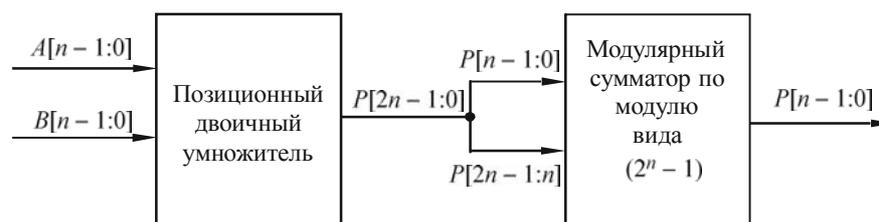
Такие сумматоры могут быть построены на основе сумматоров с циклическим переносом из высшего разряда в низший разряд. Это связано с тем, что суммирование по модулю $(2^n - 1)$ может быть преобразовано в суммирование по модулю 2^n :

$$|A + B|_{2^n-1} = |A + B + C_{out}|_{2^n},$$

где C_{out} – выходной перенос позиционной суммы $(A + B)$.

В работе [7] представлен метод построения быстродействующего сумматора по модулю вида $(2^n - 1)$ на основе BDD-технологии (Binary Decision Diagram), позволяющей создавать эффективные структуры сумматоров в монотонном КМОП-базисе на основе элементов И-ИЛИ/ИЛИ-И (или в преобразованном базисе И-ИЛИ-НЕ/ИЛИ-И-НЕ).

Структура умножителя показана на рисунке.



Обобщенная структура умножителя по модулю вида $(2^n - 1)$

Экспериментальные результаты по быстродействию и занимаемой площади для умножителей по модулю вида $(2^n - 1)$. Как уже упоминалось, модулярный индексный умножитель по модулю вида $(2^n - 1)$ может быть построен только для таких значений модулей, которые являются простыми числами. Модулярный умножитель на основе двоичного умножителя и сумматора по модулю вида $(2^n - 1)$ может быть построен для всех модулей вида $(2^n - 1)$. Поэтому для сравнения были выбраны такие модули (7, 31, 127), для которых могут быть реализованы обе структуры: модулярный индексный умножитель и умножитель на основе двоичного умножителя и BDD-сумматора.

Для сравнения по быстродействию и занимаемой площади, RTL-описания умножителей обоих типов, реализованных на языке проектирования высокого уровня Verilog, были синтезированы в базисе 0,6 мкм библиотеки стандартных ячеек с помощью средств синтеза Synopsys.

Полученные результаты представлены в таблице.

Результаты синтеза модулярных умножителей в базисе 0,6 мкм средствами синтеза Synopsys

Значение модуля	Субмодулярный индексный умножитель		Умножитель на основе двоичного умножителя и BDD-сумматора	
	Задержка, нс	Площадь, мкм ²	Задержка, нс	Площадь, мкм ²
7	3,89	319,40	6,10	457,30
31	11,22	2096,76	9,47	1135,10
127	18,50	8257,30	13,17	2027,00

Прежде чем приступить к анализу результатов, следует сделать одно пояснение. Разновидностью модулярного индексного умножителя является субмодулярный индексный умножитель. Для получения наиболее эффективных структур субмодулярных индексных умножителей (с точки зрения занимаемой площади и быстродействия) при создании соответствующих Verilog-описаний использовались критерии, представленные в работе [4]. В частности, значения подмодулей в наборе должны быть минимальными по величине и включать в себя подмодуль типа 2^n .

Из результатов, представленных в таблице, видно, что метод реализации умножителя для модуля вида $(2^n - 1)$ на основе структуры с сумматором, построенным на основе BDD-технологии, является более эффективным решением, чем метод, основанный на индексном субмодулярном представлении. Только для модуля 7 индексный субмодулярный умножитель обеспечил выигрыш по быстродействию и по площади (за счет малой разрядности входных данных, и, следовательно, таблиц прямого и обратного преобразования). Однако с ростом разрядности входных данных наблюдается увеличе-

ние задержки и площади индексного умножителя, в результате чего выигрыш по площади и быстродействию получает умножитель на основе двоичного умножителя и BDD-сумматора. Для модуля 31 (разрядность равна 5 бит) получен выигрыш ~16% по быстродействию и ~29% по площади. С ростом разрядности модуля выигрыш увеличивается. Для модуля 127 (разрядность равна 7 бит) выигрыш по быстродействию ~29% и по площади ~76%.

Для качественной оценки сравнения обоих типов умножителей по площади и быстродействию представим общую площадь и общую задержку индексного умножителя в следующем виде:

$$S_{\text{инд.умн}} = S_{\text{пп}} + S_{\text{мод.сум}} + S_{\text{оп}},$$

$$T_{\text{инд.умн}} = T_{\text{пп}} + T_{\text{мод.сум}} + T_{\text{оп}},$$

где $S_{\text{пп}}$ – площадь прямого индексного преобразователя, $S_{\text{мод.сум}}$ – площадь модулярных сумматоров, $S_{\text{оп}}$ – площадь обратного индексного преобразователя, $T_{\text{пп}}$ – задержка переключения прямого преобразователя, $T_{\text{мод.сум}}$ – задержка переключения самого медленного сумматора, $T_{\text{оп}}$ – задержка переключения обратного преобразователя. Прямой индексный преобразователь представляет собой таблицу перекодировки, на входе у которой $(2^n - 1)$ значений разрядностью n бит.

Так, для модуля 7 необходимо построить два прямых преобразователя, каждый из которых преобразует семь 3-битных чисел в соответствующий индекс. Для модуля 31 необходимо преобразование (каждым преобразователем) уже 31 числа по 5 бит, для модуля 127 преобразование 127 чисел по 7 бит.

Площадь таблиц прямого индексного преобразования увеличивается по степенному закону 2^n , где n – разрядность входных данных. Аналогичный рост площади имеет место для таблицы обратного индексного преобразования. Таким образом, рост разрядности входных данных ведет за собой увеличение площади преобразователей обоих типов, и, следовательно, всего индексного умножителя.

Увеличение разрядности также влияет на увеличение задержки переключения всех блоков, входящих в структуру субмодулярного индексного умножителя.

Общая площадь и задержка модулярного умножителя, построенного на основе позиционного умножителя и BDD-сумматора, могут быть представлены в виде:

$$S_{\text{мод.умн}} = S_{\text{поз.умн}} + S_{\text{BDD}},$$

$$T_{\text{мод.умн}} = T_{\text{поз.умн}} + T_{\text{BDD}}$$

где $S_{\text{поз.умн}}$ – площадь позиционного умножителя; S_{BDD} – площадь BDD-сумматора; $T_{\text{поз.умн}}$ – максимальное время распространения сигнала в позиционном умножителе; T_{BDD} – максимальное время распространения сигнала в BDD-сумматоре.

Площадь позиционного матричного умножителя увеличивается по квадратичному закону n^2 , где n – разрядность входных данных. Основной вклад в общую задержку переключения всего модулярного умножителя вносит именно двоичный умножитель.

Следовательно, площадь и максимальная задержка для модулярного умножителя, построенного на основе позиционного умножителя и BDD-сумматора, увеличиваются не так быстро, как в случае субмодулярного индексного умножителя.

В результате данного исследования показано, что модулярный умножитель на основе позиционного умножителя и BDD-сумматора является более эффективным реше-

нием для реализации умножителей по модулю вида $(2^n - 1)$, за исключением модулей малой разрядности. Следует отметить, что возможно дальнейшее повышение быстродействия для умножителей вида $(2^n - 1)$ за счет применения более эффективных методов построения двоичного умножителя (например, алгоритм Бута).

Литература

1. **Стемковский А.Л., Корнилов А.И., Семенов М.Ю.** Особенности реализации устройств цифровой обработки сигналов в интегральном исполнении с применением модулярной арифметики // Информационные технологии. – 2004. – № 2. – С. 2–9.
2. **Амербаев В.М., Стемковский А.Л., Широ Г.Э.** Быстродействующий согласованный фильтр, построенный по модулярному принципу // Информационные технологии. – 2004. – № 9. – С. 5–12.
3. **Cardarilli G.C., Nannarelli A., Re M.** Reducing power dissipation in FIR filters using the Residue Number System // Proc.43-rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (Lansing MI, Aug., 2000). – 2000. – P. 320–323.
4. **Корнилов А.И., Семенов М.Ю., Ласточкин О.В.** Принципы построения модулярных индексных умножителей // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 2. – С. 48–55.
5. **Ласточкин О.В.** Особенности реализации умножителей в устройствах, построенных с применением принципов модулярной арифметики // Тез. докл. 11-й Всероссийской межвузовской конф. студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2004». – М.: МИЭТ, 2004. – С. 219.
6. **Hiasat A.** New memoryless, mod $(2^n - 1)$ residue multiplier // Electronic letters. – 1992. – 30 January. – Vol. 28. – № 3. – P. 314, 315.
7. **Корнилов А.И., Исаева Т.Ю., Семенов М.Ю.** Методы логического синтеза сумматоров с ускоренным переносом по модулю $(2^n - 1)$ на основе BDD-технологии // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 3. – С. 54–60.

Корнилов Александр Иванович – кандидат технических наук, заведующий сектором ИППМ РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Ласточкин Олег Викторович – магистр техники и технологии, аспирант ИППМ РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Калашников Вячеслав Сергеевич – магистр техники и технологии, аспирант ИППМ РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Семенов Михаил Юрьевич – главный специалист НИЦ «Микростайл» (г. Москва). *Область научных интересов:* проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Использование обратного QR-разложения в многоканальных FAP-алгоритмах

В.И. Джиган

ГУП НИЦ «ЭЛВИС» (г. Москва)

Рассмотрен многоканальный быстрый алгоритм аффинных проекций для адаптивной фильтрации. В алгоритме используются две разновидности быстрого обратного QR-разложения для вычисления весовых коэффициентов фильтров линейного предсказания и энергий ошибок этого предсказания, являющихся частью вычислений, необходимых в таких алгоритмах. Результаты моделирования демонстрируют работоспособность и эффективность рассматриваемого алгоритма по сравнению с многоканальным нормализованным алгоритмом по критерию наименьшего среднеквадратичного отклонения.

Алгоритм аффинных проекций (Affine Projection, AP) [1] в настоящее время широко применяется в адаптивных фильтрах с большим числом весовых коэффициентов, например в компенсаторах сигналов акустического и электрического эха. Это обусловлено наличием быстрых (вычислительно эффективных) версий данного алгоритма (Fast AP, FAP) [2–4], сложность которых при большом числе весовых коэффициентов сравнима со сложностью простейшего нормализованного алгоритма по критерию наименьшего среднеквадратичного отклонения (Normalized Least Mean Squares, NLMS). Под вычислительной сложностью понимается число арифметических операций, требуемое для выполнения одной итерации алгоритма. FAP-алгоритмы по скорости сходимости несколько уступают сложным рекурсивным алгоритмам адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), но превосходят NLMS-алгоритм.

Известные FAP-алгоритмы [2–4] являются одноканальными. В то же время существует ряд задач, которые требуют применения многоканальных адаптивных фильтров с большим числом действительных или комплексных весовых коэффициентов. В работе [5] был предложен способ построения многоканальных FAP-алгоритмов для фильтров с одинаковым числом весовых коэффициентов в каналах.

В настоящей работе рассматривается многоканальный FAP-алгоритм адаптивной фильтрации с комплексными весовыми коэффициентами, а также применение в этом алгоритме процедур вычисления весовых коэффициентов фильтров $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$ и энергий ошибок $E^f(k)$, $E^b(k)$ линейного предсказания с помощью быстрого обратного QR-разложения. Определение этих переменных является частью необходимых вычислений в FAP-алгоритмах.

Обобщенная структура многоканального адаптивного фильтра рассмотрена в [6]. Алгоритм AP для многоканального адаптивного фильтра с неодинаковым числом комплексных весовых коэффициентов в каналах и переменным шагом сходимости представлен следующими уравнениями:

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mu(k)\mathbf{X}_{NL}(k)\boldsymbol{\varepsilon}_L(k), \quad \boldsymbol{\varepsilon}_L(k) = [\mathbf{X}_{NL}^H(k)\mathbf{X}_{NL}(k) + \delta\mathbf{I}_L]^{-1}\boldsymbol{\alpha}_L(k),$$

$$\boldsymbol{\alpha}_L(k) = \mathbf{d}_L(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{X}_{NL}(k), \quad \text{где } \boldsymbol{\varepsilon}_L(k) = [\varepsilon(k), \varepsilon(k-1), \dots, \varepsilon(k-L+1)]^T,$$

$$\boldsymbol{\alpha}_L(k) = [\alpha(k), \alpha(k-1), \dots, \alpha(k-L+1)]^T, \quad \mathbf{d}_L(k) = [d(k), d(k-1), \dots, d(k-L+1)]^T,$$

$$\mathbf{X}_{NL}(k) = [\boldsymbol{\chi}_N(k), \boldsymbol{\chi}_N(k-1), \dots, \boldsymbol{\chi}_N(k-L+1)], \quad \boldsymbol{\chi}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_m}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T,$$

$$\mathbf{x}_{N_m}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-N_m+1)]^T, \quad \mathbf{h}_N(k) = [\mathbf{h}_{N_1}^T(k), \dots, \mathbf{h}_{N_m}^T(k), \dots, \mathbf{h}_{N_M}^T(k)]^T,$$

$$\mathbf{h}_{N_m}(k) = [h_m(k), h_m(k-1), \dots, h_m(k-N_m+1)]^T.$$

Здесь k – индекс дискретного времени (номер итерации алгоритма); M – число каналов адаптивного фильтра; $N = \sum_{m=1}^M N_m$ – общее число весовых коэффициентов адаптивного фильтра;

N_m – число весовых коэффициентов в m -м канале адаптивного фильтра; L – размер проекции ($L \ll N$); $\boldsymbol{\alpha}_L(k)$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_L(k)$ – векторы ошибок и нормализованных ошибок адаптивного фильтра; $\mathbf{d}_L(k)$ – вектор отсчетов сигналов на основном входе адаптивного фильтра; $d(k)$ – текущее значение выборки сигнала на основном входе адаптивного фильтра; $\mathbf{h}_N(k)$ – вектор весовых коэффициентов M -канального адаптивного фильтра; $\mathbf{h}_{N_m}(k)$ – вектор весовых коэффициентов в m -м канале адаптивного фильтра;

$\boldsymbol{\chi}_N(k)$ – вектор сигналов M -канального адаптивного фильтра; $\mathbf{x}_{N_m}(k)$ – вектор сигналов в m -м канале адаптивного фильтра; $x_m(k)$ – текущее значение выборки сигнала на входе m -го канала адаптивного фильтра; δ – параметр регуляризации; \mathbf{I}_L – единичная матрица; $\mu(k)$ – переменный шаг сходимости; H – операция эрмитова сопряжения вектора или матрицы; T – знак транспонирования вектора или матрицы; символ «звездочка» (*) означает операцию комплексного сопряжения переменной. Структура матрицы $\mathbf{X}_{NL}(k)$ показана на рис. 1.

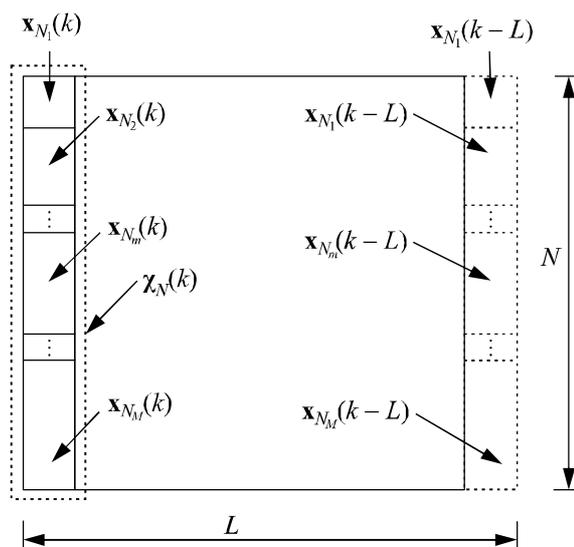


Рис. 1. Структура матрицы $\mathbf{X}_{NL}(k)$

Здесь и далее векторы обозначены жирными строчными буквами, матрицы – жирными прописными буквами; первые нижние индексы в обозначении векторов и матриц указывают на размер (число элементов) этих переменных; два индекса используются в обозначении прямоугольных матриц, а один индекс – для обозначения векторов и квадратных матриц.

Быстрая версия многоканального алгоритма аффинных проекций для адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами представлена в табл. 1. Этот алгоритм является модификацией алгоритма [5] на случай неодинакового числа весовых коэффициентов в каналах адаптивного фильтра и переменного шага сходимости $\mu(k)$ [4]. Возможность использования неодинакового числа весовых коэффициентов в каналах позволяет уменьшать вычислительную сложность алгоритмов адаптивной фильтрации (зависящую от этого числа) в случаях, если не требуется одинаковое число

весовых коэффициентов в каналах. Переменный шаг сходимости может быть использован для уменьшения переходного процесса в адаптивном фильтре, например за счет изменения этого шага по градиентному закону.

Таблица 1

Многоканальный ФАР-алгоритм

Вычисления	Ссылки
<p>Инициализация : $\chi_N(0) = \mathbf{0}_N; \hat{\mathbf{h}}_N(0) = \mathbf{0}_N; \mathbf{X}_{NL}(0) = \mathbf{0}_{NL}, \mathbf{a}_L(0) = \mathbf{0}_L,$ $\mathbf{p}_L(0) = \mathbf{0}_L; \mu(0) = \mu; \mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}; \mathbf{s}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}; \mathbf{h}_{L-1}^f(0) = \mathbf{0}_{L-1};$ $\mathbf{h}_{L-1}^b(0) = \mathbf{0}_{L-1}; E^{-0,5f}(0) = \delta^{-0,5}; E^{-0,5b}(0) = \delta^{-0,5}; \mathbf{g}_{L-1,m}^U(0) = \mathbf{0}_{L-1};$ $\mathbf{g}_{L-1,m}^D(0) = \mathbf{0}_{L-1}; \mathbf{u}_{L-1,m}^U(0) = \mathbf{0}_{L-1}; \mathbf{u}_{L-1,m}^D(0) = \mathbf{0}_{L-1}; b_{L-1,m}^U(0) = 1;$ $b_{L-1,m}^D(0) = 1; m = 1, \dots, M$</p>	(1.0)
<p>for $k = 1, 2, \dots, K$</p> $\mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{r}_{L-1}(k-1) + \sum_{m=1}^M [x_m(k)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-1) - x_m(k-N_m)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-N_m-1)]$	(1.1)
$\hat{\alpha}(k) = d(k) - \hat{\mathbf{h}}_N^H(k-1)\chi_N(k)$	(1.2)
$\alpha(k) = \hat{\alpha}(k) - \bar{\mathbf{p}}_{L-1}^H(k-1)\mathbf{r}_{L-1}(k)$	(1.3)
$\mathbf{a}_L(k) = \begin{bmatrix} \alpha(k) \\ [1 - \mu(k-1)]\bar{\mathbf{a}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.4)
<p>for $m = 1, 2, \dots, M$</p> <p>Вычисление $E^{-0,5f}(k), E^{-0,5b}(k), \mathbf{h}_{L-1}^f(k), \mathbf{h}_{L-1}^b(k)$</p> <p>End for m</p>	(1.5)
$\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix} + E^{-1f} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k) \end{bmatrix} [1, -\mathbf{h}_{L-1}^{fH}(k)] \mathbf{a}_L^*(k)$	(1.28)
$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_{L-1}(k) \\ 0 \end{bmatrix} = \boldsymbol{\varepsilon}_L(k) - E^{-1b}(k) \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^b(k) \end{bmatrix} [1, -\mathbf{h}_{L-1}^{bH}(k)] \mathbf{a}_L^*(k)$	(1.29)
$\mathbf{s}_{L-1}(k) = [1 - \mu(k)] \mathbf{z}_{L-1}(k)$	(1.30)
$\mathbf{p}_L(k) = \mu(k)\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{p}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.31)
$\hat{\mathbf{h}}_N(k) = \hat{\mathbf{h}}_N(k-1) + \chi_N(k-L+1)\mathbf{p}_{L-1}(k)$	(1.32)
<p>End for k</p>	

Существуют два основных отличия алгоритма (см. табл.1) от одноканальных ФАР-алгоритмов. Первое отличие заключается в определении вектора взаимной корреляции обрабатываемых сигналов $\mathbf{r}_{L-1}(k)$. Как следует из (1.1), в M -канальном адаптивном алгоритме вектор $\mathbf{r}_{L-1}(k)$ состоит из суммы M составляющих, каждая из которых вычисляется на своем скользящем окне длиной в N_m отсчетов (рис.2). Значения N_m могут быть неодинаковыми. Второе отличие многоканального ФАР-алгоритма связано с вычислением корреляционной матрицы

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_L(k) &= \mathbf{X}_{NL}^H(k)\mathbf{X}_{NL}(k) + \delta\mathbf{I}_L = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_{N_m L}^H(k)\mathbf{X}_{N_m L}(k) + \delta\mathbf{I}_L = \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^{N_m-1} \mathbf{x}_{L,m}^*(k-i)\mathbf{x}_{L,m}^T(k-i) + \delta\mathbf{I}_L = \sum_{m=1}^M \mathbf{R}_{L,m}(k) + \delta\mathbf{I}_L, \end{aligned}$$

где $\mathbf{X}_{N_m L}(k) = [\mathbf{x}_{N_m}(k), \mathbf{x}_{N_m}(k-1), \dots, \mathbf{x}_{N_m}(k-L+1)]$;

$$\mathbf{x}_{L,m}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-L+1)]^T.$$

Следовательно, матрица $\mathbf{R}_L(k)$ состоит из суммы матриц, обусловленных сигналами отдельных каналов адаптивного фильтра. Каждая из этих матриц вычисляется на своем скользящем окне длиной в N_m отсчетов. Поэтому для вычисления матрицы $\mathbf{R}_L^{-1}(k)$ необходимо M раз последовательно использовать одноканальную процедуру линейного предсказания комплексно-сопряженных значений входных сигналов каналов адаптивного фильтра $x_m^*(k)$, $x_m^*(k-N_m)$, $x_m^*(k-L)$ и $x_m^*(k-L-N_m)$ (см. рис.2). Для этого могут быть применены соответствующие вычислительные процедуры быстрых RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации со скользящим окном. В известных публикациях по FAP-алгоритмам такие процедуры не рассматриваются. Исключение составляет работа [4], в которой для одноканального FAP-алгоритма с действительными весовыми коэффициентами использованы процедуры [7].

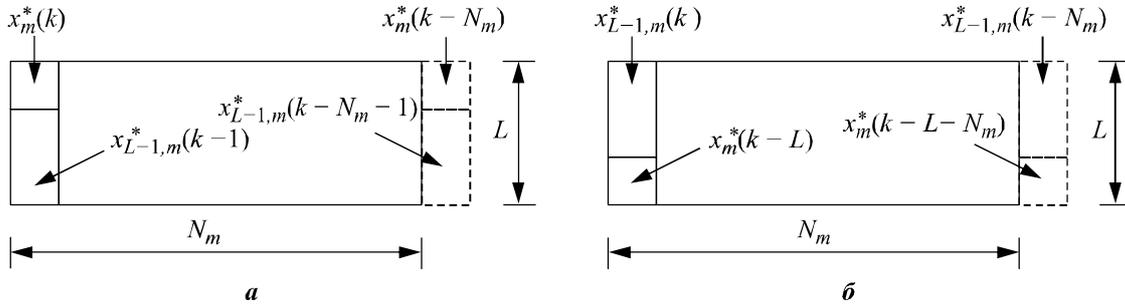


Рис.2. Структура данных при вычислении ошибок линейного предсказания:

$$a - \alpha_{L-1,m}^{fU}(k), \alpha_{L-1,m}^{fD}(k); \quad б - \alpha_{L-1,m}^{bU}(k), \alpha_{L-1,m}^{bD}(k)$$

Особенностью применения линейного предсказания в FAP-алгоритмах является то, что векторы входных сигналов фильтров линейного предсказания определяются не столбцами матрицы $\mathbf{X}_{NL}(k)$ (см. рис.1), совпадающими с входными векторами адаптивного фильтра, а столбцами транспонированной или эрмитово-сопряженной (в случае обработки комплексных сигналов) матрицы $\mathbf{X}_{NL}^H(k)$ (см. рис.2).

Использование процедур линейного предсказания основано на представлении $\mathbf{R}_L(k)$ в виде клеточной матрицы. Обращение $\mathbf{R}_L(k)$ может быть выполнено с помощью лемм обращения клеточных матриц [8], поэтому для вычисления вектора $\boldsymbol{\varepsilon}_L(k)$ используются вычислительно эффективные процедуры (1.28)–(1.30) [9]. В этих уравнениях $E^f(k)$ и $E^b(k)$ – энергии ошибок, а $[1, -\mathbf{h}_{L-1}^{fT}(k)]^T$ и $[1, -\mathbf{h}_{L-1}^{bT}(k)]^T$ – векторы коэффициентов фильтров прямого и обратного линейного предсказания сигналов $x_m^*(k)$, $x_m^*(k-N_m)$ и $x_m^*(k-L)$, $x_m^*(k-L-N_m)$ соответственно.

Для вычисления переменных $E^f(k)$ и $E^b(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$, помимо процедур [8], можно использовать процедуры многоканальных быстрых RLS-алгоритмов со скользящим окном на основе быстрого обратного QR-разложения с операциями извлечения квадратного корня [10] или без таких операций [11].

Табл.2 и 3 представляют собой части алгоритмов [10, 11] соответственно, модифицированные для использования в рассматриваемом многоканальном FAP-алгоритме с комплексными весовыми коэффициентами.

Таблица 2

Вычисление переменных $E^{-0,5f}(k)$, $E^{-0,5b}(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$

Вычисления	Ссылки
$\alpha_{L-1,m}^{fU}(k) = x_m^*(k) - \mathbf{h}_{L-1}^{fH}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k)$	(2.1)
$\tilde{\alpha}_{L,m}^{fU}(k) = E^{-0,5f}(k-1)\alpha_{L-1,m}^{fU}(k)$	(2.2)
$b_{L,m}^U(k) = \sqrt{b_{L-1,m}^{2U}(k-1) + \tilde{\alpha}_{L,m}^{fU*}(k)\tilde{\alpha}_{L,m}^{fU}(k)}$	(2.3)
$c_m^{fU}(k) = b_{L-1,m}^U(k-1) / b_{L,m}^U(k)$	(2.4)
$s_m^{fU}(k) = \tilde{\alpha}_{L,m}^{fU*}(k) / b_{L,m}^U(k)$	(2.5)
$\mathbf{q}_{L-1,m}^{fU}(k) = c_m^{fU}(k)\mathbf{u}_{L-1,m}^U(k-1) - s_m^{fU*}(k)\mathbf{h}_{L-1}^f(k-1)E^{-0,5f}(k-1)$	(2.6)
$\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) + \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k-1)\alpha_{L-1,m}^{fU*}(k)$	(2.7)
$q_{L-1,m}^{fU}(k) = E^{-0,5f}(k-1)s_m^{fU*}(k)$	(2.8)
$E^{-0,5fU}(k) = c_m^{fU}(k)E^{-0,5f}(k-1)$	(2.9)
$\begin{bmatrix} q_{L-1,m}^{fU}(k) \\ \mathbf{q}_{L-1,m}^{fU}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^{bU}(k) \\ q_{L-1,m}^{bU}(k) \end{bmatrix}$	(2.10)
$\alpha_{L-1,m}^{bU}(k) = x_m^*(k-L) - \mathbf{h}_{L-1,m}^{bH}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k)$	(2.11)
$\tilde{\alpha}_{L,m}^{bU}(k) = E^{-0,5b}(k-1)\alpha_{L-1,m}^{bU}(k)$	(2.12)
$b_{L-1,m}^U(k) = \sqrt{b_{L,m}^{2U}(k) - \tilde{\alpha}_{L,m}^{bU*}(k)\tilde{\alpha}_{L,m}^{bU}(k)}$	(2.13)
$c_m^{bU}(k) = b_{L-1,m}^U(k) / b_{L,m}^U(k)$	(2.14)
$s_m^{bU}(k) = \tilde{\alpha}_{L,m}^{bU*}(k) / b_{L,m}^U(k)$	(2.15)
$\mathbf{u}_{L-1,m}^U(k) = c_m^{-1bU}(k)\left[\mathbf{q}_{L-1,m}^{bU}(k) + E^{-0,5b}(k-1)s_m^{bU*}(k)\mathbf{h}_{L-1}^b(k-1)\right]$	(2.16)
$\mathbf{g}_{L-1,m}^U(k) = \mathbf{u}_{L-1,m}^U(k) / b_{L-1,m}^U(k)$	(2.17)
$\mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^b(k-1) + \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k)\alpha_{L-1,m}^{bU*}(k)$	(2.18)
$E^{-0,5bU}(k) = c_m^{bU}(k)E^{-0,5b}(k-1)$	(2.19)
$\alpha_{L-1,m}^{fD}(k) = x_m^*(k-N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{fUH}(k)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-N_m-1)$	(2.20)
$\tilde{\alpha}_L^{fD}(k) = E^{-0,5fU}(k)\alpha_{L-1,m}^{fD}(k)$	(2.21)
$b_{L,m}^D(k) = \sqrt{b_{L-1,m}^{2D}(k-1) - \tilde{\alpha}_{L,m}^{fD*}(k)\tilde{\alpha}_{L,m}^{fD}(k)}$	(2.22)
$c_m^{fD}(k) = b_{L-1,m}^D(k-1) / b_{L,m}^D(k)$	(2.23)
$s_D^{f(m)}(k) = \tilde{\alpha}_{L,m}^{fD*}(k) / b_{L,m}^D(k)$	(2.24)
$\mathbf{q}_{L-1,m}^{fD}(k) = c_m^{fD}(k)\mathbf{u}_{L-1,m}^D(k-1) - s_m^{fD*}(k)\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k)E^{-0,5fU}(k)$	(2.25)
$\mathbf{h}_{L-1,m}^f(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) - \mathbf{g}_{L-1,m}^D(k-1)\alpha_{L-1,m}^{fD*}(k)$	(2.26)
$q_{L-1,m}^{fD}(k) = E^{-0,5fU}(k)s_m^{fD*}(k)$	(2.27)
$E^{-0,5f}(k) = c_m^{fD}(k)E^{-0,5fU}(k)$	(2.28)
$\begin{bmatrix} q_{L-1,m}^{fD}(k) \\ \mathbf{q}_{L-1,m}^{fD}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^{bD}(k) \\ q_{L-1,m}^{bD}(k) \end{bmatrix}$	(2.29)
$\alpha_{L-1,m}^{bD}(k) = x_m^*(k-L-N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{bUH}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-N_m)$	(2.30)
$\tilde{\alpha}_{L,m}^{bD}(k) = E^{-0,5bU}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)$	(2.31)

Окончание табл.2

Вычисления	Ссылки
$b_{L-1,m}^D(k) = \sqrt{b_{L,m}^{2D}(k) + \tilde{a}_{L,m}^{bD*}(k)\tilde{a}_{L,m}^{bD}(k)}$	(2.32)
$c_m^{bD}(k) = b_{L-1,m}^D(k) / b_{L,m}^D(k)$	(2.33)
$s_m^{bD}(k) = \tilde{a}_{L,m}^{bD*}(k) / b_{L,m}^D(k)$	(2.34)
$\mathbf{u}_{L-1,m}^D(k) = c_m^{-1bD}(k) [\mathbf{q}_{L-1,m}^{bD}(k) + E^{-0,5bU}(k) s_m^{bD*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k)]$	(2.35)
$\mathbf{g}_{L-1,m}^D(k) = \mathbf{u}_{L-1,m}^D(k) / b_{L-1,m}^D(k)$	(2.36)
$\mathbf{h}_{L-1}^b(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) - \mathbf{g}_{L-1}^D(k) \alpha_{L-1,m}^{bD*}(k)$	(2.37)
$E^{-0,5b}(k) = c_m^{bD}(k) E^{-0,5bU}(k)$	(2.38)

Таблица 3

Вычисление переменных $E^{-1f}(k)$, $E^{-1b}(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$

Вычисления	Ссылки
$\alpha_{L-1,m}^{fU}(k) = x_m^*(k) - \mathbf{h}_{L-1}^{fH}(k-1) \mathbf{x}_{L-1,m}^*(k)$	(3.1)
$K_{L,m}^{BU}(k) = K_{L-1,m}^{BU}(k-1) + E^{-1f}(k-1) \alpha_{L-1,m}^{fU*}(k) \alpha_{L-1,m}^{fU}(k)$	(3.2)
$\bar{c}_m^{fU}(k) = K_{L-1,m}^{BU}(k-1) / K_{L,m}^{BU}(k)$	(3.3)
$\bar{s}_m^{fU}(k) = E^{-1f}(k-1) \alpha_{L-1,m}^{fU*}(k) / K_{L,m}^{BU}(k)$	(3.4)
$\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{fU}(k) = \bar{c}_m^{fU}(k) \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k-1) - \bar{s}_m^{fU*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^f(k-1)$ или (1.9)	(3.5)
$\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) + \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k-1) \alpha_{L-1,m}^{fU*}(k)$	(3.6)
$\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{fU}(k) = \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k-1) - \bar{s}_m^{fU*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k)$ или (1.7)	(3.7)
$\bar{q}_{L-1,m}^{fU}(k) = \bar{s}_m^{fU*}(k)$	(3.8)
$E^{-1fU}(k) = \bar{c}_m^{fU}(k) E^{-1f}(k-1)$	(3.9)
$\begin{bmatrix} q_{L-1,m}^{fU}(k) \\ \mathbf{q}_{L-1,m}^{fU}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^{bU}(k) \\ q_{L-1,m}^{bU}(k) \end{bmatrix}$	(3.10)
$\alpha_{L-1,m}^{bU}(k) = x_m^*(k-L) - \mathbf{h}_{L-1,m}^{bH}(k-1) \mathbf{x}_{L-1,m}^*(k)$	(3.11)
$K_{L-1,m}^{BU}(k) = K_{L,m}^{BU}(k) - E^{-1b}(k-1) \alpha_{L-1,m}^{bU*}(k) \alpha_{L-1,m}^{bU}(k)$	(3.12)
$\bar{c}_m^{bU}(k) = K_{L-1,m}^{BU}(k) / K_{L,m}^{BU}(k)$	(3.13)
$\bar{s}_m^{bU}(k) = E^{-1b}(k-1) \alpha_{L-1,m}^{bU*}(k) / K_{L,m}^{BU}(k)$	(3.14)
$\mathbf{g}_{L-1,m}^U(k) = \bar{c}_m^{-1bU}(k) [\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{bU}(k) + \bar{s}_m^{bU*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^b(k-1)]$	(3.15)
$\mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^b(k-1) + \mathbf{g}_{L-1,m}^U(k) \alpha_{L-1,m}^{bU*}(k)$	(3.16)
$E^{-1bU}(k) = \bar{c}_m^{bU}(k) E^{-1b}(k-1)$	(3.17)
$\alpha_{L-1,m}^{fD}(k) = x_m^*(k-N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{fUH}(k) \mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-N_m-1)$	(3.18)
$K_{L,m}^{BD}(k) = K_{L-1,m}^{BD}(k-1) - E^{-1fU}(k) \alpha_{L-1,m}^{fD*}(k) \alpha_{L-1,m}^{fD}(k)$	(3.19)
$\bar{c}_m^{fD}(k) = K_{L-1,m}^{BD}(k-1) / K_{L,m}^{BD}(k)$	(3.20)
$\bar{s}_m^{fD}(k) = E^{-1fU}(k) \alpha_{L-1,m}^{fD*}(k) / K_{L,m}^{BD}(k)$	(3.21)
$\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{fD}(k) = \bar{c}_m^{fD}(k) \mathbf{g}_{L-1,m}^D(k-1) - \bar{s}_m^{fD*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k)$ или (1.26)	(3.22)
$\mathbf{h}_{L-1}^f(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) - \mathbf{g}_{L-1,m}^D(k-1) \alpha_{L-1,m}^{fD*}(k)$	(3.23)
$\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{fD}(k) = \mathbf{g}_{L-1,m}^D(k-1) - \bar{s}_m^{fD*}(k) \mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ или (1.24)	(3.24)

Вычисления	Ссылки
$\bar{q}_{L-1,m}^{fD}(k) = \bar{s}_m^{fD*}(k)$	(3.25)
$E^{-1f}(k) = \bar{c}_m^{fD}(k)E^{-1fU}(k)$	(3.26)
$\begin{bmatrix} q_{L-1,m}^{fD}(k) \\ \mathbf{q}_{L-1,m}^{fD}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^{bD}(k) \\ q_{L-1,m}^{bD}(k) \end{bmatrix}$	(3.27)
$\alpha_{L-1,m}^{bD}(k) = x_m^*(k-L-N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{bUH}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}^*(k-N_m)$	(3.28)
$K_{L-1,m}^{BD}(k) = K_{L,m}^{BD}(k) + E^{-1bU}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD*}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)$	(3.29)
$\bar{c}_m^{bD}(k) = K_{L-1,m}^{BD}(k) / K_{L,m}^{BD}(k)$	(3.30)
$\bar{s}_m^{bD}(k) = E^{-1bU}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD*}(k) / K_{L,m}^{BD}(k)$	(3.31)
$\mathbf{g}_{L-1,m}^D(k) = \bar{c}_m^{-1bD}(k)[\bar{\mathbf{q}}_{L-1,m}^{bD}(k) + \bar{s}_m^{bD*}(k)\mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k)]$	(3.32)
$\mathbf{h}_{L-1}^b(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) - \mathbf{g}_{L-1}^D(k)\alpha_{L-1,m}^{bD*}(k)$	(3.33)
$E^{-1b}(k) = \bar{c}_m^{bD}(k)E^{-1bU}(k)$	(3.34)

При использовании вычислений табл.2 FAP-алгоритм инициализируется так, как показано в табл.1. При использовании вычислений табл.3 вместо переменных $E^{-0,5f}(0)$, $E^{-0,5b}(0)$, $\mathbf{u}_{L-1,m}^U(0)$, $\mathbf{u}_{L-1,m}^D(0)$, $b_{L-1,m}^U(0)$ и $b_{L-1,m}^D(0)$ инициализируются переменные $E^{-1f}(0) = \delta^{-1}$, $E^{-1b}(0) = \delta^{-1}$, $K_{L-1,m}^{BU}(0) = 1$, $K_{L-1,m}^{BD}(0) = 1$.

Вычислительная сложность FAP-алгоритма (см. табл.1) примерно равна $2N + 2ML + 8L$. Сложность вычисления $E^{-0,5f}(k)$, $E^{-0,5b}(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$ с помощью алгоритма (см. табл.2) равна $16ML$. Эти вычисления также требуют $4M$ операций извлечения квадратного корня и $6M$ делений. Вычисления (см. табл.3) требуют $16ML$ умножений со сложениями и $4M$ делений на одну итерацию. Операции извлечения квадратного корня при этом отсутствуют.

Оба варианта FAP-алгоритма, представленного в настоящей работе, являются математически эквивалентными. Это означает обеспечение одинаковых показателей качества при использовании алгоритмов в адаптивных фильтрах с одинаковыми параметрами и при обработке одинаковых входных сигналов.

Результаты моделирования (рис.3, 4) подтверждают работоспособность рассмотренных FAP-алгоритмов в задаче подавления акустического эха. Двухканальный импульсный отклик ($N_1 = N_2 = 1024$) определялся с помощью многоканальных FAP- и

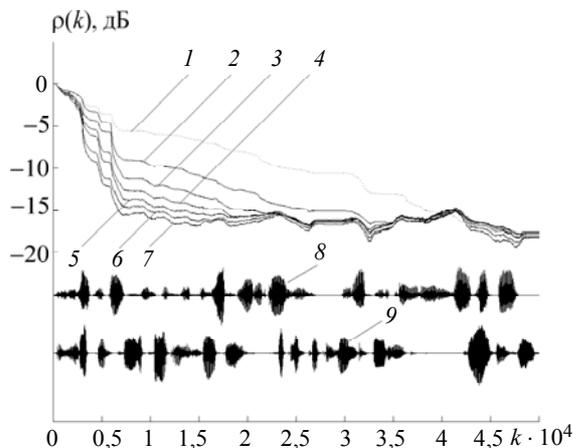


Рис.3. Рассогласование: 1 – NLMS-алгоритм; 2, 3, ..., 7 – FAP-алгоритм, $L = 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128$; 8 – сигнал $x_1(k)$; 9 – сигнал $x_2(k)$

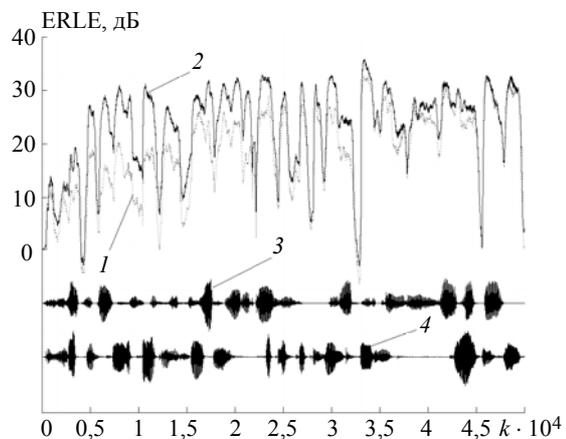


Рис.4. ERLE: 1 – NLMS-алгоритм; 2 – FAP-алгоритм, $L = 64$; 3 – сигнал $x_1(k)$; 4 – сигнал $x_2(k)$

NLMS-алгоритмов. В экспериментах $\delta = 0,1 \approx 30\sigma_x^2$, где σ_x^2 – дисперсия входных сигналов, а отношение сигнал/шум на основном входе равнялось 30 дБ. Рассматривались адаптивные алгоритмы с постоянным шагом $\mu(k) = 1$. Входными сигналами адаптивных фильтров являлись речевые сигналы.

Многоканальный FAP-алгоритм (при $L > 30$), подобно одноканальному, демонстрирует превосходство перед NLMS-алгоритмом с точки зрения длительности переходного процесса в таких показателях качества, как рассогласование $\rho(k) = 20 \log_{10} \frac{\|\mathbf{h}_N(k) - \mathbf{w}_N\|_2}{\|\mathbf{w}_N\|_2}$ и ERLE (Echo Return Loss Enhancement) $ERLE(k) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=k-B+1}^k d^2(i)}{\sum_{i=k-B+1}^k \alpha^2(i)} \right)$. Здесь $\mathbf{w}_N = [\mathbf{w}_{N_1}^T, \mathbf{w}_{N_2}^T]^T$ – идентифицируемые импульсные отклики, а $d(k) = \mathbf{w}_N^T \boldsymbol{\chi}_N(k)$. Число отсчетов B в скользящем окне, в пределах которого измеряются энергии сигналов $d(k)$ и $\alpha(k)$, определяется интервалом стационарности этих сигналов. В случае речевых сигналов этот интервал принято считать примерно равным 30 мс. При частоте дискретизации обрабатываемых сигналов 8 кГц $B = 240$.

Рассмотренный многоканальный FAP-алгоритм может быть использован в адаптивных фильтрах с большим числом действительных или комплексных весовых коэффициентов. При $N \gg L$ вычислительная сложность такого алгоритма примерно равна $2N$, т. е. примерно равна вычислительной сложности простейшего NLMS-алгоритма. Особенностью представленного алгоритма является использование в нем быстрых процедур обратного QR-разложения.

Литература

1. *Ozeki K., Umeda K.* An adaptive filtering algorithm using orthogonal projection to an affine subspace and its properties // Trans. IECE Japan. – 1984. – Vol. J67A, № 2. – P. 126–132.
2. *Gay S.L.* A fast converging, low complexity adaptive filtering algorithm // Third Int. Workshop on Acoustic Echo Control. – Plestin les Greves, France, 1993. – P. 223–226.
3. *Tanaka M., Kaneda Y., Makino S., Kojima J.* A fast projection algorithm for adaptive filtering // IEICE Trans. Fundam. – 1995. – Vol. E78A, № 10. – P. 1355–1361.
4. *Djigan V.I.* Improved fast affine projection algorithm with gradient adaptive step-size // Proc. of the Third Int. Conf. on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM 97) (Voronezh, Russia, 1997). – 1997. – Vol. 3. – P. 23–32.
5. *Джиган В.И.* Быстрый многоканальный алгоритм аффинных проекций с комплексными коэффициентами для адаптивной фильтрации // Докл. V Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2003)». (Москва, 12–14 марта, 2003 г.). – 2003. – Т. 1. – С. 39–44.
6. *Джиган В.И.* Многоканальные RLS-алгоритмы с линейными ограничениями // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 3. – С. 46–53.
7. *Djigan V.I.* Unified approach to the fast time recursive least square adaptive filtering algorithms development // Proc. of the Third Int. Conf. on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM 97) (Voronezh, Russia, 1997). – 1997. – Vol. 3. – P. 33–42.
8. *Zelniker G., Taylor F.J.* Advanced digital signal processing: theory and applications. – N-Y.: Marcel Dekker, Inc., 1994. – 666 p.
9. *Tanaka M., Kaneda Y., Makino S.* Reduction of high order projection algorithm // Proc. of EICS Fall Conference (Tokio, Japan, 1993). – 1993. – P. A101.
10. *Djigan V.I.* Linearly constrained sliding window square root IQRD based multichannel fast RLS adaptive filtering algorithm // Proc. of the 4-th Int. Scientific and Practical Conf. «Internet-Science-Education – 2004 (ISE-2004)». (Baku–Vinnytsia–Tyrnovo, September 29 – October 12, 2004). – 2004. – Vol. 2. – P. 692–696.
11. *Djigan V.I.* Sliding window linearly constrained RLS algorithm based on Givens rotations inverse QRD without square roots // Proc. of the Second IEEE Int. Conf. on Circuits and Systems for Communications. (ICCS 2004). (Moscow, Russia, June 30 – July 2, 2004). – 2004. – P. 1–4 (CD).

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.

УДК 621.3.049.77(048)

Способ оценки неидентичности конденсаторов в блоке подстройки частоты кварцевого генератора

О.А.Автунич

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

А.А.Красин

Компания «ИДМ» (г. Москва)

Рассмотрен метод обработки экспериментальной зависимости частоты от управляющего кода, измеренной для интегрального кварцевого генератора с блоком подстройки частоты. Показано, что метод позволяет определить параметры кварцевого резонатора, собственные паразитные емкости генератора, а также среднее значение и неидентичность емкости конденсаторов в блоке подстройки частоты, которую из-за малой емкости конденсаторов невозможно получить методом прямого измерения емкости тестовых структур.

Неидентичность или конечная точность параметров близко расположенных элементов микросхем с одинаковыми размерами и изготовленных в одном процессе имеет большое значение при проектировании аналоговых ИС и их составных частей: ЦАП и АЦП, токовых зеркал, дифференциальных усилителей, делителей напряжения и др. Чаще всего значения параметров таких элементов с конкретным размером имеют нормальное распределение, для которого достаточно знать среднее значение и дисперсию (или среднеквадратичное отклонение). Причем дисперсия обычно обратно пропорциональна площади элемента (соотношение Пеллгрона [1]). Такая зависимость характерна для дисперсии порогового напряжения и крутизны идентичных транзисторов, сопротивления идентичных резисторов или емкости идентичных конденсаторов. Без знания и учета степени неидентичности интегральных элементов невозможно проектировать прецизионные аналоговые ИС с предсказуемыми характеристиками. Статистические параметры идентичных элементов определяют прямым измерением параметров на большой выборке специальных тестовых структур, что само по себе довольно дорого и трудоемко. Однако емкость конденсаторов в диапазоне 100–200 фФ невозможно измерить с достаточной точностью из-за неопределенности, которую вносит паразитная емкость соединений, контактных площадок и измерительных цепей. Поэтому для конденсаторов малой емкости такой способ определения их неидентичности не годится.

В настоящей работе представлен способ оценки среднеквадратичного отклонения емкости идентичных конденсаторов от среднего значения в блоке подстройки частоты интегрального кварцевого генератора из экспериментально измеренной зависимости частоты от управляющего кода.

© О.А.Автунич, А.А.Красин, 2006

Методика обработки экспериментальной зависимости частоты кварцевого генератора от управляющего кода. На рис.1 изображена модель кварцевого генератора, где слева от вертикальной штриховой линии расположена схема замещения кварцевого резонатора (XTAL), а справа – все остальные емкости генератора (ХО), в сумме представляющие емкость нагрузки кварцевого резонатора C_L . Здесь XTAL, ХО – принятые в англоязычной литературе термины для обозначения кварцевого резонатора (crys-TAL) и кварцевого генератора (crys-TAL oscillator). Такая структура резонатора характерна для наиболее распространенного кварцевого генератора Пирса [2].

На рис.1 приняты следующие обозначения: L_m и C_m – последовательные индуктивность и емкость схемы замещения кварцевого резонатора; C_0 – собственная параллельная емкость кварцевого резонатора; C_3 – дифференциальная часть емкости кварцевого генератора; C_{trim1} и C_{trim2} – одинаковые переменные конденсаторы подстройки частоты, схема одного из которых представлена на рис.2.

Как видно из рис.2, C_{trim} состоит из двоично-взвешенных секций конденсаторов, набранных из идентичных единичных конденсаторов C_{LSB} . Подключение каждой секции управляется соответствующим разрядом двоичного кода, десятичный эквивалент которого имеет вид

$$N = 32b_5 + 16b_4 + 8b_3 + 4b_2 + 2b_1 + b_0. \quad (1)$$

Здесь $b_0 - b_5$ могут принимать значения 0 или 1, а управляющий код N соответственно от 0 до 63. Теоретическое значение C_{trim} , в случае идеально одинаковых конденсаторов, рассчитывается по формуле

$$C_{trim} = C_{off} + C_{LSB}N, \quad (2)$$

где C_{off} – емкость смещения нуля, соответствующая $N = 0$. В нашем случае $C_{off} = 1$ пФ. Частота резонатора, показанного на рис.1, выражается как

$$f(N) = f_0 \sqrt{1 + \frac{C_m}{(C_{trim}/2) + C_0 + C_3}} \left(1 + \frac{C_m}{C_0 + C_{L0}} \right)^{-1}, \quad (3)$$

где f_0 – номинальная частота, на которую изготовитель калибрует кварцевый резонатор при нагрузке его номинальной емкостью C_{L0} . В нашем случае $f_0 = 19,2$ МГц, $C_{L0} = 3$ пФ. Заметим, что в выражении (3) вместо $(C_{trim}/2)$ из-за неидентичности единичных конденсаторов двух блоков C_{trim1} и C_{trim2} должно стоять более корректное выражение

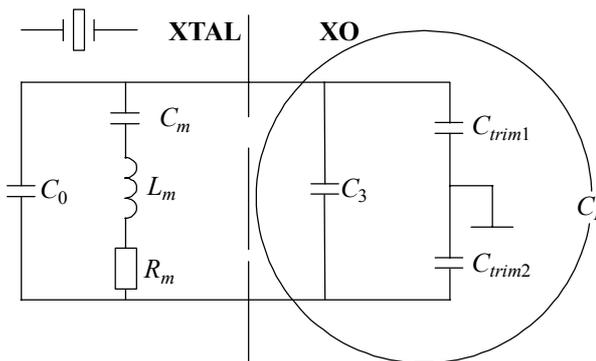


Рис.1. Модель кварцевого резонатора и подключенные к нему конденсаторы

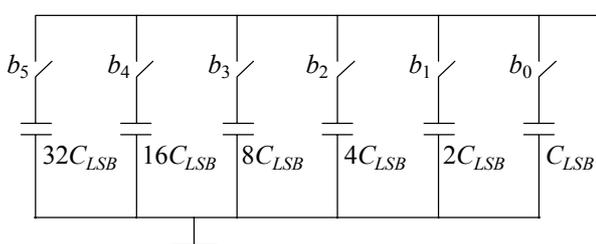


Рис.2. Упрощенная схема одного из двух одинаковых конденсаторов подстройки частоты кварцевого генератора C_{trim}

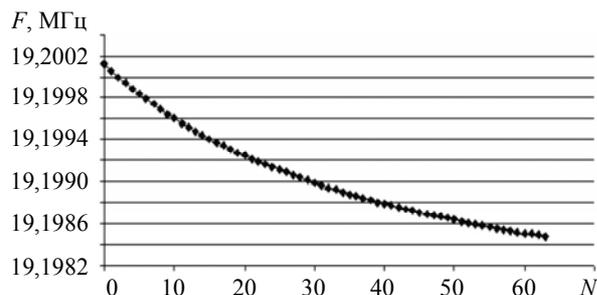


Рис.3. Экспериментальные данные $f_{\text{экс}}(N)$

$\frac{C_{\text{trim}1}C_{\text{trim}2}}{C_{\text{trim}1} + C_{\text{trim}2}}$. Для простоты будем считать, что $C_{\text{trim}1} = C_{\text{trim}2}$, далее соответствующая поправка будет оценена и учтена.

Экспериментальная зависимость частоты кварцевого генератора F от кода $f_{\text{экс}}(N)$, включающая 64 точки, представлена на рис.3.

Экспериментальные точки не ложатся точно на кривую, описываемую выражением (3), из-за неидентичности конденсаторов и ошибки измерения частоты. Имеется также неопределенность в реальных значениях C_0, C_m, C_3, C_{LSB} . Подгонять эти параметры так, чтобы две кривые $f_{\text{экс}}(N)$ и $f(N)$ совпали, – достаточно трудная задача. Задача подгонки параметров существенно упрощается, если использовать тот факт, что емкость C_{trim} линейно зависит от кода N . Выразим C_{trim} из (3) и подставим туда экспериментальные значения частоты $f_{\text{экс}}(N)$:

Экспериментальные точки не ложатся точно на кривую, описываемую выражением (3), из-за неидентичности конденсаторов и ошибки измерения частоты. Имеется также неопределенность в реальных значениях C_0, C_m, C_3, C_{LSB} . Подгонять эти параметры так, чтобы две кривые $f_{\text{экс}}(N)$ и $f(N)$ совпали, – достаточно трудная задача. Задача подгонки параметров существенно упрощается, если использовать тот факт, что емкость C_{trim} линейно зависит от кода N . Выразим C_{trim} из (3) и подставим туда экспериментальные значения частоты $f_{\text{экс}}(N)$:

$$C_{\text{trim_экс}}(N) = 2C_m \left[\left(\frac{f_{\text{экс}}(N)}{f_0} \right)^2 \left(1 + \frac{C_m}{C_0 + C_{L0}} \right) - 1 \right]^{-1} - 2(C_0 + C_3). \quad (4)$$

Очевидно, что при правильном выборе подгоночных параметров C_m, C_0, C_3 и C_{LSB} точки $C_{\text{trim_экс}}(N)$ должны лежать как можно ближе к прямой (2) с рассеянием, зависящим только от неидентичности конденсаторов и ошибок измерения частоты. Подгонка проводится в два этапа. Сначала нелинейность выражения (4), представляющая собой разность между $C_{\text{trim_экс}}(N)$ и прямой линией $Y(N)$, проведенной через ее крайние точки

$$Y(N) = \frac{[C_{\text{trim_экс}}(63) - C_{\text{trim_экс}}(0)]}{63} \cdot N + C_{\text{trim_экс}}(0), \quad (5)$$

минимизируется подгонкой значений параметров C_m, C_0 кварцевого резонатора в пределах установленного изготовителем допуска. Нелинейность $\text{delta} = C_{\text{trim_экс}}(N) - Y(N)$ до и после подгонки значений C_m, C_0 показана на рис.4.

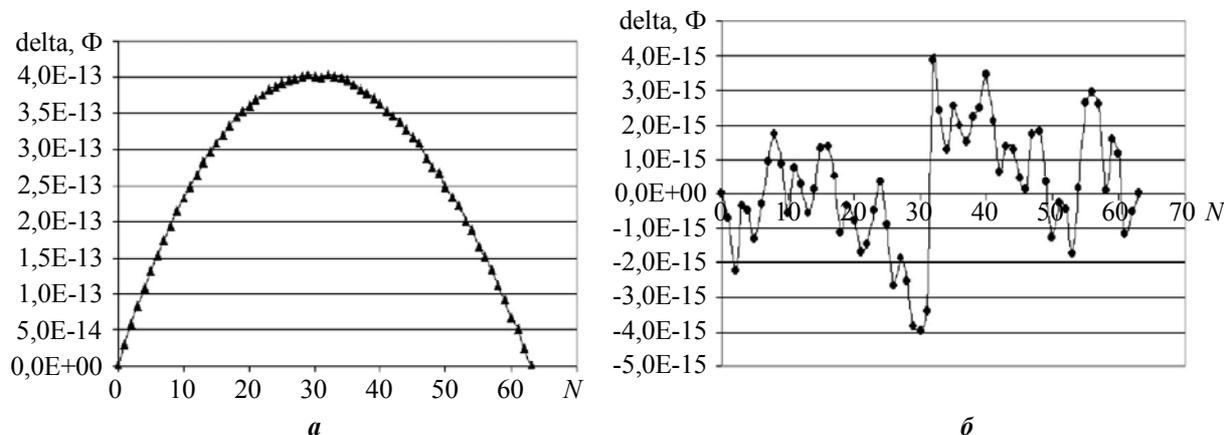


Рис.4. Нелинейность $C_{\text{trim_экс}}(N)$: а – при номинальных C_m, C_0 ; б – после подгонки C_m, C_0

Заметим, что нерегулярное отклонение точек $C_{trim_эксп}(N)$ от горизонтальной прямой на рис.4,б, ставшее заметным после минимизации нелинейности, обусловлено неидентичностью переключаемых конденсаторов в блоке подгонки частоты и ошибкой измерения частоты.

Следующий шаг после минимизации нелинейности – это устранение различий в смещении нуля и наклона экспериментальной $C_{trim_эксп}(N)$ и теоретической зависимости $C_{trim}(N)$ в соответствии с (2). Несоответствие графиков в точке $N = 0$ и их наклона объясняется неопределенностью значений C_3 и C_{LSB} . Величина C_3 зависит от типа сборки и измерительной оснастки. Среднее значение C_{LSB} также может отличаться от номинального в пределах допуска $\pm 15\%$ для различных образцов, пластин и партий. Графики $C_{trim_эксп}(N)$ и $C_{trim}(N)$ до и после подгонки смещения (C_3) и наклона (C_{LSB}) представлены на рис.5.

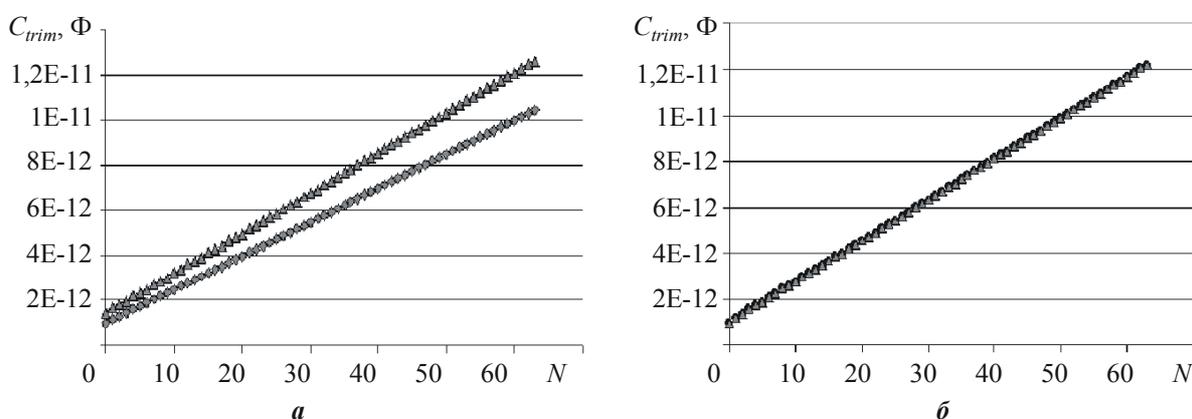


Рис.5. Графики $C_{trim_эксп}(N)$ и $C_{trim}(N)$: а – до подгонки (–▲– эксперимент, –◆– теория); б – после подгонки C_3 и C_{LSB} (–●– эксперимент, –▲– теория)

В результате такой обработки экспериментальных данных получим разность $C_{trim_эксп}(N)$ и $C_{trim}(N)$ (рис.6), отражающую неидентичность конденсаторов в блоке подстройки частоты кварцевого генератора и ошибку измерения частоты.

В полученных данных представляет интерес разница соответствующих ступенек теоретической и фактической зависимости:

$$\delta_N = C_{trim_эксп}(N+1) - C_{trim_эксп}(N) - C_{LSB}. \quad (6)$$

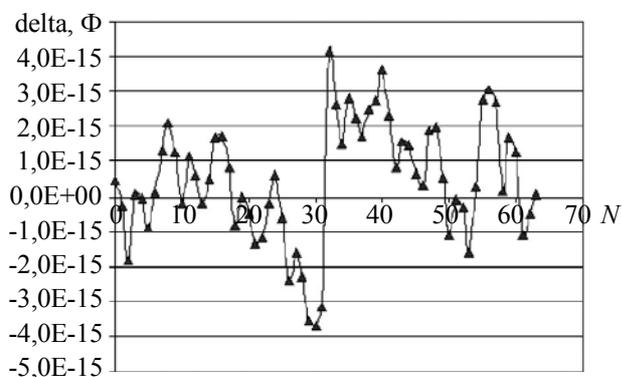


Рис.6. Разница между $C_{trim_эксп}(N)$ и $C_{trim}(N)$

Под N -й ступенькой здесь подразумевается величина, на которую изменяется емкость $C_{trim}(N)$ и $C_{trim_эксп}(N)$ при увеличении кода N на единицу от N до $N+1$. Величина ступеньки $C_{trim}(N)$ не зависит от N и равна C_{LSB} , тогда как величина ступеньки $C_{trim_эксп}(N)$ зависит от реальных значений емкости единичных конденсаторов C_i, C_j :

$$\Delta C_{n,m}(N) = \sum_{i=1}^n C_i - \sum_{j=1}^m C_j. \quad (7)$$

Здесь n – это количество подключаемых единичных конденсаторов C_i ; m – число отключаемых единичных конденсаторов C_j (имеются в виду конденсаторы с емкостью C_{LSB} (см. рис.2)) при изменении управляющего кода с N на $N+1$. Очевидно, что n и m зависят от номера ступеньки. Например, для ступеньки с номером $N = 1$, когда управляющий код меняется от 0 до 1, происходит подключение правой секции в блоке подстройки (см. рис.2), поэтому $n = 1$, $m = 0$. А для ступеньки с номером $N = 32$ управляющий код меняется с 31 на 32, при этом отключаются все секции, управляемые разрядами с b_0 по b_4 ($31C_{LSB}$), и подключается одна секция, управляемая разрядом b_5 ($32C_{LSB}$). В этом случае $n = 31$, $m = 32$. Так как N меняется только на единицу, то $n - m = 1$ во всех случаях. Все емкости C_i и C_j представляют собой случайные величины со средним значением C_{LSB} и одинаковой дисперсией, которую надо определить. Выражение (7) представляет собой фактическую величину ступеньки, а (6) показывает отклонение ступеньки, полученной экспериментально, от ее среднего значения C_{LSB} (если пренебречь ошибкой измерения частоты). Для дисперсии $\Delta C_{n,m}$ справедливо выражение

$$\sigma^2[\Delta C_{n,m}(N)] = (n + m) \cdot \sigma^2(C_i). \quad (8)$$

Необходимо получить оценку $\sigma(C_i)$, но для каждого N и соответствующего сочетания n , m имеется всего одно значение $\Delta C_{n,m}$. Таким образом, имеется 63 выборки, по одному значению в каждой. Чтобы перейти к одной выборке из 63 значений, введем новую случайную величину:

$$\frac{\Delta C_{n,m}(N) - C_{LSB}}{\sqrt{(n + m)}} = \frac{\delta_N}{\sqrt{(n + m)}}. \quad (9)$$

Среднее случайной величины (9) равно 0, а дисперсия независимо от n и m равна

$$\sigma^2\left(\frac{\delta_N}{\sqrt{(n + m)}}\right) = \frac{1}{n + m} \sigma^2[\Delta C_{n,m}(N)] = \sigma^2(C_i). \quad (10)$$

Таким образом, для каждого образца кварцевого генератора имеем 63 значения случайных величин с одинаковыми средним и дисперсией, что позволяет рассматривать их совокупность как одну выборку объемом 63, пригодную для оценки искомой дисперсии (или среднеквадратичного отклонения). Используя (10) и преобразованные экспериментальные данные, находим оценку среднеквадратичного отклонения емкости единичного конденсатора от среднего:

$$\sigma(C_i) = \sqrt{\frac{1}{63} \cdot \sum_{N=1}^{63} \left(\frac{\delta_N}{k_N}\right)^2}. \quad (11)$$

Здесь k_N – весовой коэффициент $k_N = \sqrt{(n + m)_N}$.

Заметим, что для получения расширенной выборки, можно рассмотреть и случаи, когда $n - m = 2, 3, 4, \dots$

Выше было сделано упрощающее допущение, что $\frac{C_{trim_1} C_{trim_2}}{C_{trim_1} + C_{trim_2}} = C_{trim} / 2$. В действительности C_{trim1} отличается от C_{trim2} , так как это разные блоки, хотя для каждого

кода N они имеют равное количество подключенных, но все-таки не идеально одинаковых единичных конденсаторов. Дисперсия емкости одного блока C_{trim} для управляющего кода N (с количеством подключенных конденсаторов N) связана с дисперсией единичного конденсатора известным соотношением:

$$\sigma^2(C_{trim}) = N\sigma^2(C_i). \quad (12)$$

Оценим более корректно емкость $C_s(N)$ двух блоков C_{trim1} и C_{trim2} , включенных последовательно в соответствии с рис.1.

Для кода N имеем

$$\begin{aligned} C_s(N) &= \left[\frac{1}{\sum_{i=1}^N C_i} + \frac{1}{\sum_{j=1}^N C_j} \right]^{-1} = \left[\frac{1}{C_{off} + NC_{LSB} + \sum_{i=1}^N \Delta_i} + \frac{1}{C_{off} + NC_{LSB} + \sum_{j=1}^N \Delta_j} \right]^{-1} = \\ &= \left[(C_{off} + NC_{LSB})^{-1} \left(1 + \frac{\sum_{i=1}^N \Delta_i}{(C_{off} + NC_{LSB})} \right)^{-1} + (C_{off} + NC_{LSB})^{-1} \left(1 + \frac{\sum_{j=1}^N \Delta_j}{(C_{off} + NC_{LSB})} \right)^{-1} \right]^{-1}, \end{aligned} \quad (13)$$

где Δ_i, Δ_j – случайные отклонения C_i и C_j от C_{LSB} . Используя малость величин

$\frac{\sum_{i=1}^N \Delta_i}{(C_{off} + NC_{LSB})}$ и $\frac{\sum_{j=1}^N \Delta_j}{(C_{off} + NC_{LSB})}$ в сравнении с 1 и известное соотношение $(1 + \alpha)^x \approx 1 + \alpha x$, выражение (13) можно преобразовать к виду:

$$\begin{aligned} C_s(N) &\approx \frac{C_{off} + NC_{LSB}}{2} \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\sum_{i=1}^N \Delta_i}{(C_{off} + NC_{LSB})} + \frac{\sum_{j=1}^N \Delta_j}{(C_{off} + NC_{LSB})} \right] \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[(C_{off} + NC_{LSB}) + \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^N \Delta_i + \sum_{j=1}^N \Delta_j \right) \right] = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^N C_i + \sum_{j=1}^N C_j \right) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Из (14) следует, что дисперсия σ емкости $C_s(N)$ равна:

$$\sigma^2[C_s(N)] = \frac{2N}{4} \sigma^2(C_i),$$

а среднеквадратичное отклонение величины $2C_s(N)$, которая должна стоять в выражении (4) вместо $C_{trim_exp}(N)$, оценивается по формуле

$$\sigma[2C_s(N)] = \sqrt{2N} \sigma(C_i).$$

Отсюда следует, что в выражении (11) необходимо умножить весовой коэффициент k_N на $\sqrt{2}$, т.е. $k_N = \sqrt{2(n+m)}_N$.

Экспериментальные данные, использованные в работе, были предоставлены компанией «ИДМ». Всего экспериментально были измерены и обработаны зависимости частоты от управляющего кода для трех разных образцов кварцевых генераторов. Все три образца были собраны, смонтированы и измерялись в различных условиях. Образец № 3 смонтирован в корпусе и измерялся в колодке измерителем Agilent 53132A. Образец № 1 смонтирован на печатной плате без корпуса, а образец № 2 был собран в корпус и распаян на печатной плате без колодки. Частота образцов № 1 и № 2 измерялась прибором Stanford Research Systems SR-620. Отметим, что на рис.3–6 представлены графики для образца № 3. Полученные результаты приведены в таблице.

Результаты обработки экспериментальных данных

Параметр	Образец		
	№ 1	№ 2	№ 3
C_m , фФ	1,1	1,1	1,1
C_0 , пФ	1,0	0,6	1,0
C_3 , пФ	0,5	1,1	2,3
C_{LSB} , пФ	0,16	0,18	0,18
$\sigma(C_i)$, фФ	1,8	2,0	0,7

Результаты и их обсуждение. Максимальную паразитную емкость C_3 имеет образец № 3, корпус которого для измерений помещался в колодку, а наименьшую паразитную емкость C_3 имеет образец № 1, смонтированный на плате без корпуса. Расчетные значения параметров C_m , C_0 и C_{LSB} близки к ожидаемым для использованного кварцевого резонатора в пределах допуска, установленного изготовителем.

Оценки среднеквадратичного отклонения емкости единичного конденсатора для образцов № 1 и № 2 близки, но несколько больше, чем для № 3, что, возможно, связано с большей погрешностью измерений частоты для этих образцов (использовался другой измеритель частоты) либо с факторами, влияющими на стабильность частоты генератора, например качество источника и цепей питания генератора. На рис.6 видно, что отклонение ступеньки от среднего значения максимально для среднего межкодового перехода, что характерно для эффекта неидентичности конденсаторов, тогда как эффект ошибки измерения частоты не должен зависеть от номера межкодового перехода. И дисперсия емкости конденсаторов, и ошибка измерения частоты увеличивают наблюдаемое случайное отклонение экспериментальных точек от идеальной зависимости. Поэтому, игнорируя ошибку измерения частоты, получаем оценку для верхней границы дисперсии емкости конденсаторов. Для всех трех образцов среднеквадратичное отклонение емкости идентичных конденсаторов от ее средней величины, равной примерно 180 фФ, не превысило 0,4–1,1%. Отметим, что идентичные конденсаторы размещены на площади 0,2×0,6 мм. Размер единичного конденсатора $W \times L = 30 \times 30$ мкм. Тогда при условии справедливости соотношения Пелгрона можно получить следующую оценку для среднеквадратичного отклонения емкости идентичных конденсаторов (в фФ) в зависимости от их геометрических размеров W, L (в мкм):

$$\sigma(C(W, L)) \leq \frac{30}{\sqrt{WL}} \quad (0,7-2).$$

Таким образом, предложенный способ обработки экспериментально измеренной зависимости частоты кварцевого генератора от управляющего кода позволяет получить основные параметры кварцевого резонатора, паразитные емкости самого генератора, среднее значение шага емкости в блоке подстройки частоты и, наконец, среднеквадратичное отклонение емкости единичных конденсаторов от среднего значения в блоке подстройки частоты. Поскольку среднеквадратичное отклонение емкости не превышает 0,7–2 фФ, то обычный способ его оценки путем прямого измерения параметров большого количества тестовых структур в данном случае не годится. Очевидно, что описанная методика может быть применена также, например, для обработки экспериментальных характеристик АЦП и ЦАП с целью оценки среднеквадратичного отклонения составляющих их идентичных элементов без использования специальных тестовых структур.

Литература

1. *Pelgrom M.J.* Matching properties of MOS transistors // IEEE J. Solid-State Circuits. – Vol. 24. – Oct. 1989. – P. 1433–1440.
2. *Vittoz E.A., Degrauwe M.G.R., Bitz S.* High-performance crystal oscillator circuits: Theory and Application // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1988. – Vol. 23, N 3. – P. 774–783.

Автунич Ольга Александровна – магистрант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* аналоговые и радиочастотные ИС, их элементная база, моделирование.

Красин Александр Алексеевич – начальник отдела радиочастотных ИС, компания «ИДМ» (г. Москва). *Область научных интересов:* аналоговые и радиочастотные ИС.



Издательско-полиграфический комплекс
Московского государственного института электронной техники
информирует



Вышло в свет учебное пособие

Е.С. Анфалова
Методы измерения параметров
полупроводников и полупроводниковых структур



ISBN 5-7256-0401-2
Формат 60 x 84 1/16,
объем 148 с.: ил.

Рассмотрены основные методы измерения электрофизических параметров полупроводников и полупроводниковых структур, методы электронной и ионной спектроскопии для определения химического состава, методы исследования структуры материалов.

Предназначено для студентов старших курсов, специализирующихся в области полупроводниковой электроники.

Расчет технологических допусков в электростатических линзах для электронно-лучевых микроколонн

М.Д.Бельский, А.В.Суворинов, Т.С.Филипчук, С.Ю.Шахбазов

НИИ перспективных материалов и технологий
Московского государственного института электроники и математики
(технического университета)

Построены математические модели для возмущений полей и траекторий электронов, вызванных погрешностями изготовления диафрагменных фокусирующих структур. Проведен анализ влияния дефектов изготовления на фокусирующие свойства оптимизированной 5-электродной микролинзы. Полученные количественные зависимости позволяют, конкретизируя электронно-оптические критерии, оценивать технологические допуски на геометрические параметры любых линз подобного типа.

Миниатюризация – одно из основных направлений развития электроники. При этом если в твердотельной микроэлектронике процесс идет давно и в настоящее время осваиваются диапазоны, близкие к фундаментальным пределам, то в вакуумной электронике наблюдается новый виток развития, связанный с использованием микротехнологий. Микроминиатюризация и интеграция привели не просто к улучшению количественных характеристик, а к качественному изменению и появлению новых ветвей развития электровакуумной и в том числе электронно-лучевой техники [1–6].

В настоящей работе проведен расчет технологических допусков в электростатических диафрагменных линзах, составляющих основу электронной оптики электронно-лучевых микроколонн [7, 8].

Как известно [9], нарушения фокусирующих свойств электростатических полей, связанные с неточностью изготовления и юстировки электронных линз, приводят к искажениям изображений, которые наряду с обычными электронно-оптическими aberrациями ограничивают разрешающую способность электронно-лучевых приборов. Микроминиатюризация электронной оптики сопряжена с ограничением возможностей юстировки и динамической коррекции пучка. Поэтому проблема допусков особенно актуальна.

Наиболее критичными являются погрешности, вызывающие нарушения осевой симметрии поля. Для теоретического анализа влияния таких погрешностей на фокусирующие свойства магнитных линз существует удобная модель подвергнутого малым деформациям кругового тока, опирающаяся на закон Био–Савара–Лапласа. Для электростатических линз подобной расчетной модели нет, а прямые численные методы при малых деформациях не дают требуемую точность. Поэтому задача построения адекватных моделей, позволяющих с приемлемой точностью устанавливать количественную взаимосвязь искажений пучка с нарушениями геометрии электростатических линз для микроколонн, весьма актуальна.

Технологические погрешности. К основным видам технологических погрешностей интегрированных диафрагменных линз (рис.1) относятся непараллельность (наклон), изменение межэлектродных расстояний (продольный сдвиг), несоосность (попе-

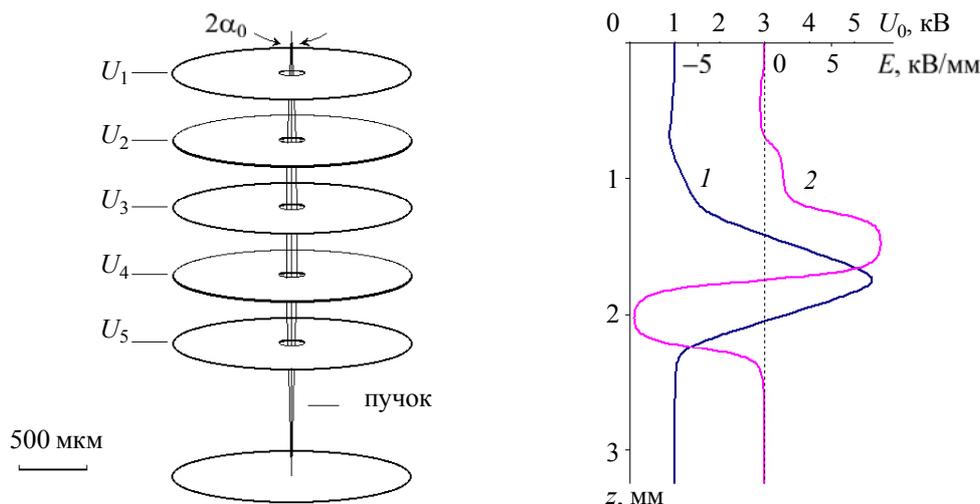


Рис. 1. Конфигурация и распределение поля на оси оптимизированной диафрагменной линзы:
1 – осевой потенциал; 2 – напряженность

речный сдвиг), изменение диаметров и формы отверстий электродов (эллиптичность). По характеру вносимых искажений их можно разделить на две группы: сохраняющие осевую симметрию (изменение межэлектродных расстояний и диаметров) и нарушающие ее (непараллельность, несоосность, эллиптичность отверстий). В первом случае ошибки фокусировки можно устранить путем соответствующего подбора потенциалов на электродах, во втором случае сделать это без дополнительных асимметричных корректирующих элементов невозможно.

Математические модели. Выделенные группы погрешностей кардинально отличаются и по методам моделирования. При деформациях, сохраняющих осевую симметрию, для расчета полей можно использовать аналитическую модель. При нарушении симметрии необходимо численное моделирование.

Осесимметричные деформации. Для аппроксимации поля многоэлектродной диафрагменной линзы (см. рис.1) используется следующая аналитическая модель:

$$U(z, r) = \frac{U_1 + U_n}{2} + \frac{E_1 z_1 + E_{n+1} z_n}{2} - \frac{E_1 + E_{n+1}}{2} z - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n \frac{E_{i+1} - E_i}{2} \cdot |z - z_i| \cdot (\arctg \mu_i + 1/\mu_i), \quad (1)$$

$$\mu_i(r, z) = \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{(z - z_i)^2}{(d_i/2)^2} + \frac{r^2}{(d_i/2)^2} - 1 \right) + \frac{1}{2} \sqrt{4 \frac{(z - z_i)^2}{(d_i/2)^2} + \left(\frac{(z - z_i)^2}{(d_i/2)^2} + \frac{r^2}{(d_i/2)^2} - 1 \right)^2} \right\}^{1/2},$$

где U_i , z_i , d_i – потенциал, осевая координата и диаметр отверстия i -го электрода, $E_i = \frac{U_{i-1} - U_i}{z_i - z_{i-1}}$ – однородная составляющая осевой напряженности поля между электродами.

Данная модель представляет собой суперпозицию полей бесконечно тонких круглых диафрагм [9].

Для описания возмущенного поля в окрестности деформированного электрода в формулу (1) подставляются измененные геометрические параметры – осевое положение z_i или диаметр отверстия d_i .

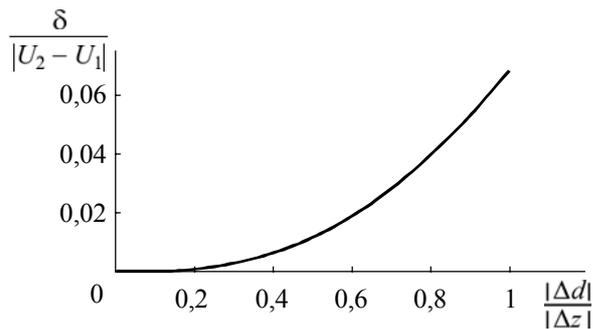


Рис.2. Зависимость относительной погрешности осевого потенциала 2-электродной иммерсионной линзы от отношения разности диаметров отверстий к межэлектродному расстоянию

циала, что противоречит принципу экстремума для гармонических функций (при равенстве диаметров подобные эффекты не возникают). Локальные всплески могут служить оценочной мерой погрешности в определении потенциала. На рис.2 приведена зависимость рассчитанной таким образом погрешности δ от нормированной на межэлектродное расстояние разности диаметров для 2-электродной иммерсионной линзы.

Проведен численный анализ влияния толщины электродов на фокусирующие свойства диафрагменных линз с использованием упрощенной модели, в которой электроды конечной толщины имитируются парой бесконечно тонких электродов, отстоящих друг от друга на толщину электрода h_i . Анализ показал, что при увеличении толщины электродов при фиксированной общей длине линзы расстояние фокусировки и осевые aberrации несколько уменьшаются. Вплоть до $h_i = 10$ мкм указанные расстояния фокусировки и коэффициенты aberrаций уменьшаются практически линейно. При толщине электродов $h_i = 1$ мкм, характерной для интегрированных линз, изготавливаемых на основе микротехнологии [7], уменьшение расстояния фокусировки (по сравнению с бесконечно тонкими диафрагмами) составляет $\sim 0,5\%$, радиуса aberrационного пятна – $0,2\%$. Поэтому модель (1) для рассматриваемого класса линз можно считать вполне адекватной.

Расхождения в параметрах фокусировки, полученных на основе упрощенной модели и численного решения полевой задачи, также оказываются на уровне десятых долей процента, что позволяет сделать вывод, с одной стороны, о применимости модели, а с другой – о возможности (в указанных пределах) технологической замены сплошных электродов диэлектрическими пластинами с двусторонним проводящим покрытием.

Неосесимметричные деформации. Для расчета искажений изображения электронной линзы, связанных с нарушением осевой симметрии поля, применяется метод малого параметра. Метод состоит в переходе от расчета искаженных полей и траекторий к расчету линейных приращений по малому параметру, характеризующему данную деформацию. Учитывая симметрию рассматриваемых деформаций, задачу удастся свести к двумерной. Точность решения уравнений для масштабированных линейных приращений, в которые малый параметр не входит, того же порядка, что и точность решения исходной задачи. Таким образом, абсолютные погрешности вычисления возмущений полей и траекторий пропорциональны малому параметру. В этом заключается преимущество метода при малых деформациях, влияние которых соизмеримо с погрешностью численных решений.

Схема построения приближенной модели для полевых возмущений $\delta U(r, z, \varphi)$ основана на идеях, изложенных в [10], и состоит в последовательном разложении $\delta U(r, z, \varphi)$ в

Оценки границ адекватности аналитической модели проводились на основе сопоставления с результатами численных расчетов и непосредственного анализа поведения функции (1) и касались диаметров отверстий, межэлектродных расстояний и толщины электродов.

При сближении диафрагм с разными отверстиями точность суперпозиционной модели (1) снижается. Некорректность формулы (1) проявляется, в частности, в появлении локальных максимумов и минимумов в осевом распределении потенциала,

ряд по малому параметру λ , ряд Фурье по азимутальному углу φ , степенной ряд по r , в отбрасывании старших членов и формулировке осесимметричной краевой задачи для функции $u(r^2, z)$, связанной с возмущением потенциала соотношением

$$\delta U(r, z, \varphi) = \lambda r^m u(r^2, z) \cos m\varphi.$$

Параметр m определяется симметрией возмущенного поля: $m = 1$ при непараллельности и несоосности и $m = 2$ при эллиптическом отверстии.

Уравнение для $u(r^2, z)$ выводится из уравнения Лапласа и имеет вид

$$\frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{(2m+1)}{r} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = 0.$$

Граничные условия для $u(r^2, z)$, вытекающие из граничных условий для $\delta U(r, z, \varphi)$, записываются в виде

$$u(A) = -\lambda^{-1} r_A^{-m} (\cos m\varphi_A)^{-1} (\Delta \vec{r}(A), \text{grad} U(A)),$$

где $\Delta \vec{r}(A)$ – векторы смещения точек на поверхности деформированного электрода.

При нарушении осевой симметрии траекторная задача становится 3-мерной. Однако в первом приближении зависимость приращения радиуса δR пучка от азимутальной координаты вылета φ_0 (для точек на траекториях для определенности вместо r используется R) можно принять косинусообразной $\delta R(z, \varphi_0) = \lambda \delta R \cos m\varphi_0$ и рассчитывать изменения расстояния траектории от оси $\delta R = \delta R(z, 0)$ только в плоскостях симметрии при $\cos m\varphi_0 = 1$.

Алгоритм вывода уравнения для δR тот же, что и для обычных абберационных добавок. Особенность состоит в том, что в соответствующим образом преобразованном траекторном уравнении выделяются слагаемые, содержащие λ . С точностью до членов третьего порядка малости по $R, R', \Delta \mathcal{E}$ уравнение для δR записывается как

$$\begin{aligned} (\delta R)'' + \frac{1}{2} \frac{U_0'}{U_0} (\delta R)' + \frac{1}{4} \frac{U_0''}{U_0} (\delta R) &= R^{m-1} m \frac{u_0}{2U_0} (1 + (R')^2) + \\ + R'R^m \frac{U_0' u_0 - u_0' U_0}{2U_0^2} + \frac{m+2}{8(m+1)} R^{m+1} \frac{(m+1)u_0 U_0'' - u_0'' U_0}{2U_0^2} - \\ - \frac{\Delta \mathcal{E} \cdot e^{-1}}{2U_0^2} R^{m-1} (1 + (R')^2) m u_0 + \frac{\Delta \mathcal{E} \cdot e^{-1}}{2U_0^2} R^{m+1} \frac{m+2}{4(m+1)} u_0'' + \frac{\Delta \mathcal{E} \cdot e^{-1}}{2U_0^2} R'R^m u_0', \end{aligned}$$

где e – заряд электрона; $\Delta \mathcal{E}$ – энергетический разброс электронов; $U_0 = U(0, z)$ – осевое распределение невозмущенного потенциала; $u_0 = u(0, z)$ – осевое распределение функции $u(r^2, z)$. Невозмущенная траектория удовлетворяет реальным начальным условиям $R(0) = 0, R'(0) = \alpha_0$, отклонение от нее δR – нулевым $\delta R = \delta R' = 0$.

Результаты моделирования. В качестве примера приведем результаты моделирования влияния несоосности отверстий в отдельных электродах на фокусирующие свойства оптимизированной в отношении геометрических параметров микроминиатюрной

линзы (см. рис.1): межэлектродные расстояния $l_i = 500$ мкм, диаметры отверстий $d_i = 200$ мкм, толщина электродов $h_i = 1$ мкм, расстояние от источника до первого электрода $l_0 = 250$ мкм, расстояние от последнего электрода до плоскости изображения $l_n = 1$ мм. Параметры источника взяты типичными для автоэмиссионной пушки: радиус $r_0 = 2$ нм, энергетический разброс электронов $\Delta\varepsilon = 0,2$ эВ. При идеальной точности изготовления, оптимальном распределении потенциалов $U_2 = 0,85$ кВ, $U_3 = 1,52$ кВ, $U_4 = 6,00$ кВ ($U_1 = U_5 = 1,00$ кВ фиксировались) и полуугле раскрытия пучка $\alpha_0 = 4$ мрад формируется минимальное для данной геометрии линзы пятно радиусом $R = 5,8$ нм. Максимальное отклонение невозмущенных траекторий от оси при этом составляет ~ 10 мкм. Влияние aberrаций (сферической, хроматической и дифракционной) на размер формируемого пятна фокусировки $R^2 = R_{\text{гаус}}^2 + (\delta R_{\text{сф}})^2 + (\delta R_{\text{хр}})^2 + (\delta R_{\text{дифр}})^2$ отражают расчетные данные: $\delta R_{\text{сф}} = 2,4$ нм; $\delta R_{\text{хр}} = 1,7$ нм; $\delta R_{\text{дифр}} = 4,8$ нм; $R_{\text{гаус}} = 1,6$ нм. Общий радиус R при этом равен $5,8$ нм.

Несоосность отверстия в каком-либо электроде приводит к появлению радиальной составляющей на оси $E_r(0, z) = \lambda u_0(z)$ (рис.3,а), которая в параксиальном (безабберационном) приближении вызывает однородное смещение пучка в том же или противоположном направлении в зависимости от знака разности осевой напряженности поля $\Delta E = E_i - E_{i+1}$ до и после электрода (при $\Delta E > 0$ пучок смещается в ту же сторону, что и электрод, при $\Delta E < 0$ – в противоположную). Одновременно происходит и поворот в азимутальном направлении траекторий, не лежащих в плоскости симметрии. Угол от-

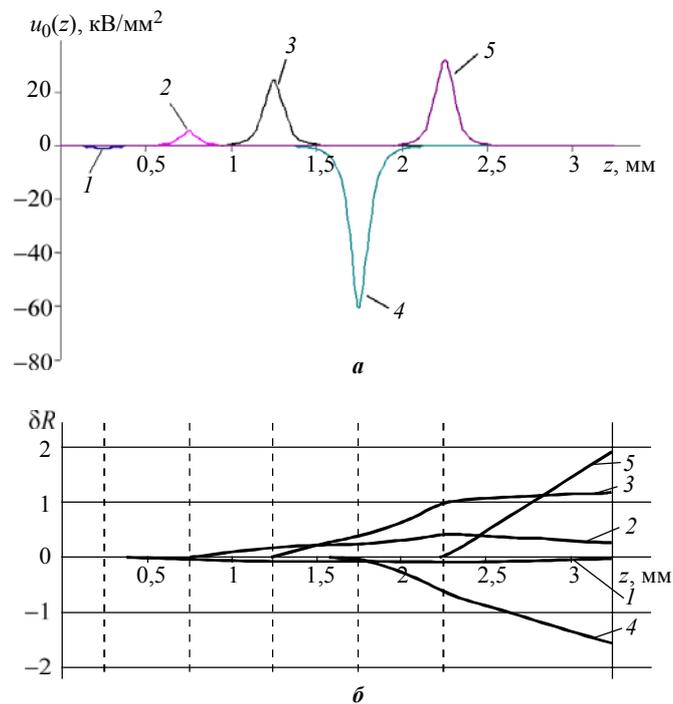


Рис.3. Масштабированные функции, определяющие радиальную напряженность возмущенного поля на оси $u_0(z) = \frac{E_r(0, z)}{\lambda}$ (а) и дополнительное радиальное отклонение траекторий (б) при поперечном сдвиге отверстий в электродах линзы (номера кривых соответствуют номерам электродов, пунктирными линиями отмечены положения электродов)

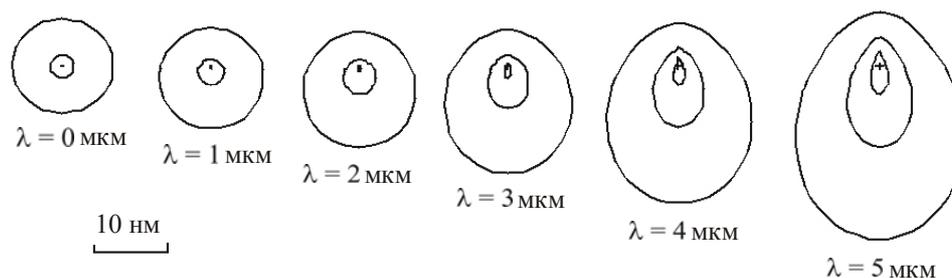


Рис.4. Изменение формы пучка в плоскости изображения при значительном смещении отверстия λ в третьем электроде. Замкнутые контуры соответствуют траекториям электронов с разными углами вылета: $\alpha_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ рад (внутренний), $\alpha_0 = 4 \cdot 10^{-3}$ рад (средний), $\alpha_0 = 6 \cdot 10^{-3}$ рад (внешний)

клонения возмущенных траекторий от невозмущенных непосредственно за деформируемым электродом определяется величиной ΔE . При дальнейшей фокусировке скорость нарастания, а иногда и само отклонение уменьшаются (рис.3,б).

При значительном поперечном смещении отверстия пучок отклоняется как целое и одновременно искажается. Размытие пучка в плоскости изображения при смещении отверстия в третьем электроде при разных начальных углах раскрытия пучка показано на рис.4. Расчеты проводились на основе аналитической модели возмущенного поля и полных траекторных уравнений.

Аналогичные нарушения фокусировки наблюдаются и в случае непараллельности электродов.

Эллиптичность отверстия в первом абберационном приближении приводит к астигматизму пучка с линейными фокусами, формирующимися по обе стороны от гауссовой плоскости изображения на расстоянии, пропорциональном параметру возмущения (равному в данном случае разности полуосей эллипса $\lambda = \frac{a-b}{2}$). Сечение пучка в гауссовой плоскости имеет практически круглую форму с радиусом, пропорциональным расстоянию между линейными фокусами Δz и угловой сходимости пучка $\alpha = \frac{\alpha_0}{M}$ (M – увеличение линзы).

Оценка допусков. Технологические допуски определяются областью работоспособности электронно-оптического устройства и могут меняться в зависимости от его назначения. В любом случае критерии работоспособности электронно-лучевых систем связаны с точностью позиционирования и фокусировки пучка. Ориентиром при назначении допусков могут служить характеристики пятна фокусировки в оптимальном режиме как верхний предел допустимых искажений, вызываемых технологическими дефектами. Границы допустимых дефектов изготовления устанавливаются в соответствии с электронно-оптическими критериями на основе количественных зависимостей, связывающих нарушения геометрии и фокусировки. О влиянии технологических дефектов на фокусирующие свойства исследуемого класса линз можно судить по расчетным данным, представленным в таблице. В рамках линейного приближения установленные пропорции в ошибках должны сохраняться.

Влияние погрешностей изготовления последнего электрода на фокусирующие свойства пятиэлектродной диафрагменной линзы в оптимальном режиме

Вид деформации	Относительные искажения	
	Геометрические параметры	Параметры фокусировки
Изменение диаметра отверстия	$\frac{\Delta d}{d} \cdot 100\% = 0,03\%$	Уширение пучка $\frac{\Delta R}{R} \cdot 100\% = 10\%$
Изменение межэлектродных расстояний	$\frac{\Delta l}{l} \cdot 100\% = 0,1\%$	Уширение пучка $\frac{\Delta R}{R} \cdot 100\% = 10\%$
Несоосность	$\frac{OO'}{d} \cdot 100\% = 0,2\%$	Нормированное на рабочий отрезок отклонение пучка от оси $\frac{\Delta r}{l_n} \cdot 100\% = 0,5\%$
Непараллельность	$\Delta\theta = 0,1^\circ$	Нормированное на рабочий отрезок отклонение пучка от оси $\frac{\Delta r}{l_n} \cdot 100\% = 0,1\%$
Эллиптичность отверстия	$\frac{\lambda}{d} \cdot 100\% = 0,01\%$	Относительное расстояние между линейными фокусами $\frac{\Delta z}{l_n} \cdot 100\% = 0,1\%$ Уширение пучка $\frac{\Delta R}{R} \cdot 100\% = 25\% \quad (\alpha_0 = 4 \text{ мрад})$

Как видно из представленных данных, ошибки в размерах диаметров отверстий и межэлектродных расстояний приводят к довольно значительному уширению пучка в заданной заранее плоскости изображения, поскольку меняется реальное расстояние фокусировки. Но природа этих искажений диктует и способы их устранения – сдвигом плоскости зондируемого объекта или, при невозможности это сделать, – подбором режима питания линзы. Небольшая несоосность и непараллельность электродов приводят к однородному отклонению пучка без ухудшения разрешающей способности. Такие ошибки могут быть учтены и программно скорректированы в автоматизированной системе сканирования. Вызванный эллиптичностью отверстий приосевой астигматизм пучка устранить гораздо сложнее, особенно в микрооптике, ориентированной на минимально возможные размеры и количество электронно-оптических элементов. Кроме того, влияние изменения формы отверстий оказывается наибольшим и в количественном отношении. Поэтому допуски на некруглость отверстий должны быть гораздо более жесткими, чем на остальные контролируемые геометрические параметры.

Полученные качественные и количественные оценки чувствительности электронно-оптических свойств диафрагменных мини-линз к погрешностям изготовления согласуются с известными результатами исследований магнитных линз, применяемых в электронных микроскопах [9], и данными, приведенными в зарубежных публикациях по электростатическим микроколоннам [7]. Описанные методики позволяют с приемлемой точностью устанавливать допуски на основные технологические погрешности для многоэлектродных фокусирующих структур, в том числе связанные с нарушением вращательной симметрии поля.

Литература

1. Miniaturized finger-size electron-beam column with ceramic-type lenses for scanning electron microscopy / *M.Miyoshi, K.Ohumura, S.Awata et al.* // J. of Vacuum Science and Technology. Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2004. – Vol. 22. – Iss. 6. – P. 3528–3533.
2. Progress toward a raster mutibeam lithography tool / *S.T.Coyle, B.Shamoun, M.Yu et al.* // J. of Vacuum Science and Technology. Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2004. – Vol. 22. – Iss. 2. – P. 501–505.
3. *Itoh S., Tanaka M., Tonegava T.* Development of field emission displays // J. of Vacuum Science and Technology. Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2004. – Vol. 22. – Iss. 3. – P. 1362–1366.
4. 256x192 pixel field emitter array image sensor with high-gain avalanche rushing amorphous photoconductor target / *Y.Takiguchi, M.Nanba, K.Osada et al.* // J. of Vacuum Science and Technology. Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2004. – Vol. 22. – Iss. 3. – P. 1390–1395.
5. Ultra-high density electron beam addressed memory / *H.P.Kuo, S.T.Lam, H.Birecki et al.* // The 48th Int. Conf. On Electron, Ion, and Photon Beam Technology & Nanofabrication. – S.Diego, 2004. – <http://www.arofe.army.mil/Reports/webelec/lithj2z.htm>.
6. Photoelectronic analog-to-digital conversion using miniature electron optics: Basic design considerations / *R.F.Pease, K.Ioakeimidi, R.Aldana et al.* // J. of Vacuum Science and Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2003. – Vol. 21. – Iss. 6. – P. 2826–2829.
7. Optimization of microcolumn electron optics for high-current applications / *M.Mankos, K.Y.Lee, L.Muray et al.* // J. of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures. – 2000. – Vol. 18. – Iss. 6. – P. 3057–3060.
8. *Бельский М.Д., Львов Б.Г., Суворинов А.В., Филипчук Т.С.* Задача оптимального проектирования микроминиатюрной электростатической оптики электронно-лучевых микроколонн // Тез. докл. VI Всероссийского семинара «Проблемы теоретической и прикладной электронной и ионной оптики». – М., 2003. – С. 48–50.
9. *Кельман В.М., Явор С.Я.* Электронная оптика. – М.: Изд-во АН СССР, 1963. – 362 с.
10. *Edgcombe C.G.* On the perturbation of trajectories by small displacement of electrodes // Optik. – 1991. – Vol. 86. – Iss. 4. – P. 120–128.

Статья поступила
6 июля 2005 г.

Бельский Михаил Дмитриевич – ассистент кафедры технологических систем электроники МИЭМ. *Область научных интересов:* методы компьютерного моделирования и математической физики.

Суворинов Александр Владимирович – доктор технических наук, профессор, начальник Управления инновационного развития и коммерциализации разработок и технологий Федерального агентства по науке и инновациям. *Область научных интересов:* технология и оборудование для производства приборов электронной техники.

Филипчук Татьяна Сергеевна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры общей физики МИЭМ. *Область научных интересов:* теоретическая электронная оптика, физика низковольтных пучков.

Шахбазов Сергей Юрьевич – кандидат технических наук, директор НИИ перспективных материалов и технологий МИЭМ. *Область научных интересов:* электронная микроскопия, электронно-лучевая и микрозондовая техника.

Разделение интегральных схем по надежности с использованием $1/f$ -шума

М.И.Горлов, Д.Ю.Смирнов

Воронежский государственный технический университет

Д.Л.Ануфриев

НПО «Интеграл»

Рассматриваются шумы интегральной схемы (ИС). Показана перспективность использования низкочастотного шума как прогнозирующего параметра качества и надежности ИС. Предложены способы разделения по надежности.

К качеству и надежности интегральных схем предъявляются очень высокие требования независимо от их назначения. Подсчитано, что при доле дефектности партий ИС 1%-ный выход годных печатных плат составляет 63,4%, т.е. процент дефектности равен 36,6 [1], а расходы на восстановление радиоэлектронной аппаратуры при отказе полупроводниковых изделий в эксплуатации выше на порядок, чем расходы на восстановление работоспособности аппаратуры при ее изготовлении.

Известно, что качество и надежность ИС в значительной степени определяются плотностью и характером распределения структурных дефектов в исходных пластинах полупроводниковых материалов. Вариации плотности дефектов по площади пластин непосредственно влияют на изменения электрофизических свойств и во многом определяют надежность и деградационные свойства готовых изделий [2].

Информацию о качестве и надежности полупроводниковых изделий получают в результате специальных испытаний, основанных на разрушающих и неразрушающих воздействиях. Наиболее перспективными являются неразрушающие испытания с контролем параметров низкочастотного (НЧ) шума.

Описание эксперимента. Для эксперимента было отобрано методом случайной выборки 20 ИС типа К137ЛЕ2 (2 элемента ЗИЛИ – НЕ, эмиттерно-связанная логика) в 14-выводном корпусе DIP. Назначение выводов: 1 – нагрузочный резистор; 2 – выход Y_1 ; 3 – вход X_1 ; 4 – вход X_2 ; 5 – вход X_3 ; 6, 7 – напряжение питания ($-U_n$); 8 – вход X_4 ; 9 – вход X_5 ; 10 – вход X_6 ; 11 – не задействован; 12 – выход Y_2 ; 13 – нагрузочный резистор; 14 – общий.

На первом этапе необходимо провести оценку интенсивности шума $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ ИС данного типа. Для этого измерялись следующие зависимости:

- $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «вход – общая точка»;
- $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «выход – общая точка»;
- $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «вход – выход»;
- $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от напряжения по выводам «питание – общая точка».

Необходимо также провести измерения $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ при различных температурах: нормальной, 0 °С и 100 °С.

Измерения $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ проводились для одного элемента ЗИЛИ – НЕ схемы методом прямого измерения [3] без подачи напряжения питания на выводы 6, 7 с заданием рабочего тока через измеряемый вывод от внешнего источника, в диапазоне частот от 900 до 1100 Гц (центральная частота 1 кГц), время усреднения $\tau = 2$ с. Рабочий ток обеспечивался следующим образом:

- при измерении шума на входных выводах (+) батарейного источника питания подключался к входным выводам, (-) – к общему выводу ИС;
- при измерении шума на выходе (+) батарейного источника питания подключался к общему выводу ИС, (-) – к выходу ИС;
- при измерении шума на выводах «вход – выход» (+) батарейного источника питания подключался к входным выводам, (-) – к выходу ИС;
- измерение шума на выводах «питание – общая точка» проводилось в соответствии с полярностью по техническим условиям (ТУ): (+) – общая точка, (-) – питание.

Для предварительной оценки разброса значений интенсивности шума измерения зависимости $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по разным выводам проводили на 5 из 20 отобранных ИС. При этом, если замкнуть между собой входные выводы X_1, X_2, X_3 , $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ представляет собой среднеарифметическое значение интенсивности шума входных выводов при снятии зависимости на выводах «вход – общая точка» и «вход – выход». В качестве примера показана зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока с наибольшим и наименьшим значением шума для замкнутых между собой входных выводов ИС (рис.1 – 4).

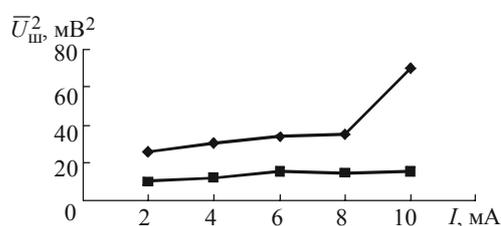


Рис. 1. Зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «вход – общая точка» (—♦— ИС № 2; —■— ИС № 4)

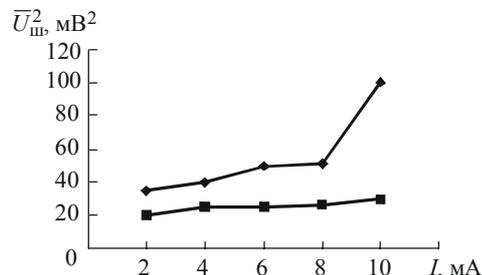


Рис. 2. Зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «выход – общая точка» (—♦— ИС № 2; —■— ИС № 4)

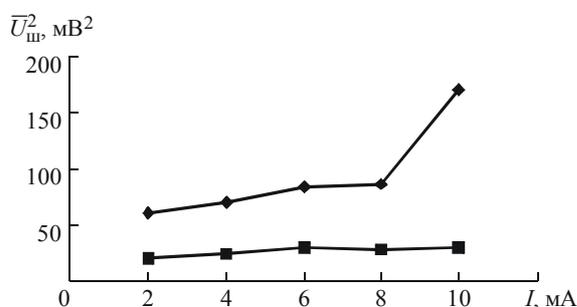


Рис. 3. Зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «вход – выход» (—♦— ИС № 2; —■— ИС № 4)

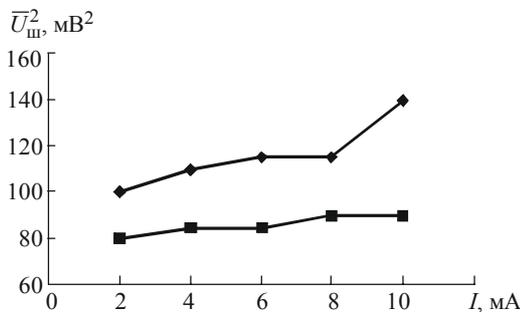


Рис. 4. Зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока по выводам «питание – общая точка» (—♦— ИС № 2; —■— ИС № 4)

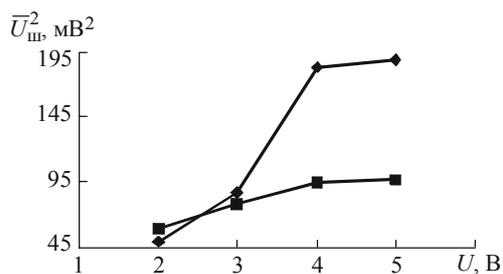


Рис.5. Зависимость $\bar{U}_{ш}^2$ от напряжения питания по выводам «питание – общая точка» (—♦— ИС № 2; —■— ИС № 17)

Проводились также измерения зависимости $\bar{U}_{ш}^2$ от напряжения по выводам «питание – общая точка». В качестве примера представлена зависимость $\bar{U}_{ш}^2$ от напряжения питания для ИС с наибольшим и наименьшим значением шума (рис.5).

Анализ зависимостей $\bar{U}_{ш}^2$ от тока (см. рис.1 – 4) показывает, что они имеют одинаковый характер и для дальнейших экспериментов будем использовать измерение «вход – общая точка» при закороченных между собой входных выводах.

Одинаковый характер зависимости обусловлен протеканием общих процессов на поверхности и в объеме кристалла, зависящих от режима тока и от электрической связи между элементами схемы [5].

С целью разработки диагностических методов разделения ИС по надежности зависимость $\bar{U}_{ш}^2$ от тока для выводов «вход – общая точка» снималась при закороченных между собой входных выводах для 20 ИС данного типа. Результаты измерений при рабочих токах 6 мА и 10 мА представлены в табл.1.

Для определения $\bar{U}_{ш}^2$ при разных температурах необходимо выбрать значение рабочего тока. Наибольшую стабильность результатов, а следовательно, и достоверность можно получить при рабочем токе 6 мА, так как этому значению соответствует горизонтальный участок кривой (см. рис.1–4).

Таблица 1

Данные измерений $\bar{U}_{ш}^2$ от тока по выводам «вход – общая точка»

№ ИС	$\bar{U}_{ш}^2$, мВ ²		$K = \bar{U}_{ш10}^2 / \bar{U}_{ш6}^2$
	$I = 6$ мА	$I = 10$ мА	
1	22	30	1,36
2	34	70	2,06
3	30	37	1,23
4	15	15	1,00
5	21	22	1,05
6	23	34	1,48
7	23	34	1,48
8	21	30	1,43
9	21	25	1,19
10	22	29	1,32
11	24	35	1,46
12	21	28	1,33
13	20	25	1,25
14	25	30	1,20
15	27	33	1,22
16	18	22	1,22
17	17	18	1,06
18	24	32	1,33
19	21	30	1,43
20	25	41	1,64

Способ разделения интегральных схем по зависимости значения интенсивности шума от тока. Для ИС с наибольшим и наименьшим значением интенсивности шума при токе до 8 мА зависимость $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от тока имеет вид прямой, а при значениях тока 10 мА у ИС № 2 интенсивность шума резко возрастает, поэтому измерение $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ проводилось при двух значениях тока: 6 мА и 10 мА (см. рис.1). В табл.1 даны значения для 6 и 10 мА и величины относительного изменения $K = \bar{U}_{\text{ш}10}^2 / \bar{U}_{\text{ш}6}^2$, где $\bar{U}_{\text{ш}10}^2$, $\bar{U}_{\text{ш}6}^2$ – значение шума при рабочем токе 10 мА и 6 мА соответственно.

Последующие испытания на безотказность (500 ч, повышенная температура, максимально допустимая нагрузка) показали, что ИС № 2, № 20 имели параметрический отказ. При выборе критерия для надежных схем $K \leq 1,5$ схемы № 2, № 20 будут потенциально ненадежными.

Способ разделения интегральных схем по зависимости значения интенсивности шума от напряжения. Второй способ основан на зависимости $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от напряжения питания по выводам «питание – общая точка». Результаты измерений 20 ИС при минимальных напряжениях питания, равных 2 В (значение критического напряжения питания для данных схем) и 5 В (номинальное напряжение питания), представлены в табл.2, где также даны величины относительного изменения $K = \bar{U}_{\text{ш}5}^2 / \bar{U}_{\text{ш}2}^2$, где $\bar{U}_{\text{ш}5}^2$, $\bar{U}_{\text{ш}2}^2$ – значение шума при питании 5 и 2 В соответственно.

Таблица 2

Данные измерений $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ от напряжения питания по выводам «питание – общая точка»

№ ИС	$\bar{U}_{\text{ш}}^2$, мВ ²		$K = \bar{U}_{\text{ш}5}^2 / \bar{U}_{\text{ш}2}^2$
	$U_{\text{пит}} = 2 \text{ В}$	$U_{\text{пит}} = 5 \text{ В}$	
1	52	130	2,50
2	50	190	3,80
3	77	148	1,92
4	63	95	1,51
5	52	110	2,12
6	52	142	2,73
7	55	143	2,60
8	48	128	2,67
9	59	112	1,90
10	53	129	2,43
11	58	147	2,53
12	55	122	2,22
13	53	112	2,11
14	68	127	1,87
15	78	141	1,81
16	63	111	1,76
17	59	97	1,64
18	56	140	2,50
19	50	128	2,56
20	58	164	2,83

После измерений шумов проводились испытания на безотказность (500 ч, повышенная температура, максимально допустимая нагрузка). ИС № 2, № 20 имели параметрический отказ. При выборе критерия для надежных схем – $K \leq 2,8$ схемы № 2, № 20 будут потенциально ненадежными.

Можно разделить партию по надежности на три группы: ИС повышенной надежности, имеющие значение $K \leq 2$ (схемы № 3, 4, 9, 14, 15, 16, 17); ИС с надежностью, соответствующей техническим условиям, имеющие значения $2 < K \leq 2,8$ (схемы № 1, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 18, 19) и ИС потенциально ненадежные, имеющие значение $K > 2,8$ (схемы № 2, № 20).

Способ разделения интегральных схем по надежности с учетом температуры. Методом случайной выборки было отобрано 5 интегральных схем типа К137ЛЕ2, у которых измерялась интенсивность шума $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ методом прямого измерения [4] в том же диапазоне частот и постоянной времени τ , что и в предыдущих экспериментах. Значения $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ на вывод «вход – общая точка» на частоте 1 кГц при прямом токе 6 мА от внешнего источника представлены в табл.3. Измерения проводились без подачи питания на выводы 6, 7 при нормальной температуре, при 0 °С и 100 °С. Прямой рабочий ток, проходя по структуре ИС, позволяет регистрировать на выводах «вход – общая точка» значение шума $\bar{U}_{\text{ш}}^2$, порожденного дефектами структуры, имеющих температурную зависимость [4]. Для каждой ИС по результатам измерений рассчитывался коэффициент K :

$$K = \frac{|\bar{U}_{\text{ш}100^\circ\text{C}}^2 - \bar{U}_{\text{ш}25^\circ\text{C}}^2| + |\bar{U}_{\text{ш}25^\circ\text{C}}^2 - \bar{U}_{\text{ш}0^\circ\text{C}}^2|}{\bar{U}_{\text{ш}25^\circ\text{C}}^2},$$

где $\bar{U}_{\text{ш}25^\circ\text{C}}^2$, $\bar{U}_{\text{ш}0^\circ\text{C}}^2$, $\bar{U}_{\text{ш}100^\circ\text{C}}^2$ – значения интенсивности шума при температурах, соответствующих нормальной, 0 °С и 100 °С.

Таблица 3

Данные измерений $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ на выводах «вход – общая точка» при разных температурах (рабочий ток 6 мА)

№ ИС	№ вывода	$\bar{U}_{\text{ш}}^2$			K
		Температура			
		0 °С	25 °С	100 °С	
1	3	27	22	28	0,5
	4	26	22	29	0,5
	5	25	21	26	0,43
2	3	43	34	56	0,91
	4	45	35	59	0,97
	5	42	33	54	0,91
3	3	36	31	40	0,45
	4	34	30	38	0,4
	5	35	30	37	0,4
4	3	17	15	20	0,47
	4	17	15	20	0,47
	5	16	15	18	0,27
5	3	28	20	27	0,75
	4	28	21	29	0,71
	5	30	22	30	0,73

После температурных измерений были проведены испытания на безотказность (500 ч, повышенная температура, максимально допустимая нагрузка). ИС № 2, № 5 имели параметрический отказ. Если выбрать критерий для надежных схем $K \leq 0,7$, то схемы № 2, № 5 будут потенциально ненадежными.

Данный способ применим и для других типов ИС, так как для расчета коэффициента K (см. формулу) берется модуль значений, учитывающий возможность изменения $\bar{U}_{\text{ш}}^2$ с температурой в большую и меньшую сторону (чем больше изменение шума с температурой, тем ниже надежность ИС).

Приведенные примеры разделения по надежности для конкретного изделия показали перспективность использования шумовых параметров для отбраковки ненадежных интегральных схем. Для повышения достоверности рассмотренных способов необходимо в процессе производства провести статистическую обработку на достаточной выборке с учетом различных партий, изготовленных в течение, например, месяца.

Литература

1. Горлов М.И., Ануфриев Л.П., Бордюжа О.Л. Обеспечение и повышение надежности полупроводниковых приборов и интегральных схем в процессе серийного производства. – Минск: Интеграл, 1997. – 390 с.
2. Прокопенко И.В., Осадчая Н.В. Методы структурной диагностики полупроводниковых пластин, используемых для БИС и СБИС // Сб. тез. докл. конф. «Физические основы надежности и деградации полупроводниковых приборов». – Кишинев, 1991, ч. II. – С. 91.
3. Соколов В.И., Лавренко С.П. Физические основы надежности интегральных схем // Сб. тез. докл. конф. «Физические основы надежности, методы и средства диагностики интегральных схем». – Воронеж, 1993. – С. 24–44.
4. Ван дер Зил А. Шум – источники, описание, измерение: Пер. с англ. / Под ред. А. К. Нарышкина. – М.: Советское радио, 1973. – 178 с.
5. Yibing S., Guangju C., Houjun W. Substrate noise coupling in mixed-signal integrated circuits // Dianzi keji daxue xuebau. Univ. electron. and Technol. – China, 2000. – № 2. – С. 174–177.

Горлов Митрофан Иванович – доктор технических наук, профессор ВГТУ, заслуженный конструктор РФ. *Область научных интересов:* повышение надежности полупроводниковых изделий в процессе серийного производства, влияние воздействия внешних дестабилизирующих факторов на ИС, диагностические методы повышения качества и надежности полупроводниковых изделий.

Смирнов Дмитрий Юрьевич – аспирант ВГТУ. *Область научных интересов:* диагностические методы повышения качества и надежности полупроводниковых приборов.

Ануфриев Дмитрий Леонидович – аспирант БГУИР, инженер завода «Транзистор» НПО «Интеграл». *Область научных интересов:* повышение надежности полупроводниковых изделий в процессе серийного производства.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 007:681.518.2

Сравнение статистического и интервального методов при решении задач градуировки средств измерения

В.Б.Никулин, Н.В.Иноземцев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Появление широкого спектра новых измерительных приборов и систем, в том числе и многосенсорных, связано с потребностями современных высокоточных технологий. При этом проблема градуировки подобных систем не снимается, а приобретает особую остроту.

Градуировка средства измерения – это определение обратной зависимости функции преобразования. Основой для решения задачи являются данные градуировочного эксперимента, которые можно представить в виде множества $\{x_i, y_i, i = 1, \dots, N\}$, содержащего N значений измеряемой величины x_i и измеренной величины y_i . Сложность решения задачи градуировки определяется двумя основными особенностями, а именно наличием ошибок в экспериментальных данных и необходимостью обращения функции преобразования датчика [1]. В большинстве случаев эта задача решается с применением традиционного статистического подхода [2].

В последнее время, особенно за рубежом, все больше внимания уделяется так называемым нестатистическим методам [3]. Появление таких методов обусловлено прежде всего недостатками традиционного статистического подхода, главным из которых является его недостаточно высокая точность. Фактически достоверность ограничена сравнительно небольшим количеством заранее определенных доверительных интервалов и соответственно доверительных вероятностей [4]. При решении конкретной задачи градуировки серьезными недостатками статистического метода являются следующие [5, 6]:

- допущение о случайности ошибок, что не позволяет учесть наличие систематических ошибок и ошибок нестатистической природы, например ошибок округления. На практике ошибки всегда имеют ограниченный диапазон, что не согласуется с постулируемым нормальным распределением;
- отсутствие в рамках статистического подхода конструктивного решения в случае, когда ошибки присутствуют в обеих переменных. В частности, использование метода максимального правдоподобия возможно лишь для достаточно простых моделей, а метод конфлюэнтного анализа можно отнести скорее к эмпирическим, чем к теоретическим методам;
- оценки параметров градуировочной кривой, найденные путем обратного алгебраического преобразования, являются смещенными и несостоятельными в статистическом смысле;
- отсутствие обоснованной процедуры построения доверительного коридора ошибок градуировочной кривой.

Интервальный метод лишен этих недостатков и обладает достаточно высокой точностью для решения задачи градуировки.

Рассмотрим задачу по расчету доверительного интервала неопределенности [4]. При изготовлении печатных плат существует потребность в сверлении большого количества отверстий малого диаметра. Имеется партия сверл диаметром 0,6 мм с увеличенной толщиной сердцевины; известны среднее значение стойкости и среднее квадратичное отклонение: $\bar{x} = 26,73$ мин,

© В.Б.Никулин, Н.В.Иноземцев, 2006

$s\{x\} = 6,94$ мин; известно количество сверл: $n = 14$. Требуется определить доверительный интервал среднего значения стойкости $M(x)$.

Зададим уровень доверительной вероятности $p = 0,95$, по таблицам [4] при $f = n - 1 = 13$ найдем $t_{кр} = 2,16$. Тогда

$$\Delta x = \pm \frac{t_{кр} \cdot s\{x\}}{\sqrt{n}} = \pm \frac{2,16 \cdot 6,94}{\sqrt{14}} = \pm 4,05 \text{ мин.}$$

Откуда получаем доверительный интервал: $22,68 < M(x) < 30,78$ мин.

Сравним эти результаты с результатами, полученными интервальным методом.

В [2, 5] показано, что наиболее подходящей математической моделью является линейная модель, так как она адекватна экспериментальным данным. Выберем ее в качестве формы прямой функции. В соответствии с рекомендациями, изложенными в [5], примем поправку в установке уровней, равную 0,05. Вообще, в отличие от статистического метода, на этапе подготовки данных для расчета можно включать в рассмотрение любую априорную информацию об ошибках, в том числе и нестатистической природы.

Очевидно, что множеству всех адекватных моделей соответствует область всех возможных векторов. В [7] доказано, что для рассматриваемого случая эта область является выпуклой и имеет вид замкнутого четырехугольника, т.е. для определения этой области достаточно рассчитать координаты четырех ее вершин: 39,47, -2,80; 16,25, 1,76; 39,73, -10,53; 16,11, 8,53.

Четырем вершинам области возможных значений коэффициентов соответствуют четыре вектора, определяющие четыре обратные модели и задающие коридор возможных ошибок градуировочной кривой, т.е. ее интервал неопределенности [5]: 14,10, -0,36; -9,23, 0,57; 3,77, -0,09; -1,89, 0,12.

Таким образом, интервал неопределенности составляет $24,76 < I(x) < 27,22$ мин.

В отличие от статистического метода, где вначале определяют модель для точечного предсказания, а затем находят ее коридор ошибок, при интервальном методе модель точечного прогноза рассчитывается после определения коридора ошибок. В данном случае можно воспользоваться формулой для точечного предсказания [5]: $\hat{x} = 0,5 \cdot \{x^-(y) + x^+(y)\} = 25,99$.

Рассмотренный численный пример показывает преимущество интервального метода перед статистическим при расчете доверительного интервала, что подтверждает эффективность интервального метода при калибровке измерительных систем [5].

Литература

1. Семенов Л.А., Сирия Т.Н. Методы построения градуировочных характеристик средств измерения. – М.: Издательство стандартов, 1986. – 296 с.
2. Назаров Н.Г. Метрология. Основные понятия и математические модели. – М.: Высшая школа, 2002. – 348 с.
3. Руководство по выражению неопределенности измерений. – Менделеево: ВНИИМ, 1999. – 117 с.
4. Кацев П.Г. Статистические методы исследования режущего инструмента. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1974. – 231 с.
5. Воицинин А.П., Скибицкий Н.В. Интервальный метод калибровки // Sensors & Systems. – 2000. – № 8. – С. 52–59.
6. Филаретов Г.Ф., Горяинов С.В. Проблема градуировки мультисенсорных измерительных систем // Докл. междунар. конф. «Информационные средства и технологии». – М.: Издательство «Станкин». – 1997. – Т. 1.
7. Воицинин А.П., Бочков А.Ф., Сотиров Г.В. Интервальный анализ данных как альтернатива регрессионному анализу // Заводская лаборатория. – 1990. – № 7. – С. 75–95.

Никулин Валентин Борисович – кандидат технических наук, профессор кафедры систем автоматического управления и контроля в микроэлектронике МИЭТ. *Область научных интересов:* теоретическая и прикладная метрология, приборостроение.

Иноземцев Николай Владимирович – аспирант кафедры систем автоматического управления и контроля в микроэлектронике МИЭТ. *Область научных интересов:* теоретическая и прикладная метрология, приборостроение.

Особенности технологии изготовления кантилеверов

А.В.Алексейчук, Л.П.Батюня, А.А.Раскин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Развитие микроэлектроники невозможно без разработки методов исследования и диагностики свойств поверхности твердых тел с нанометровым разрешением. К эффективным относятся методы исследования на основе сканирующей зондовой микроскопии (СЗМ), в том числе методы, где применяются микромеханические зонды (кантилеверы) [1]. Одним из основных таких методов является атомная силовая микроскопия (АСМ). Однако широкое использование АСМ сдерживается рядом проблем. Наиболее критичным элементом АСМ-метода является кантилевер, от характеристик которого в значительной степени зависят результаты измерений. Существующие конструктивно-технологические варианты изготовления кантилеверов не позволяют создать образцы, в полной мере удовлетворяющие все возрастающим требованиям исследователей.

Кантилевер представляет собой микрозонд в виде упругой консоли, на свободном конце которой сформирована острая игла. Разрешающая способность АСМ определяется следующими основными параметрами кантилевера: радиусом кривизны острия иглы; высотой иглы; аспектным соотношением иглы; шероховатостью на обратной стороне консоли. Ведущие производители, такие как Digital Instruments, Micromasch, Nanosensors, Olympus, NT-MDT, изготавливают кантилеверы, которые характеризуются недостаточно высоким значением аспектного соотношения иглы кантилевера.

Цель настоящей работы – разработка технологии, позволяющей изготавливать кантилеверы с улучшенным аспектным соотношением игл.

Технология изготовления кантилеверов включает последовательное формирование на подложках кремния игл и консоли [2]. Особенностью разработанной технологии является использование при создании игл локального маскирующего двухслойного покрытия на основе оксида и нитрида кремния, задающего форму иглы в виде квадрата, усеченного под углами 135° . Формирование иглы осуществляли травлением в 78%-ном водном растворе КОН при температуре 130°C . Травление проводили в автоклаве с использованием глицириновой бани.

При изготовлении консоли кантилевера подложку кремния p -типа легировали фосфором с высокой концентрацией на глубину 5 мкм. Это обеспечивало возможность получения консоли с минимальной шероховатостью поверхности кантилевера после локального электрохимического травления кремния с обратной стороны подложки. Кроме того, наличие p - n -перехода создавало условия для селективного травления p -кремния по отношению к n^+ -кремнию [3, 4].

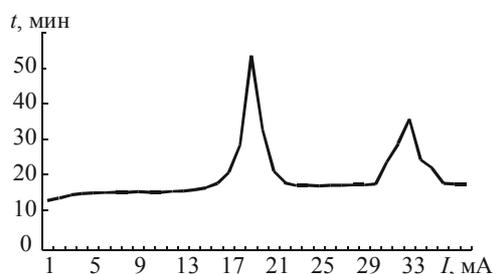


Рис. 1. Зависимость тока в системе электрохимической ячейки от времени травления

Для электрохимического травления использовали трехэлектродную систему с электролитом из 40%-ного водного раствора КОН. В процессе электрохимического травления p -кремния достигался n^+ -слой, после чего процесс травления прекращался. Для контроля времени полного растворения слоя кремния p -типа использовали зависимость тока в системе электрохимической ячейки от времени травления (рис.1). На рис.2 показан изготовленный кантилевер и дано его увеличенное изображение в области иглы. В таблице представлены параметры игл изго-

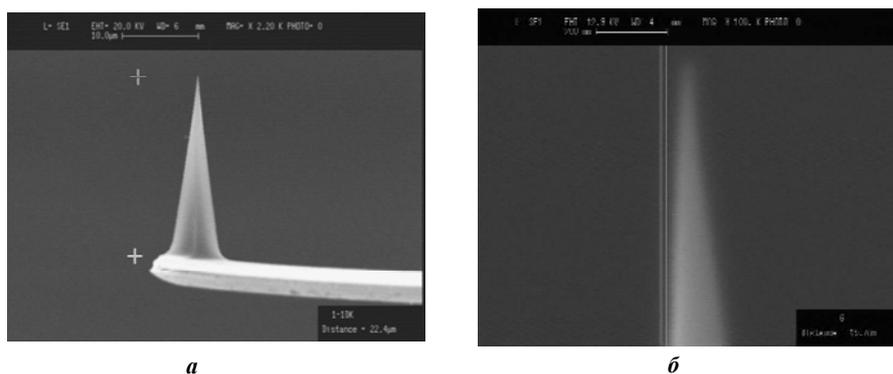


Рис.2. Изготовленный кантилевер (а) и его увеличенное изображение в области иглы (б)

товленных нами кантилеверов и игл кантилеверов известных производителей. Видно, что иглы, полученные при использовании предложенной технологии, имеют улучшенные характеристики.

Параметры игл кантилеверов

Производитель	Угол при вершине иглы, градус	Высота иглы, мкм	Радиус округления острия иглы, нм
Digital Instruments	12	5–7	< 10
Micromasch	30	20–25	< 10
Nanosensors	20	15–20	< 10
Olympus	15	7–16	< 15
NT-MDT	22	10–15	< 10
Собственная разработка	15	20–25	< 10

Разработанная технология получения кантилевера позволила уменьшить шероховатость на обратной стороне консоли кантилевера до 6–8 нм, а также реализовать следующие параметры иглы кантилевера: угол при вершине иглы кантилевера (15°), определяющий аспектное соотношение; высоту иглы (от 20 до 25 мкм); радиус округления острия иглы кантилевера (<10 нм).

Полученные результаты можно использовать не только при создании кантилеверов, но и в устройствах эмиссионной электроники.

Литература

1. Нанотехнологии в электронике / Под ред. Ю.А. Чаплыгина. – М.: Техносфера, 2005. – 448 с.
2. *Wice K.D., Orr B.G.* Micromachined silicon sensor // Tending Instrumentation Conference on Scanning Tunneling Microscopy / Spectroscopy (SPM-90) and the First International Conference on Manometer Scale Science and Technology (NANO-1)/ Baltimore, Maryland USA, 1990.
3. Optimization of a three-electrode electrochemikal etch-stop process / *J.G.Elizalde, S.Olaizola, G.Bistue et al.* // Sensors and Actuators. – 1998. – A 66. – P. 259–267.
4. *Smith R.L., Kloek B., De Rooij N., Collins S.D.* The potential dependence of silicon anisotropic etching in KOH at 60 °C // J. Electroanal. Chem. – 1987. – N 238. – P. 103–113.

Алексейчук Андрей Владимирович – аспирант кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* технология получения микромеханических и наноструктур.

Батюня Людмила Павловна – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* технология диэлектрических материалов электронной техники.

Раскин Александр Александрович – доктор технических наук, профессор кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* технология материалов электронной техники.

ЮБИЛЕИ

Мурыгину Виктору Ивановичу – 80 лет

7 февраля 2006 г. исполнилось 80 лет доктору физико-математических наук, заслуженному профессору МИЭТ, лауреату Государственной премии СССР, ученому в области физики полупроводников и полупроводниковых приборов, ветерану Великой Отечественной войны Мурыгину Виктору Ивановичу.

Виктор Иванович родился в селе Черкасское Саратовской области. В ноябре 1943 г. был призван в армию, воевал в Польше, Восточной Пруссии и в конце марта 1945 г. после второго тяжелого ранения и лечения в двух госпиталях был демобилизован.

В 1952 г. Мурыгин В.И. закончил физико-математический факультет Ташкентского государственного университета и начал трудовую деятельность младшим научным сотрудником в Физикотехническом институте Академии Наук Уз. ССР. В 1957 г. молодой ученый обнаружил новое явление в области фотопроводимости полупроводниковых элементов: при достаточно больших запорных напряжениях, приложенных к селеновому фотоэлементу, под действием света происходит уменьшение темнового тока вместо обычного роста при малых напряжениях. Результаты исследований были представлены в диссертации на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук «Отрицательный фотодиодный эффект селеновых фотоэлементов», которую Мурыгин В.И. защитил в 1961 г. Через несколько лет аналогичное явление было обнаружено другими исследователями у медно-закисных фотоэлементов. Исследование физической природы



отрицательного фотодиодного эффекта позволило выяснить механизм выпрямления селеновых выпрямителей. По этой тематике в 1962 г. Мурыгин Виктор Иванович получил два авторских свидетельства на изобретения: «Способы изготовления селеновых выпрямителей» №144912 и №143932, которые были использованы Московским заводом по изготовлению полупроводниковых приборов.

Результаты исследований, проводимых В.И.Мурыгиным с 1962 по 1970 гг. в Ташкентском госуниверситете и в НИИ физических проблем (г. Москва) в области кремниевых, арсенид-галлиевых полупроводниковых приборов, легли в основу его докторской диссертации «Исследование диодных структур, обладающих в

пропускном направлении S-образной вольт-амперной характеристикой и некоторых их функциональных возможностей» (1978 г.).

Результаты исследования явления сильной обратной связи между током и напряжением, которая определяет характеристики S-диодов, были использованы для значительного увеличения магниточувствительности кремниевых магнитодиодов. Была оформлена заявка на изобретение «Магнитодиод», на которое в 1972 г. выдано авторское свидетельство № 370894. Это изобретение использовалось в НИИ ФП при выполнении ОКР по магнитодиодам, главным конструктором был В.И. Мурыгин. В результате кремниевые магнитодиоды были внедрены в серийное производство на заводах «Диффузонт» (г. Орел) и «Сириус» (г. Абовян Арм. ССР) под маркой КД-301.

С 1970 г. и по настоящее время В.И.Мурыгин работает в МИЭТ на кафедре общей физики в должности доцента, профессора, заведующего кафедрой (1980 – 1990 гг.). Под его руководством совместно с заводом «Протон» проводились исследования новых кремниевых магнитодиодов и транзисторов. В результате были разработаны и изготовлены

кремниевые магнитодиоды ПБАЗ 369000 с военной приемкой, которые вместе с отчетами переданы заказчику для внедрения с целью использования их в ракетной и космической технике. За разработку магнитодиодов ПБАЗ 369000 В.И.Мурыгин в числе сотрудников МИЭТ и завода «Протон» в 1986 г. награжден золотой медалью и премией Министерства образования СССР за лучшую научную работу. В 1988 г. ему в составе коллектива научных работников и инженеров за исследование физических основ, разработку и организацию серийного производства полупроводниковых магниточувствительных приборов присуждена Государственная премия СССР.

В.И.Мурыгиным опубликовано около 100 научных работ, в том числе 10 авторских свидетельств на изобретение. Под его руководством защищено 7 кандидатских диссертаций. В.И.Мурыгин награжден орденом Славы III степени, орденом Отечественной войны I степени и орденом Дружбы народов.

Виктора Ивановича отличает увлеченность наукой, доброжелательность, душевная теплота, что располагает к нему студентов, аспирантов, сотрудников кафедры и института.

Желаем Виктору Ивановичу крепкого здоровья, благополучия и творческого долголетия.

Редколлегия журнала

V Международная научно-техническая конференция «Электроника и информатика – 2005» (23–25 ноября 2005 г.)

В Московском государственном институте электронной техники (техническом университете) 23–25 ноября 2005 года прошла V Международная научно-техническая конференция «Электроника и информатика – 2005».

На конференции работали 10 секций: *нанотехнология в электронике; микро- и наносистемная техника; материалы микро-, опто- и наноэлектроники; проектирование и технология электронных компонентов; опто- и акустоэлектроника; информационные технологии; информационно-управляющие системы и комплексы; телекоммуникационные системы и связь; биомедицинская электроника; менеджмент и маркетинг в электронике и информатике.*

В работе конференции приняли участие более 400 человек из Москвы и Центрального федерального округа (МГУ, МИЭТ, МПГУ, МИТХ, МГОУ, МИФИ, МФТИ, МАИ, МИЭМ, МИРЭА, МЭИ, МГТУ им. Н.Э. Баумана, МГИСИС, ИРЭ РАН, ФИАН (НЦВО ИОФАН), ИПИМ РАН, НИЦ «Космическое материаловедение» института кристаллографии РАН, ФГУП «НИИФП» им. Ф.В. Лукина, ЦНИИКАЛП, НИЦ «Космическое материаловедение», НТЦ «РИССА», ЗАО «НТЦ ЭЛИНС», ГУП НПЦ «Спурт», ОАО НИИТМ, ЗАО «ЭЛТОЧПРИБОР», ОАО «НИИМЭ» и завод «Микрон», ООО «ЮНИК Ай Сиз», ОАО «Ангстрем», ГУП «НИИМП-Т», ОАО «ОТИК», ФГУП НПО «Орион», «ОРГА Зеленоград», ФГУП НПЦ «ОПТЭКС», УНПП «АТОМИКС», ООО «ЭСТО-Вакуум», ОАО «Элма»,

ФГУП НПЦ «ПУЛЬСАР», ООО НПФ «ДЕЛТАКОР», Lodat. net, ООО «СМА», ЗАО «ЭЛИНС», ОАО «Практик НЦ», Институт нанотехнологий международного фонда конверсии (ИНАТ МФК), ФГУП «НИИАО» (г. Жуковский), НИИМЭТ, Филиал МГТУ им. Н.Э.Баумана, КГТУ им. К.Э. Циолковского (г. Калуга), ИАТЭ (г. Обнинск), РГРТА (г. Рязань), ТГТУ (г. Тверь), ОАО «КАМОВ» (г. Люберцы), ВГУ, ВГТА, ФГУП «НИИЭТ» (г. Воронеж); Северо-Западного федерального округа (г. Санкт-Петербург – СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбГПУ, СПбГУКИ, СПбСЗТУ, ФТИ им. А.Ф. Иоффе, Институт химии силикатов РАН, ОАО ВНИИ Галургии, ФРНМТ «АЙРЭС»); Южного федерального округа (г. Таганрог – ТРТУ, НИИ МВС ТРТУ; г. Ростов-на-Дону – Южный научный центр РАН); Уральского федерального округа (г. Екатеринбург – УГТУ-УПИ; г. Челябинск – ЮУрГУ); Приволжского федерального округа (г. Нижний Новгород – ННГУ им. Н.И. Лобачевского, НИФТИ ННГУ; г. Ульяновск – УлГТУ, г. Самара – СамГТУ; г. Ижевск – ИжГТУ; г. Саратов – СГУ им. Н.Г. Чернышевского); Сибирского федерального округа (г. Томск – ТУСУР и СФТИ при ТГУ); Дальневосточного федерального округа (г. Владивосток – ИА и ПУ ДВО РАН).

На конференции были представлены доклады ученых из США, Польши, Кипра, Латвии и стран СНГ: Украины (г. Киев – Институт кибернетики им. В.М. Глушкова НАН Украины, НИИ микроприборов; г. Харьков – ХНУРЭ); Республики Беларусь (г. Минск – БГУИР, БГТУ, НИИ

ПФП, НПО «Интеграл», УП «Транзистор» УП «Завод полупроводниковых приборов»); Казахстана (г. Петропавловск – СКГУ); Армении (г. Ереван – ГИУА); Молдовы (г. Кишинев – ТУМ).

На пленарном заседании с докладами выступили академик РАН, директор ФТИ РАН Валиев К.А. («Квантовые компьютеры и квантовые вычислители»), член-корреспондент РАН, директор Института микропроцессорных вычислительных систем РАН Бабаян Б.А. («Развитие компьютерных архитектур»), доктор физико-математических наук, профессор Института физики твердого тела РАН (г. Черноголовка) Молотков С.Н. («Квантовая криптография»), доктор физико-математических наук МИЭТ Горбачевич А.А. («Полупроводниковые гетероструктуры – базовые элементы наноэлектроники»).

С секционными докладами выступили 125 докладчиков, стендовые доклады представили 14 человек. На заключительном пленарном заседании под председательством доктора технических наук, профессора Бархоткина В.А. были подведены итоги работы конференции.

Издательско-полиграфическим комплексом МИЭТ были выпущены материалы конференции.

V Международная научно-техническая конференция «Электроника и информатика – 2005» показала достаточно высокий уровень работ, проводимых на предприятиях и на кафедрах вузов. Новизна и перспективность разработок, заявленных докладчиками, вселяют уверенность в том, что Россия в ближайшем будущем займет достойное место в мире электроники и информатики.

Международная школа-конференция по приоритетным направлениям науки и техники с участием молодых ученых, аспирантов и студентов стран-членов СНГ «Информационно-телекоммуникационные системы» (23–24 ноября 2005 г.)

В Московском государственном институте электронной техники (техническом университете) 23–24 ноября 2005 г. проведена Международная школа-конференция «Информационно-телекоммуникационные системы». В работе школы-конференции приняли участие ведущие специалисты в области информационно-телекоммуникационных систем: член-корреспондент РАН Бабаян Б.А. («Развитие компьютерных технологий»), член-корреспондент РАН Зубарев Ю.Б. («Перспективы развития цифрового телевидения в РФ»), доктор технических наук, профессор Коротков В.С. («Микроэлектронная реализация интерфейсной части радиоприемных систем»), доктор технических наук, профессор Пестряков А.В.

(«Проблемы создания радиооборудования систем сотовой связи 3-го поколения»), доктор технических наук, профессор Тепляков И.М. («Спутниковые сети и системы связи»).

В Международной школе-конференции приняли участие 78 человек, были изданы тезисы докладов. Все участники конференции доложили результаты своих научных исследований. Видеоконференц-связь позволяла транслировать выступления лекторов и докладчиков в сети Интернет.

На заключительном заседании школы-конференции выступил заведующий кафедрой «Телекоммуникационные системы» МИЭТ, доктор технических наук, профессор Баринов Виктор Владимирович.

I Межотраслевое совещание по подготовке и переподготовке специалистов в области проектирования современной электронной компонентной базы и микроэлектронных систем (22 ноября 2005 г.)

22 ноября 2005 г. в Московском государственном институте электронной техники (техническом университете) состоялось I Межотраслевое совещание по подготовке и переподготовке специалистов в области проектирования современной электронной компонентной базы и микроэлектронных систем. На совещании присутствовали руководители более 80 крупнейших российских предприятий, занимающихся разработкой и производством электронных изделий, а также представители зарубежных компаний (Free Scale, Cadence, Synopsys).

Цель совещания – создание на основе учебно-научных центров МИЭТ системы подготовки и переподготовки кадров в области проектирования электронной компонентной базы (ЭКБ) для предприятий и организаций РФ. С обзором состояния проблемы подготовки кадров в этой области на совещании выступили ректор МИЭТ, член-корреспондент РАН, доктор технических наук, профессор Ю.А. Чаплыгин и начальник Управления радиоэлектронной промышленности и систем управления Федерального агентства по промышленности, доктор технических наук Борисов Ю.И.

С тематическими докладами на совещании выступили директор Межотраслевого центра проектирования, доктор технических наук, профессор Немудров В.Г. («Проблемы развития инфраструктуры

центров проектирования электронной компонентной базы (ЭКБ) в РФ»), проректор МИЭТ, доктор технических наук, профессор Беспалов В.А. («Инфраструктурный подход к развитию и поддержке центров проектирования ЭКБ в РФ»), исполнительный директор Института проектирования приборов и систем МИЭТ, доктор технических наук, профессор Путря М.Г. («Подготовка и переподготовка кадров на базе совместного российско-американского Института проектирования приборов и систем (МИЭТ – Cadence)»), заведующий кафедрой проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ, кандидат технических наук, доцент Сухопаров А.И. («О подготовке специалистов на базе учебного Центра «МИЭТ – Synopsys»»), заведующий кафедрой микроэлектроники МИЭТ, доктор технических наук, профессор Тимошенко С.П. («О перспективах подготовки специалистов на базе учебного Центра «МИЭТ – Mentor Graphics»»). В порядке обсуждения проблемы выступили руководители ведущих центров проектирования ЭКБ РФ.

По результатам обсуждения было принято решение о сотрудничестве организаций и предприятий, занимающихся проектированием и производством микроэлектронной компонентной базы, с МИЭТ в области заказной подготовки и переподготовки кадров.

**Всероссийская конференция инновационных проектов
аспирантов и студентов по приоритетному направлению
«Индустрия наносистем и материалы»
(16 – 17 ноября 2005 г.)**

В Московском государственном институте электронной техники (техническом университете) 16-17 ноября 2005 года прошла Всероссийская конференция инновационных проектов аспирантов и студентов по приоритетному направлению «Индустрия наносистем и материалы». Председатель оргкомитета – академик РАН, доктор технических наук профессор МИЭТ по научной работе, профессор Бархоткин В.А. Конференция проводилась по Федеральной целевой научно-технической программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники на 2002 – 2006 годы».

На конференции работала секция «Индустрия наносистем и материалы» под руководством профессора Бархоткина В.А. и кандидата технических наук, доцента Кострицкого С.М. С докладами выступили аспиранты и студенты из г. Москвы (МГУ им. М.В.Ломоносова, РХТУ им. Д.И. Менделеева, Химического колледжа РАН, МИЭТ, МГТУ им. Н.Э.Баумана, МИФХ и Э им. А.Н.Фрумкина, МФТИ (ГУ), ИРЭ, МГИЭМ, ГНЦ РФ ИТ и ЭФ), г. Санкт-Петербурга (СПб ГИТМО, СПб ГТИ (ГУ), СПб ГЭТУ «ЛЭТИ»), г. Тулы (ТГУ), г. Иванова (ИвГУ), г. Нижнего Новгорода (НГУ им. Н.И.Лобачевского), г. Саратова (СГУ), г. Воронежа (ВГТУ),

г. Волгограда (ВолГТУ), г. Волжского (ВПИ Волгоградского ГТУ), г. Казани (КГТУ), г. Челябинска (ЧГУ), г. Красноярска (СибГАУ), г. Новосибирска (НГТУ), г. Томска (ТУСУ, ТПУ), г. Юрги (ЮТИ Томского ПУ), г. Ставрополя (СевКГТУ), г. Уфы (ИФ М и К УНЦ РАН).

В рамках конференции проведен Всероссийский конкурс инновационных проектов аспирантов и студентов по направлению «Наносистемы и материалы» для последующего индивидуального анализа их инновационных перспектив, определения технологии финансовой поддержки, мониторинга лучших проектов и подготовки заявок для участия в программе «Старт», проводимой Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научной сфере.

Участникам конференции была предоставлена возможность познакомиться с работой лучших научных лабораторий МИЭТ. Активный интерес участников конференции вызвал Центр коллективного пользования «Нанотехнологии в электронике».

На заключительном пленарном заседании были подведены итоги работы конференции, участники получили методические рекомендации по дальнейшей работе над представленными проектами.

Международная научно-техническая конференция «Информационные технологии в науке, технике и образовании» (27 сентября 2005 г., Республика Абхазия, Пицунда)

С 27 сентября по 8 октября 2005 года в Абхазии (Пицунда) впервые прошла Международная научно-техническая конференция «Информационные технологии в науке, технике и образовании».

Организаторы и участники конференции: Академия инженерных наук им. А.М.Прохорова, ГНПО «Сухумский физико-технический институт» (СФТИ), Военно-топографическое управление Генштаба МО РФ, Московский государственный университет приборостроения и информатики, Московский энергетический институт и др.

Председатель оргкомитета конференции - вице-президент Академии инженерных наук им. А.М.Прохорова, доктор физико-математических наук, профессор, лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки РФ, член Международной ассоциации авторов научных открытий, Почетный профессор Шанхайской аэрокосмической академии Кубарев Ю.В.

На конференции работали секции: *авиационно-космические технологии; проблемы мониторинга, геоматики и навигации; инфракрасная оптоэлектроника; информационные технологии в образовании; химические технологии и материалы; разработка новых технологий; экология и медицина.* Было заслушано 79 докладов. В конференции приняли участие около 100 человек из 76 государственных, общественных и частных организаций России, Белоруссии и Абхазии. В составе участников конференции 36 докторов и 38 кандидатов наук, среди них 15 лауреатов Государственных и правительственных премий, 7 аспирантов.

На открытии конференции председатель оргкомитета Ю.В.Кубарев выступил с

приветственным словом и представил участникам конференции членов оргкомитета и руководителей секций. От имени Федерации космонавтики РФ и Российской академии космонавтики им. К.Э.Циолковского летчик-космонавт СССР А.Н.Березовой поздравил участников с открытием конференции, пожелал им успешной работы и хорошего отдыха. Выступили также и другие члены оргкомитета. От абхазской стороны от имени правительства республики выступил Дбар Р.С. – один из ведущих ученых-экологов Абхазии и Сабо Е.П. – заместитель директора ГНПО СФТИ по научной работе. Далее Председатель оргкомитета зачитал приветственные послания от Президента Республики Абхазия С.В.Багапша, а также от депутатов Государственной думы России.

На пленарном заседании с докладами выступили летчик-космонавт Березовой А.Н. («Российская программа пилотируемых полетов, состояние и перспективы»), вице-президент АИН им. А.М.Прохорова Кубарев Ю.В. («Полеты на Марс, электрореактивные двигатели прошлого, настоящего и будущего»), академик РАН Шевченко В.Я. («Структурная химия наномира»).

Тематика докладов на секциях была самой разнообразной – от анализа машинных, биологических и экономических систем, до проблем космической радиосвязи в исследованиях солнечной системы, от форматизации образования как фактора повышения качества обучения иностранных граждан в российских вузах до технологии создания экологических карт по материалам дистанционного зондирования Земли, от концепций гидроакустического мониторинга Черного моря

до термоэлектрических преобразователей в космической энергетике. Помимо секционной работы были организованы круглые столы по гуманитарным наукам: истории, философии и языка сенсорной информации.

На закрытии конференции выступили ректор Абхазского государственного университета, доктор физико-математических наук, профессор Гварамия А.А., заместитель генерального директора по науке ГНПО «СФТИ» Сабо Е.П. и главный эколог Абхазии Дбар Р.С., которые высоко оценили результаты конференции, высказали пожелание о дальнейшем проведении подобных мероприятий.

Руководители конференции встречались с премьер-министром Республики

Абхазия А.З.Анквабом, обсудили перспективы сотрудничества российских и абхазских ученых. Большая группа участников побывала в Сухумском физико-техническом институте, познакомилась с работой абхазских коллег, ранее тесно взаимодействовавших с крупнейшими научными центрами нашей страны. Их подвижнический труд все еще сохраняет научный потенциал СФТИ – одного из самых престижных исследовательских центров СССР.

В Москве председатель оргкомитета Ю.В.Кубарев провел заседание актива конференции, где был намечен ряд мероприятий по организации в Абхазии очередной Международной научно-технической конференции в более широком масштабе.

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

Тематика конференции

- 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

CONTENTS

Microelectronic technology

<i>E.S.Rembeza, S.I.Rembeza, T.V.Svistova, N.N.Dirda</i> Methods of Improvement of SnO ₂ Films Gas Sensitive Properties for Gas Sensors.....	3
<i>L.P.Batyunya</i> Technological Aspects of Producing Thin Film Structures for High-Temperature Superconductors.....	9
<i>V.I.Karakejan, A.S.Rabishenkova</i> Maintenance of Air Stream Uniformity in Pure Premises of High-Tech Manufacture	13

Microelectronic and semiconductor devices

<i>A.M.Belin, A.A.Gvaskov, A.Yu.Nikiforov, A.D.Popov, G.A.Rudakov</i> Multiplexer for Cooling Hybrid Multielement IR-Detector	18
<i>A.N.Lougin</i> Accounting of Tensosensitivity for Thick Film Resistors Based on Ru Compounds.....	25

Nanotechnology

<i>A.N.Belov, S.A.Gavrilov</i> Synthesis of Semiconductor Nanowires by Pulsed Current Electrodeposition of Metal with Subsequent Sulfurization	31
--	----

Microprocessor systems

<i>A.L.Pereverzev</i> Detection of Pulse Signals Using Median Filtration.....	36
---	----

Integrated radioelectronic devices

<i>V.V.Chistyukhin</i> Methods of Designing Ku-Band APAA Radiator for Satellite Television..	41
<i>E.S.Markosian</i> Use of Noise Level for Control of Semiconductor Products During Temperature Cycling	47

Information technologies

<i>A.I.Kornilov, V.S.Kalashnikov, O.V.Lastochkin, M.Y.Semenov</i> Construction Features of Multipliers modulo $2n - 1$	55
<i>V.I.Djigan</i> Inverse QR Decomposition in Multichannel FAP Algorithms	60

Measurement methods and technology

<i>O.A.Avtunich, A.A.Krasin</i> A Way to Evaluate Mismatch of Unit-Size Capacitors in Frequency Trimming Block of Crystal Oscillator	68
<i>M.D.Belsky, A.V.Suvorinov, T.S.Filipchuk, S.Yu.Shakhbazov</i> Calculation of Manufacturing Tolerances in Electrostatic Lenses for Electron-Beam Microcolumns.....	76
<i>M.I.Gorlov, D.J.Smirnov, D.L.Anufriev</i> Distinguishing Integrated Circuits by Reliability Using $1/f$ Noise	84

Brief reports

<i>V.B.Nikulin, N.V.Inozemtsev</i> Comparison of Statistical and Interval Methods to Accomplish Tasks of Measurement Means Graduation	90
<i>A.V.Alexeychuk, L.P.Batyunya, A.A.Raskin</i> Special Features of Cantilever Production Technology	92

Anniversaries

V.I.Murygin is 80 years old.....	94
----------------------------------	----

ABSTRACTS

MICROELECTRONICS TECHNOLOGY

Methods of Improvement of SnO₂ Films Gas Sensitive Properties for Gas Sensors

E.S.Rembeza, S.I.Rembeza, T.V.Svistova, N.N.Dirda

The comparative analysis of the electrophysical and gas sensitive characteristics of tin dioxide films doped with antimony, platinum and palladium, as well as of SnO₂+SiO₂ nanocomposites produced by reactive sputtering has been performed. The peculiarities of the influence of different impurities with concentration from 0,5 up to 3,0% on the properties of the films and nanocomposites based on tin dioxide have been determined. The future trends in application of the SnO₂ doped films and SnO₂+SiO₂ nanocomposites for fabrication of sensitive elements in gas sensors have been shown.

Technological Aspects of Producing Thin Film Structures for High-Temperature Superconductors

L.P.Batyunya

The technological process of producing film structures in the Zirconium – Titan – Plumbum – Oxygen and Bismuth – Strontium-Calcium-Copper-Oxygen system on the buffer layers of Plumbum Zirconate with the reproducible properties has been considered.

Maintenance of Air Stream Uniformity in Pure Premises of High-Tech Manufacture

V.I.Karakejan, A.S.Rabishenkova

The aerodynamic process of the air movement from the buffer volume (BV) to pure premises (PP) has been investigated. The dependencies of the throughputs of the filters and the factors of filtration upon the BV height have been presented. A number of the technical actions for maintenance of the air stream in state of emergency have been offered.

MICROELECTRONIC AND SEMICONDUCTOR DEVICES

Multiplexer for Cooling Hybrid Multielement IR-Detector

A.M.Belin, A.A.Gvaskov, A.Yu.Nikiforov, A.D.Popov, G.A.Rudakov

The integrated circuit for data readout (ROIC) from the multielement infrared diode matrix of 288×4 format has been presented. ROIC produced using the CMOS technology works in time delay and integration (TDI) mode with inner deselection of the sensitive elements with the controlled threshold selection. The parameters of designed ROIC for IR multi-row photodiode lines have been given.

Accounting of Tensosensitivity for Thick Film Resistors Based on Ru Compounds

A.N.Lougin

The experimental and theoretical investigations of tensosensitivity of thick film resistors based on the Ru compounds resistive pastes have been conducted. It has been shown that the thick film resistors provide a tensosensitivity anisotropy. The physical and mathematical model of the tensosensitivity coefficient of a thick film resistor in the space condition of the resistor has been proposed.

NANOTECHNOLOGY

Synthesis of Semiconductor Nanowires by Pulsed Current Electrodeposition of Metal with Subsequent Sulfurization

A.N.Belov, S.A.Gavrilov

The semiconductor nanowires of CdS and Cu_xS , embedded into porous anode alumina (PAA) by sulfurization of the metal precursors have been considered. PAA pores were filled with Cd and Cu by the ac electrochemical preparation while PAA layers remained on the Al substrate. The deposited metal and semiconductor wires have been characterized by the scanning electron microscopy and x-ray diffraction. The photovoltage spectroscopy has been applied to demonstrate the semiconductor behaviour of CdS nanowires manufactured by the proposed technique.

MICROPROCESSOR SYSTEMS

Detection of Pulse Signals Using Median Filtration

A.L.Pereverzev

The problem of pulse signal detection on a background of the combined noise in the system of the remote controlled aircraft has been determined. The detection has been executed by the statistical detector with the original structure combining the advantages of various methods of digital signal processing, such as the median filtration, methods of single readout and accumulation.

INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Methods of Designing Ku-Band APAA Radiator for Satellite Television

V.V.Chistyukhin

This paper deals with Ku-band APAA for satellite television radiating aperture design. The issues of the optimal radiator type and its electrical characteristics calculation and the antenna array design have been discussed.

Use of Noise Level for Control of Semiconductor Products During Temperature Cycling

E.S.Markosian

The properties of the polyphase filters have been described, the dependencies of the phase error upon the technological mismatch of the passive elements have been investigated, the analytical relations for the first-order and second-order filters, as well as the recurrent relations for the n-order filter have been obtained.

INFORMATION TECHNOLOGIES

Construction Features of Multipliers modulo $2n - 1$

A.I.Kornilov, V.S.Kalashnikov, O.V.Lastochkin, M.Y.Semenov

The realization methods of multipliers modulo $(2n - 1)$ have been shown. The timing and area comparison of different multiplier structures for the above mentioned values in standard cell basis has been made.

Inverse QR Decomposition in Multichannel FAP Algorithms

V.I.Djigan

This paper deals with a multichannel Fast Affine Projection algorithm of adaptive filtering. The algorithm uses two kinds of the fast inverse QR decomposition for the calculations of linear prediction filter weights and the prediction error energies that is the portion of the required calculations in such algorithms. The simulation results demonstrate the algorithm efficiency in comparison with the multichannel Normalized Least Mean Squares algorithm.

MRASUREMENT METHODS AND TECHNOLOGY

A Way to Evaluate Mismatch of Unit-Size Capacitors in Frequency Trimming Block of Crystal Oscillator

O.A.Avtunich, A.A.Krasin

The paper deals with the method of treatment of the experimentally measured frequency dependence upon the trim code for the integrated crystal oscillator having a frequency trimming block. It has been shown that the method allows to obtain the quartz crystal parameters, the crystal oscillator parasitics and also to evaluate an average capacitance and mismatch of the capacitors used in the frequency trimming block, which can not be obtained by direct measurement of the test structures because of the capacitance small level.

Calculation of Manufacturing Tolerances in Electrostatic Lenses for Electron-Beam Microcolumns

M.D.Belsky, A.V.Suvorinov, T.S.Filipchuk, S.Yu.Shakhbazov

The mathematical models for field and electron trajectories perturbations caused by the manufacture inaccuracy in focusing the diaphragm structures have been developed. The effect of the manufacturing imperfections for focusing the properties of the optimized 5-electrode microlens has been analyzed. The numerical relations with the electron-optical criteria permit to evaluate the manufacturing tolerances in any similar lenses.

Distinguishing Integrated Circuits by Reliability Using 1/f Noise

M.I.Gorlov, D.J.Smirnov, D.L.Anufriev

The noises of the integrated circuit have been examined. The perspectives of using the low-frequency noise as a predicting parameter of quality and reliability of the integrated circuits have been shown. The methods of distinguishing by reliability have been offered.

BRIEF REPORTS

Comparison of Statistical and Interval Methods to Accomplish Tasks of Measurement Means Graduation

V.B.Nikulin, N.V.Inozemtsev

In this paper, the main theoretical bases of the statistical method, which are the majors while accomplishing the task of the measurement means graduation, have been considered. The analysis of these bases has been performed, and the conclusion on the integrated method priority to the statistical one while solving this applied problem has been made.

Special Features of Cantilever Production Technology

A.V.Alexeychuk, L.P.Batyunya, A.A.Raskin

The study results of the manufacture process of the cantilevers for the scanning probe microscopy have been presented. The technology specific feature is using in creation of the cantilever needles of the local masking cover in the shape of a square truncated under 135° angles. The produced cantilevers are characterized by an improved ratio of the needles.

CONFERENCES

International Scientific-Technical Conference <<Electronics and Computer Science – 2005>> (November 23-25 2005).

International school-conference on priority trends of science and engineering developments with participation of young scientists, post-graduates and students of CIS member-states (November 23–24, 2005).

Inter-branch meeting concerning training and retraining of specialists in designing of up-to-date electron component basis and microelectronic systems (November 22, 2005).

All-Russian Conference on Innovation Projects of post-graduates and students with respect to priority field <<Industry of nanosystems and materials>> (November 16-17, 2005).

International Scientific-Technical Conference <<Information technologies in science, engineering and education>> (09.27 – 10.08, 05, Abhazia).

Информация для читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Вы можете оформить подписку на 2006 г. в редакции с любого номера. Стоимость одного номера – 450 руб. (с учетом всех налогов и почтовых расходов).

Адрес редакции:

124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ, комн. 7232

Тел.: (495) 534-62-05. Факс: (495) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.miee.ru

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