

ТРА

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



4(64) 2006

ИЮЛЬ — АВГУСТ

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

2006 № 4 (64)

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ

Год издания 30-й

Год регистрации 1992

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Зарегистрирован в ВАК по разделам
“Физико-математические науки”,
“Технические науки”

Реферируется
в Украинском РЖ “Джерело” (г. Киев)
и в Реферативном журнале ВИНТИ
(г. Москва)

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив
Д.т.н. В. Н. Годованюк
К.т.н. А. А. Дашковский
Д.т.н. Л. С. Лутченков
Д.т.н. В. П. Малахов
Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин
В. А. Мингалёв
В. А. Проценко
Е. А. Тихонова

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов
Д.т.н. В. В. Баранов
К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. гл. редактора
Д.т.н. В. Т. Дейнеца
Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов
К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора
К.т.н. А. А. Ефименко,
ответственный секретарь
Д.ф.-м.н. Г. П. Ковтун
Л. М. Лейдерман
Д.т.н. С. Ю. Лузин
К.т.н. И. Л. Михеева
К.т.н. Ю. Е. Николаенко
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков
К.т.н. В. В. Рюхтин
Д.ф.-м.н. П. В. Серба
Д. х. н. В. Н. Томашик
Д.ф.-м.н. О. И. Шпотьок

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва,
Научно-производственное
предприятие «Сатурн»,
Одесский национальный
политехнический университет,
Редакция журнала «ТКЭА»

Техническая политика

Производство фотоэлектрических преобразователей и рынок кремниевое сырьё в 2006—2010 гг. *Наумов А. В.* 3

Электронные средства: исследования, разработки

Способ модуляции-демодуляции сигналов с квадратурным изменением угловой компоненты. *Коханов А. Б.* 9

PSpice-моделирование оптико-электронных локаторов. *Янко В. В.* 14

Ёмкость тонкого проводника прямоугольного сечения в микросхеме. *Конников И. А.* 18

Вопросы приборостроения

Система контроля выбросов токсичных газов на теплоэлектро-станции. *Максименко Ю. Н., Цвельх Ю. М.* 24

Ультразвуковой пьезокерамический преобразователь. *Пашаев Н. М.* 28

Функциональная микро- и нанoeлектроника

Оценка перераспределения потенциала в трехбарьерной структуре. *Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Болтаева Ш. Ш., Зоирова Л. Х.* 30

Прогнозирование разброса параметров полевых транзисторов с барьером Шоттки на GaAs. *Горев Н. Б., Коджеспирова И. Ф., Привалов Е. Н.* 36

Кремниевый термостатированный $p-i-n$ -фотодиод. *Добровольский Ю. Г.* 39

Координатно-чувствительный приемник на основе анизотропно-го оптикотермоэлемента. *Ащеулов А. А., Гуцул И. В., Фотий В. Д.* 42

Оптимизация изготовления высоковольтного горизонтального r -канального МОП-транзистора. *Леонов Н. И., Лемешевская А. М., Дудар Н. Л., Гетьман С. Н.* 45

Обеспечение тепловых режимов

Кулеры на тепловых трубах для теплонагруженных компонентов персональных компьютеров. *Рассамакин Б. М., Рогачёв В. А., Хайр-насов С. М.* 48

Технологические процессы и оборудование

Источник питания для контактной микросварки с программируемой формой сварочного импульса. *Паэранд Ю. Э., Бондаренко А. Ф.* 51

Технологические источники ионов на основе контрагированных разрядов. *Никитинский В. А., Журавлев Б. И.* 55

Физико-технологические основы получения резкого $p-n$ -перехода. *Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Юлдашев Ш. Ш., Болтаева Ш. Ш.* 59

Материалы электроники

Взаимодействие атомарного водорода с поверхностью монокристаллов кремния. *Жавжаров Е. Л., Матюшин В. М.* 61

Библиография

Новые книги 8, 13, 17, 50, 60

В портфеле редакции 58

Выставки. Конференции 27, 64, 2-я, 3-я, 4-я стр. обл.

ЗМІСТ

Технічна політика

Виробництво фотоелектричних перетворювачів та ринок кремнієвої сировини у 2006—2010 рр. *Наумов А. В.* (3)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Спосіб модуляції-демодуляції сигналів з квадратурним змінням кутової компоненти. *Коханов О. Б.* (9)

PSpice-моделювання оптико-електронних локаторів. *Янко В. В.* (14)

Ємність тонкого провідника прямокутного перерізу у мікросхемі. *Конников І. А.* (18)

Питання приладобудування

Система контролю викидів токсичних газів на теплоелектростанції. *Максименко Ю. М., Цвельх Ю. М.* (24)

Ультразвуковий п'єзокерамічний перетворювач. *Пашаєв Н. М.* (28)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Оцінка перерозподілу потенціалу у трьохбар'єрній структурі. *А. В. Каримов, Д. М. Йодгорова, Ш. Ш. Болтаєва, Л. Х. Зоїрова* (30)

Прогнозування розбіжності параметрів польових транзисторів з бар'єром Шоткі на GaAs. *Горев М. Б., Коджеспірова І. Ф., Привалов Є. М.* (36)

Кремнієвий термостатований $p-i-n$ -фотодіод. *Добровольський Ю. Г.* (39)

Координатно-чуттєвий приймач на основі анізотропного оптикотермоелемента. *Ацелулов А. А., Гуцул І. В., Фотій В. Д.* (42)

Оптимізація виготовлення високовольтного горизонтального p -канального МОН-транзистора. *Леонов М. І., Лемешевська А. М., Дудар Н. Л., Гетьман С. М.* (45)

Забезпечення теплових режимів

Кулери на теплових трубах для тепловантажених компонентів персональних комп'ютерів. *Расамакін Б. М., Рогачов В. А., Хайрнасов С. М.* (48)

Технологічні процеси та обладнання

Джерело живлення для контактної мікрозварювання з програмованою формою зварювального імпульса. *Паєранд Ю. Е., Бондаренко О. Ф.* (51)

Технологічні джерела іонів на основі контрагированих розрядів. *Нікітінський В. А., Журавльов Б. І.* (55)

Фізико-технологічні основи отримання різкого $p-n$ -перехода. *Каримов А. В., Йодгорова Д. М., Юлдашев Ш. Ш., Болтаєва Ш. Ш.* (59)

Матеріали електроніки

Взаємодія атомарного водню з поверхнею монокристалів кремнію. *Жавжаров Є. Л., Матюшин В. М.* (61)

CONTENT

Technical polytic

Manufacture of photo-electric converters and market of silicon raw material in 2006 — 2010. *Naumov A. V.* (3)

Electronic means: investigations, development

Method modulation and demodulation signals with quadrature change angle constituent. *Kokhanov A. B.* (9)

PSpice modeling of optical locators. *Yanko V. V.* (14)

The capacitance of a thin conductor with a rectangular cross-section in an integrated circuit. *Konnikov I. A.* (18)

Questions of instrument making

The monitoring system of emissions of toxic gases on thermal power station. *Maksimenko Y. N., Tsvelych Y. M.* (24)

The ultrasonic piezoceramic converter. *Pashaev N. M.* (28)

Functional micro- and nanoelectronics

Estimation of redistribution of potential in three-barrier structure. *Karimov A. V., Yodgorova D. M., Boltaeva Sh. Sh., Zoirova L. Kh.* (30)

Prediction of GaAs metal-semiconductor field-effect transistor parameter spread. *Gorev N. B., Kodzhespirova I. F., Privalov E. N.* (36)

Silicic thermally stabilized $p-i-n$ -photodiode. *Dobrovolsky Yu. G.* (39)

Coordinate-sensitive detector based on anisotropic opticothermoelement. *Ascheulov A. A., Gutsul I. V., Photy V. D.* (42)

The high-voltage lateral p -channel MOS-transistor making optimization. *Leonov N. I., Lemeshvskaya A. M., Dudar N. L., Getzman S. N.* (45)

Ensuring of thermal modes

Coolers based on heat pipes for thermally loaded devices of personal computers. *Rasamakin B. M., Rogachev V. A., Khayrnasov S. M.* (48)

Technological processes and development

The source of power supply for the contact microwelding with the programmable form of welding impulse. *Paerand Yu. E., Bondarenko A. F.* (51)

Engineering ion sources on basis contracting discharges. *Nikitinsky V. A., Zhuravlyov B. I.* (55)

Physical-technological bases of reception sharp $p-n$ -transition. *Karimov A. V., Yodgorova D. M., Yuldashev Sh. Sh., Boltaeva Sh. Sh.* (59)

Materials of electronics

The influence of atomic hydrogen on surface of monocrystals of silicon. *Zhavzharov E. L., Matushin V. M.* (61)

При первом знакомстве с журналом или при просмотре всех его номеров за 30 лет взгляд обязательно выхватывает имя главного редактора и состав редакционной коллегии. Это как бы прединформация о журнале, о его уровне, о его качестве. Именно эти люди несут моральную ответственность за журнал — на верное, самую трудную.

Стал историей первый (1976 г.) состав редакционной коллегии журнала (тогда еще не журнала, а отраслевого сборника, в котором ни состав редколлегии не показывался, ни даже место издания). Судьба так распорядилась, что спустя 20 лет журнал остался не только без редколлегии, не только без редактора, но и без редакции. Можно сказать, от журнала осталось одно название... Оказалось, что это не так уж и мало.

В 1997 году была сформирована новая редакционная коллегия во главе с первым редактором журнала В. С. Доброером. В разные годы своим именем и бескорыстной работой журнал поддерживали В. А. Арбузников, О. П. Басюк, В. А. Бомко, А. Л. Вайнер, П. П. Воробийченко, А. Г. Горлицын, Ю. А. Долгов, А. Н. Золотко, В. В. Зубарев, Ф. Д. Касимов, В. В. Ковальчук, С. В. Ленков, В. Г. Лукомский, А. В. Мисюра, В. Ф. Моисеев, О. Н. Негоденко, Е. А. Пархоменко, В. И. Попов, Д. А. Сеченов, В. В. Сибиряков, В. А. Сокол, Ю. Е. Спокойный, В. Б. Ткаченко, Л. Д. Токаренко, Т. С. Шишияну. Именно с ними делит и славу, и упреки редакционная коллегия сегодняшнего журнала.

В 2005 г. был проведен анализ условной эффективности работы редакционных коллегий украинских ВАКовских журналов по разделу физ.-мат. наук, в число которых входит и журнал "ТКЭА". В опубликованном рейтинге из 92 журналов неанглоязычной группы редакционная "ТКЭА" заняла пятую строчку. Неплохо.

А. В. НАУМОВ

Россия, ООО «КВАР»

Перепечатано из журнала "Известия вузов. Материалы электронной техники", № 2'2006

ПРОИЗВОДСТВО ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И РЫНОК КРЕМНИЕВОГО СЫРЬЯ В 2006—2010 гг.

На основе публикаций последних лет сделан обзор современных планов производства фотоэлектрических преобразователей на кремнии, рассмотрены вопросы обеспеченности сырьем (поликремнием) и меры, направленные на снижение возникшего в 2003—2004 гг. дисбаланса между возможностями производства поликремния и потребностью в нем.

Темпы роста и планы развития «солнечной» энергетики, которые намечают промышленно развитые страны, впечатляют масштабностью (рис. 1). К 2031 г. в мире планируется иметь совокупную установленную мощность электрогенераторов на солнечной энер-

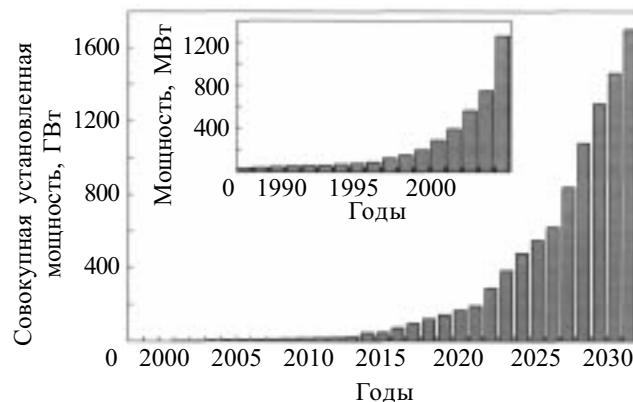


Рис. 1. Прогнозируемая динамика мирового ФЭП-рынка в 1999—2031 гг.

Вставка: динамика ФЭП-рынка в 1988—2004 гг.

гии 1700 ГВт (для сравнения: в 2004 г. — 1256 МВт, см. рис. 1, вставка). Если сегодня солнечная энергетика занимает менее 1% в общемировом балансе произведенной электроэнергии, то к 2040 г. эта доля должна возрасти до 30%. Подобные масштабные «нециклические» планы всегда настаивают. История фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) насчитывает 30 лет, и за это время периоды оптимизма (во времена роста цен на нефть) сменялись сдержанностью. Стоимость 1 кВт·ч электрической энергии, полученной с помощью ФЭП, остается довольно высокой по сравнению с традиционными видами электроэнергии (рис. 2), хотя дальнейшие прогнозы оптимистичны (рис. 2, вставка). Подобные кривые роста гово-

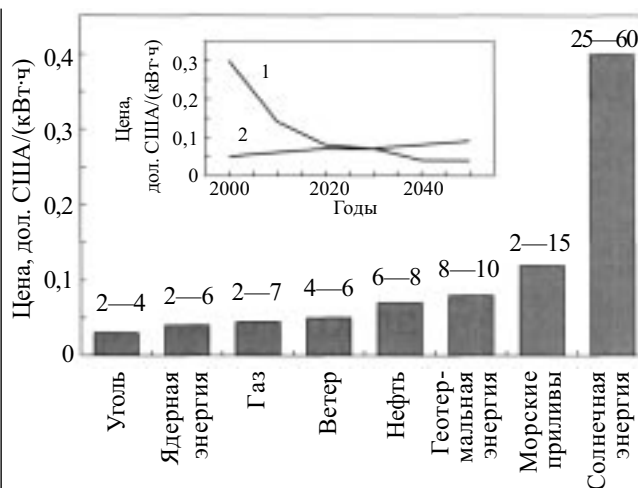


Рис. 2. Типичные значения стоимости генерации 1 кВт электроэнергии различными методами (данные по Европе и США за 2003—2004 гг.).

Вставка — прогноз изменения цен на электроэнергию: 1 — солнечная энергия; 2 — нефть/газ

рят о том, что эти планы носят «нерыночный» характер и, скорее, являются декларацией намерений промышленно развитых государств ослабить свою зависимость от поставщиков традиционных энергоносителей. Таким образом, как это ни парадоксально, сегодняшний бурно растущий рынок солнечной энергетики является нерыночным по своей сути.

Однако начиная с 2004 г. некоторые наиболее крупные производители модулей и систем (вначале в Японии, а потом и в Европе) впервые стали фиксировать в отчетах прибыль с учетом всевозможных льгот со стороны своих государственных органов. Это может означать, что мы являемся свидетелями не традиционного оживления интереса к солнечной энергетике из-за высоких цен на нефть, а начала более масштабного процесса — запуска действия рыночных механизмов в отрасли.

В настоящее время производство ФЭП, а значит, и производство легированных бором монокристаллов (~33% всех ФЭП) и специальных крупноблочных литых поликристаллов кремния, их часто называют мультикристаллами (~56% всех ФЭП), быстро развивается. (По мнению многих, такая структура производства сохранится примерно до 2010 г.) Рост производства ФЭП вызвал в 2005 г. нехватку сырья для производства кристаллов поликремния [1—4].

ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОЛИТИКА

Цель работы — краткий обзор сложившегося после 2004 г. положения в области производства поликремния для солнечной энергетики, оценка все время нарастающего дисбаланса между производством и потребностью и обзор основных путей снижения этого разрыва на период 2006—2010 гг.

Общая ситуация

Первоначально (до 2000—2001 гг.) сырьевой базой солнечной энергетики являлись отходы «электронной» индустрии: некондиционный (off-grade) поликремний, получаемый в цикле производства поликремния электронного качества, — куски слитков с повышенным содержанием лимитирующих примесей, например углерода (~7—8% от общего произведенного количества поликремния), а также верхние и нижние конусы выращенных слитков кремния «электронного» качества (~10% от общего количества выращенных кристаллов).

Теперь источники сырья изменились: свыше 60% общей потребности обеспечивает поликремний, специально произведенный для солнечной энергетики двумя путями:

— по традиционной, но «упрощенной» технологии (либо прутки поликремния, полученные осажде-

нием из трихлорсилана (ТХС) в «сименсовских» реакторах, либо гранулы поликремния, полученные пиролизом моносилана в реакторах вихревого слоя конструкции МЕМС);

— по технологиям, специально разработанным для производства «солнечного» поликремния.

По-прежнему используется некондиционный поликремний «электронного» качества (~14% потребности), а также верхние и нижние конусы и тигельные остатки слитков кремния «электронного» качества (18—20% от потребляемого количества).

Основные производители поликремния, которым принадлежит свыше 90% рынка, перечислены в **табл. 1**, в **табл. 2** приведен пример балансового расчета, который производят для оценки потребности в сырье для производства заданного количества ФЭП.

Несмотря на невысокую точность такого расчета, очевидно, что дефицит сырья на рынке, впервые появившийся в 2004 г., в дальнейшем будет расти. Подобные оценки проведены до 2010 г., когда ожидаемый «дефицит» вырастет, по разным оценкам, до ~8—10 тыс. т (**рис. 3**). Слово «дефицит» взято в кавычки, т. к. будет правильнее назвать эту величину «условным дефицитом» и уподобить «движущей силой», давящей на рынок и побуждающей всех участников рынка принимать активные меры по снижению дисбаланса спроса и предложения.

Таблица 1
Производство поликремния (в тоннах) в период с 2000 по 2005 г.

Фирмы-производители (страна)	Годы					
	2000	2001	2002	2003	2004	2005
HEMLOCK (США)	4600	4300	5100	5300	7800	7800
Wacker (Германия)	3700	3000	4000	4200	4200	5000
Tokeyama Soda (Япония)	2600	3300	3600	4000	4800	800
Mitsubishi Material Poly Si (Япония)	1450	1200	1400	1400	1600	1600
Mitsubishi Material Poly Si USA (США)	800	800	1000	1000	1200	1200
Italy МЕМС (Италия)	1000	1000	1000	1000	1000	1000
USA МЕМС (США)	1000	1000	1500	1500	2000	2100
Sumitomo Titanium (Япония)	630	700	700	700	700	700
ASiMi (США)	2600	2500	1900	2150	2400	2400
SGSil (США)	0	0	150	1900	2100	2200
Всего:	18380	17800	20350	23150	27800	28800
В том числе:						
для электроники	15380	14800	15400	16350	20800	21100
для солнечной энергетики	3000	3000	4950	6800	7000	7700

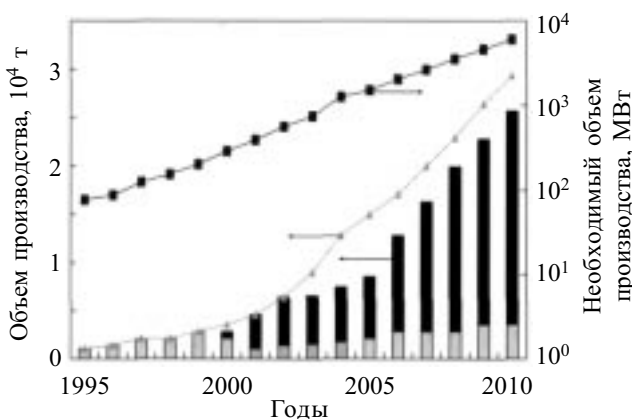


Рис. 3. Несоответствие между наличием и потребностью кремния «солнечного» качества (1995—2010 гг.) и выпуск солнечных модулей (источник — Wacker Polysilicon): ■ солнечный поликремний; ■ скрап «электронного» кремния; ▲ общая потребность в солнечном кремнии; ■ производство солнечных модулей

Таблица 2
Баланс производства и потребления (в тоннах) поликремния в солнечной энергетике за период с 2000 по 2005 г.

Статьи баланса	Годы					
	2000	2001	2002	2003	2004	2005
Производство поликремния:						
выращенный специально для солнечной энергетики	3000	3000	4950	6800	7000	7700
некондиционный (7,5% от поликремния для электроники)	1162	1110	1155	1226	1560	1583
верхние и нижние конусы «электронных» слитков и тигельные остатки (~10%)	1530	1480	1540	1635	2080	2110
Итого:	5692	5590	7645	9661	10640	11393
Потребление*:	3367	4576	6552	8684	11349	13221
Баланс:	+2325	+1014	+1093	+9	-709	-1828

* Потребление определяется как произведение объема выпуска солнечных элементов (в МВт) на норму расхода кремния (13 т) для производства 1 МВт (13 т/МВт).

Общие возможные подходы

Получить исходный поликремний «солнечного» качества (poly-Si^{sol}) для выращивания кристаллов «солнечного» кремния можно различными путями:

— традиционные подходы, основанные на переводе металлургического кремния в форму хлорсиланов и моносилана с последующей очисткой и восстановлением;

— подходы, основанные на очистке металлургического кремния до степени, соответствующей необходимым требованиям;

— подходы, основанные на получении кремния из особо чистого кварца путем его восстановления с последующей доочисткой.

К нетрадиционным подходам можно также отнести работы по получению poly-Si^{sol} из металлургического кремния методом очистки иодида кремния через газовую фазу или через реакции металлургического кремния с этиловым спиртом на катализаторе с последующим восстановлением моносилана.

Источник poly-Si^{sol} — традиционные производители поликремния

Основные производители поликремния (рис. 4), такие как HEMLOCK, Wacker Chemie, Italy MEMC, Tokuyama Soda и др., используют классический сименсовский реактор, в котором U-образные слитки поликремния получают при 1100—1200°C водородным восстановлением ТХС, осаждаясь на затравочные прутки кремния. Компания ASiMi, принадлежащая японской Komatsu и расположенная в США (Montana), использует разновидность сименсовского реактора, в котором при температуре ~800°C идет разложение моносилана с осаждением на затравочный пруток кремния. MEMC USA разработала и использует процесс получения гранул поликремния в реакторах «с кипящим слоем» (fluidized bed reactor). При температуре ~600°C моносилан разлагается и образуются гранулы диаметром до 2 мм.

В России после ликвидации в 2003 г. производства поликремния на ПХМЗ не осталось действующих производств. Последние годы идет создание производства поликремния в рамках конверсии Красноярского горно-химического комбината.

На Украине мощности по производству поликремния на ЗТМК (после закрытия в 1997 г. цеха № 26 по производству ТХС) и в Волновахе (на Донецком ХМЗ — с 1998 г.) простаивали. В последнее время предпринимаются попытки их восстановления.

В 2004 г. общий выпуск поликремния в Китае составил ~100 т. (При этом выпуск монокристаллического кремния — 1500 т, из которых 910 т — для солнечной энергетики.)

Дальнейшая динамика производства поликремния в Китае приведена в табл. 3. Необходимо отметить, что в Китае на всех предприятиях поликремний «электронного» и «солнечного» качества по-

лучается при использовании одинаковых технологий и оборудования. Удешевление производства «солнечного» кремния (иногда его называют «non-prime silicon») достигается путем упрощения некоторых стадий техпроцесса: снижение требований к глубине очистки ТХС или моносилана, скорости осаждения и т. д. Исключение составляет Solar Grade Silicon (SGSi) — предприятие, созданное в 2002 г. компаниями ASiMi LLC и Silicon Technologies AS специально для производства только poly-Si^{sol} (мощность ~2000 т/год). Используется двухстадийная технология, состоящая из получения ТХС и тетрахлорида из металлургического кремния. ТХС реакцией с тетрахлоридом кремния далее переводится в моносилан, из которого осаждением из газовой фазы в специально разработанных реакторах получают poly-Si^{sol}.

Кроме того, существуют разновидности традиционных «хлорных» технологий получения poly-Si^{sol}, разработанных специально для солнечной энергетики.

1. Wacker Chemie разработала технологию получения гранул кремния «солнечного» качества используя реакцию разложения ТХС в «реакторе с кипящим слоем». В отличие от универсальной технологии MEMC, такой кремний, имея более низкую чистоту, может использоваться только для «солнечных» целей. На заводе в Burghausen в 2006 г. планируется выход на полную мощность 5000 т/год.

2. Tokuyama Soda сообщает, что работает над собственной технологией poly-Si^{sol}, используя высокотемпературное разложение ТХС с осаждением на подложку. В 2006 г. планируется начало промышленных испытаний.

3. В 2003 г. Solar World AG и Degussa сообщили о создании совместного предприятия Joint Solar Silicon GmbH для производства poly-Si^{sol} методом разложения моносилана и осаждения его на разогретые стенки кремниевых труб. Полунепрерывная технология разработана американской компанией GT Solar Technologies. Планируется выход на производство до 1000 т/год в 2006 г. и далее до 5000 т/год.

4. Норвежская компания Renewable Energy Corp. (REC) и ASiMi проводят исследования на базе суще-

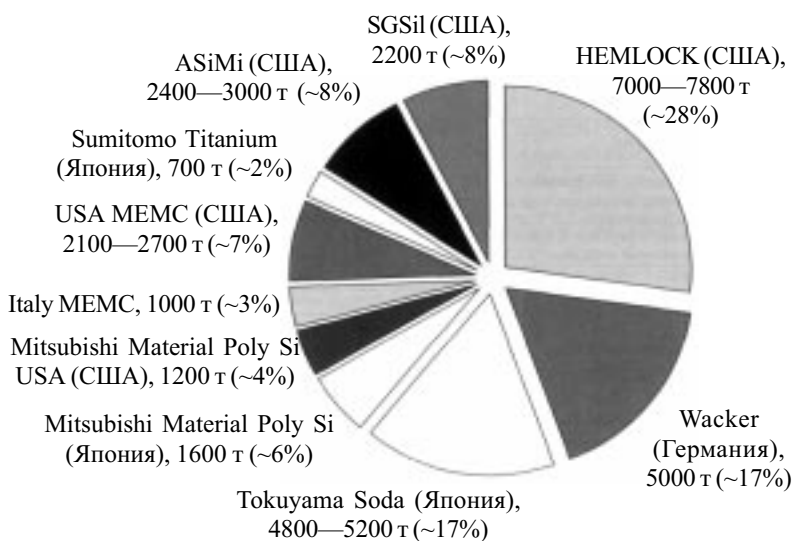


Рис. 4. Производство поликремния в мире в 2005 г. (ожидаемое)

Производство поликремния в Китае

Наименование предприятия	Город, провинция	Объем производства, т					Примечания
		2005 г.	2006 г.	2007 г.	2008 г.	2009 г.	
Ermei	Ermei, Sichuan	80	180	180	180	180	Расширение существующего производства
Xinguan Silicon	Leshan, Sichuan	—	—	1250	3260	3260	Новое производство
Luoyang Zhong Silicon	Luoyang Henan	30	300	3000	3000	3000	Расширение существующего производства
Luoyang Mono Crystal Silicon	Luoyang Henan	30	30	30	30	30	Существующее производство
Chongjing Jin Yi	Chongjing	—	—	—	—	1000	Новое производство
Applied Physics Institute	Hen an Province	—	—	2000	2000	2000	Новое производство
Jin Hua Ye liang	Linghai, Liaoning	—	—	—	—	1000	Новое производство, перспективы неясны
SMIC	Chengdu, Sichuan	—	—	—	—	3000	Новое производство, окончательное решение будет принято в конце 2006 г.
Shi Zui Shan	Gansu Province	—	—	—	—	1000	Новое производство
Итого:		140	510	6460	8470	14470	

ствующих мощностей ASiMi с целью усовершенствования процесса, используемого ASiMi, и повышения объема выпуска poly-Si^{so1} до 2300 т/год, а потом и до 5000 т/год. REC объявила о покупке 75% акций ASiMi и изменении номенклатуры выпускаемой продукции ASiMi от «электронного» к «солнечному» поликремнию [3—5].

Источник poly-Si^{so1} — нетрадиционные подходы

Металлургический кремний с уровнем чистоты ниже 99,5%, содержащий Al (1200—2000 ppm), Fe (1600—2000 ppm), Ti (150—200 ppm), Ca (400—900 ppm), B (20—60 ppm), P (30—70 ppm), C и O (300—500 ppm), по цене ~1 дол. США/кг представляется многим как идеальный исходный материал для получения дешевого poly-Si^{so1}, минуя перевод кремния в хлорсиланы. Считалось, что т. к. для большинства примесей (кроме бора и фосфора) коэффициент сегрегации $k < 1$, кристаллизационная очистка может достаточно быстро привести к требуемому результату, и осталось только разработать методы очистки от бора и фосфора и создать производительную установку для кристаллизационной очистки. Для очистки от бора и фосфора изучаются различные методы. Одно время проблема казалась близкой к решению, однако и до сегодняшнего дня разработка не доведена до промышленной стадии. Многочисленные исследователи ищут сочетание различных физико-химических методов очистки расплава с последующей кристаллизационной очисткой:

— Japan Ferrous Engineering (JFE Steel, бывшая Kawasaki Steel), Wacker, NREL и др. осуществляют проекты получения «солнечного» кремния путем очистки металлургического (с 2001 г. JFE Steel начала производство поликремния (чистотой 99,9999%) для солнечных элементов в полупромышленных масштабах — до 200 т/год, в 2004 г. объем производства увеличился до 800 т/год);

— Siemens, Exxon, SolSilk, Wacker, Dow Corning и др. работают над получением poly-Si^{so1} карботермическим восстановлением чистого кварца;

— консорциум исследовательских компаний Energy Research Centre (Нидерланды), ScanArc Plasma Technologies и Sintef Materials Technology (Норвегия)

объявил в 2004 г. о разработке опытной технологии, состоящей из трех этапов очистки металлургического кремния, для снижения уровня примесей в кремнии с нескольких сотен ppm до необходимых 2—5 ppm и о создании опытной установки с производительностью 20 кг/ч;

— норвежское предприятие Elkem Solar (подразделение Elkem) представило в 2004 г. данные о том, что поликремний, полученный очисткой из металлургического кремния по разработанной этой фирмой технологии, при добавлении от 25 до 65% к загрузке из «электронного» поликремния позволяет получить ФЭП на мультикремнии с КПД ~16%. В настоящее время Elkem строит завод по выпуску такого поликремния. В 2005 г. в Норвегии создано предприятие ScanSell, которое предлагает элементы и модули, изготовленные по этой технологии;

— в России в рамках программы «Кремний России» в Институте геохимии СО РАН ведутся работы по получению «солнечного» кремния методами очистки (высокотемпературная очистка и барботирование расплава увлажненными газами) рафинированного технического кремния, полученного карботермическим восстановлением чистых природных кварцитов Восточной Сибири. Также интересны полученные в 2005 г. результаты по изучению рафинирования расплава кремния методом электропереноса примесей в магнитном поле.

Однако в настоящее время еще никто не вышел на промышленный объем получения poly-Si^{so1}, удовлетворяющего требованиям производителей кристаллов и приборов. В отличие от универсальных традиционных технологий при использовании такого материала требуется тесная «привязка» к технологическому процессу получения ФЭП. Так, при использовании poly-Si^{so1}, разработанного Elkem Solar, удалось получить ФЭП с высоким КПД введением стадии дополнительного отжига диффузионного слоя [6—9].

Резерв «солнечного» кремния, получаемый при выращивании «электронного» кремния. Традиционно для выращивания кристаллов используют части слитков «электронного» кремния p -типа проводимости с удельным электрическим сопротивлением $\rho > 0,5$ Ом·см и n -типа с $\rho > 3$ Ом·см. Последние собы-

тия вынудили производителей использовать более широкие диапазоны удельного электрического сопротивления — применять сильнолегированный кремниевый скрап *n*- и *p*-типа проводимости.

1. Сильнолегированный кремниевый скрап *n*-типа (части слитков и тигельные остатки с $\rho \ll 1 \dots 3 \text{ Ом}\cdot\text{см}$) образуется в электронной промышленности в количестве 1300—2600 т/год, что эквивалентно возможности получения дополнительных 100—200 МВт/год. Его пытаются использовать по двум направлениям. Во-первых, это разработка и производство p^+n -структур для ФЭП вместо привычных n^+p -структур. Немаловажно, что ФЭП на кремнии *n*-типа, полученном методом Чохральского, не подвержен известному эффекту деградации характеристик ФЭП, вызванному облучением светом метастабильных комплексов бор—кислород, на легированном бором кремнии. Во-вторых, ряд исследователей (например, в Токийском университете, Япония) разработали технологию электронно-лучевой очистки сильнолегированного скрапа *n*-типа от легирующей примеси (фосфора, сурьмы) до уровня $\sim 20 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ (*n*-тип).

2. Сильнолегированный кремниевый скрап *p*-типа — это части слитков и тигельные остатки с содержанием бора 50—400 ppm. Их образуется порядка 2000—3000 т/год. Вовлечение этих количеств в «солнечную» энергетику эквивалентно возможности получения дополнительных 150—250 МВт/год. Удачный подход продемонстрировала компания Crystal Systems, разработав технологию очистки от бора путем обработки расплава кремния (от 60 до 140 кг за цикл) увлажненным аргоном. Первоначально эта технология разрабатывалась для очистки металлургического кремния от бора, фосфора и углерода. Тогда удалось снизить содержание бора с 20—60 до $\sim 0,3 \text{ ppm}$ ($\sim 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$), однако для фосфора и углерода снижение оказалось недостаточным. В случае переработки сильнолегированного «электронного» скрапа *p*-типа технология оказалась удачной и позволяла снизить содержание бора на несколько порядков (до $\sim 1 \text{ ppm}$ или $\sim 0,4 \text{ Ом}\cdot\text{см}$). Путем последующей кристаллизации по Чохральскому или методом бестигельной зонной плавки удается получать слитки кремния для производства ФЭП.

Резерв «солнечного» кремния, получаемый при резке слитка на пластины. Ежегодно в электронной промышленности используются примерно 5—10 млн «тестовых» пластин, которые потом покупает солнечная энергетика. Бракованные электронные пластины, лом и прочие остатки также поступают для переработки в солнечную энергетику. Крупным неиспользованным резервом остается шлам после резки слитка кремния на пластины, состоящий из кремния, масла (или иного реагента, используемого в режущей суспензии), карбида кремния, железа, диоксида кремния и прочих примесей. Подсчитано, что при производстве каждого мегаватта пикового (МВт_п) «солнечной» электроэнергии образуется $\sim 30 \text{ т}$ такого шлама, содержащего 5 т кремния. Ставится задача вернуть 75% этого количества (т. е. 3,8 т/МВт_п) в производство. Консорциум из Organsynth SA, ScanWafer A/S, EPM и HCT Shaping Systems пытается решить

эту задачу. НСТ разработала оборудование, позволяющее с 90%-ной эффективностью разделить сепарацией шлам и получить твердую фракцию, содержащую до 22% свободного кремния и 8% железа.

Дальнейшая очистка кремния проводится фирмой EPM плазменным методом. Проект функционирует в опытной стадии.

Достаточно очевидным направлением дальнейшего развития является переход на все более тонкие пластины кремния. Перспективы в этом направлении приведены на рис. 5 [5, 6, 10].

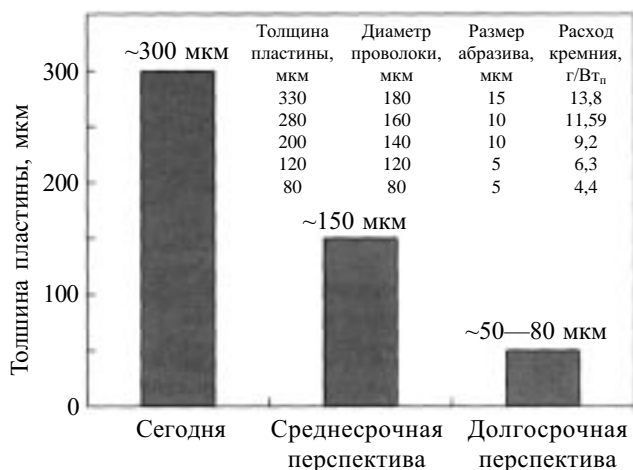


Рис. 5. Динамика толщины пластин кремния для ФЭП

Закключение

В настоящее время стоимость сырья для производства моно- или мультикристаллов для ФЭП стремительно растет. Если в 2003 г. нормальной считалась цена поликремния 23—24 дол./кг, то в 2005 г. — 45—50 дол./кг, а в 2006 г. цена составляет 80—100 дол./кг для производителей ФЭП (США, Европа, Япония), имеющих долгосрочные контракты с производителями поликремния, и выше 150—180 дол./кг для производителей, не имеющих регулярных контрактов и покупающих сырье на спотовом рынке (Россия).

Все меры, направленные на экономии расхода кремния для производства 1 кВт «солнечной» энергии, начиная от повышения КПД ФЭП, вовлечения в производство различного скрапа и до резки более тонких пластин, приведут, по оценкам аналитиков, к результатам, представленным на рис. 6.

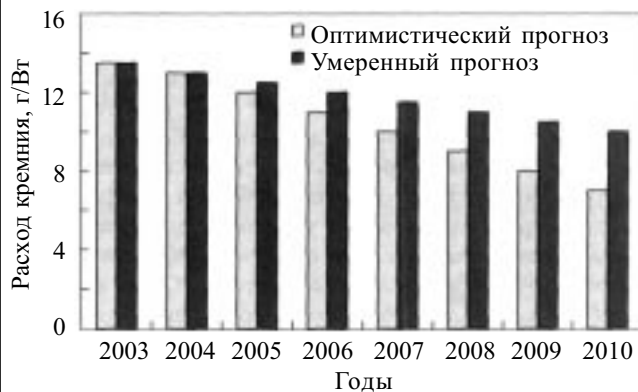


Рис. 6. Прогноз снижения расхода кремния на солнечные элементы (на 1 Вт)

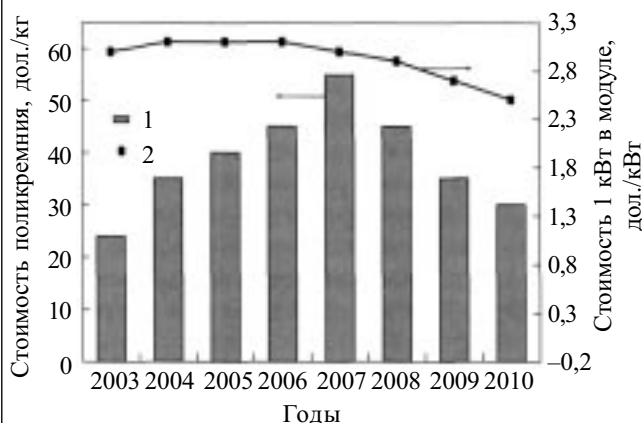


Рис. 7. Прогноз динамики стоимости сырья для ФЭП (диаграмма) и стоимости производимой модулем электрической энергии (кривая) на период 2005—2010 гг. (Стоимость поликремния показана достаточно условно: для крупных потребителей, имеющих долгосрочные контракты с производителями поликремния)

С другой стороны, движение от производителей поликремния, стремящихся увеличить выпуск, приведет к тому, что когда-нибудь цена сырья вернется к уровню 2003—2004 гг. Самые оптимистические оценки (без учета инфляционной составляющей) приведены на рис. 7.

Если такие прогнозы верны, то это означает, что ближайшие 5 лет станут для российской кремниевой промышленности самыми ответственными за последние годы:

— для немалого числа российских предприятий по получению монокристаллического кремния, работающих на ввозимом сырье, ситуация в 2005—2010 гг. может стать крайне тяжелой;

— эти же 5 лет могут оказаться исключительно благоприятными для завершения проекта организации производства поликремния в России, т. к. инвестиционная привлекательность уже созданных активов будет высока (но только до 2010 г.).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Maycock P. I / PV News. 2004. V. 19. N 2. (www/pvenergy.com).
2. European Photovoltaic Projects 1999—2002 Europ. Comm. 2003. V. A-3. P. 194. (www.europa.eu.int).
3. Rogol M. Solar Power // CLSA Asia-Pacific Markets, 2004. P. 76 (www.clsa.com).
4. PV Status Report // Europ. Comm. DG JRC EUR 20850EN. 2003. P. 75 (www.pvdatabase.com).
5. Saitoh T. // 12th PVSEC.— Jeju (Korea), 2001.— P. 591.
6. EPIA Communication. 2004. N 1 (www.iea-pvps.org).
7. Strebkov D. S., Pinov A., Zadne V. V. et al. // Intern. Congress Business&Investment for Renewable Energy.— Moscow (Russia), 1999.— P. 22—32.
8. Peter K., Kopecek R., Pernau T. et al. // Mater. 31st IEEE PVSC.— Lake Buena (Florida), 2005.— P. 152—156.
9. Елисеев И. А., Непомнящих А. И., Бычинский В. А. // Третья Российская школа ученых и молодых специалистов по технологии получения кремния.— М., 2005.— С. 103—104.
10. Wang T. Я., Cizek T. F. // J. Electrochem. Soc. 2000. V. 147. P. 1945.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Полимерные материалы / Б. А. Виноградов, Г. П. Мещерякова, К. Е. Перепелкин; Амур. гос. ун-т; С.-Петербург. гос. ун-т.— СПб: Наука, 2006.— 50 л.

Монография посвящена рассмотрению структуры и физических (термических, оптических) свойств полимерных материалов, исследованию воздействия на них лазерного излучения различной интенсивности в ИК, видимом и УФ диапазонах, лазерным методам изучения их микро- и макроструктуры, научным основам лазерного нагрева, термической обработки, сварки, поверхностной и размерной обработки.

Для специалистов в области применения лазерных методов при изучении и обработке полимерных материалов, для преподавателей, аспирантов, студентов.

НОВЫЕ КНИГИ



Коваленко Л. В. Нанодисперсные металлические материалы с биологически активными свойствами / Л. В. Коваленко, Г. Э. Фолманис; Ин-т металлургии и материаловедения им. А. А. Байкова. — М.: Наука, 2006. — 11 л.

В монографии изложены результаты многолетних исследований, посвященных выбору оптимального способа получения функциональных нанопорошковых металлических материалов, обладающих биологической активностью. Выбран способ низкотемпературного водородного восстановления металлосодержащего сырья. Разработан технологический процесс и его аппаратное оформление. Проанализирован процесс восстановления нанокристаллического металлосодержащего сырья. Разработан способ прямого получения биологически активных сред импульсным лазерным облучением массивного металлического образца. Приведены результаты влияния нанопорошков металлов на биологические объекты. Рассмотрено использование нанокристаллических металлических материалов в растениеводстве, животноводстве, птицеводстве, рыбоводстве, кормопроизводстве.

Для ученых, инженерно-технических специалистов в области материаловедения и биологов, работающих в сельскохозяйственных отраслях агропромышленности.

К. т. н. А. Б. КОХАНОВ

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова
E-mail: skoh@mail.ru

Дата поступления в редакцию
21.03 2006 г.

Оппонент к. т. н. А. М. БЛИНОВСКИЙ
(ЦНИРТИ, г. Москва)

СПОСОБ МОДУЛЯЦИИ-ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ УГЛОВОЙ КОМПОНЕНТЫ

Разработан новый способ угловой манипуляции с квадратурной манипуляцией угловой компоненты для построения устройств кодирования-декодирования сигналов.

Развитие систем связи привело к увеличению спроса на цифровые каналы связи. Эта ситуация потребовала применения эффективного использования выделенного частотного диапазона, что привело к появлению исследований спектральной эффективности методов модуляции [1—3]. В радиорелейных и спутниковых каналах связи требуется также применение эффективных методов модуляции с постоянной огибающей. Примерами модуляции с постоянной огибающей являются квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (Offset QPSK — OQPSK) и манипуляция с минимальным сдвигом (minimum shift keying — MSK) [1].

Однако все эти методы являются разновидностями классической модуляции угловой компоненты гармонической составляющей [4, 5]. Повышение спектральной эффективности сигналов [2, 3] приводит к значительным трудностям по детектированию сигнала при использовании этих методов (например для OQPSK), что связано с очень малыми значениями разности между значениями фазы двух соседних значений фазового созвездия модуляции.

Целью данной работы является разработка нового способа угловой манипуляции с квадратурной манипуляцией угловой компоненты (КМУК) для построения устройств кодирования-декодирования сигналов. Результат достигнут путем использования методов интегрального исчисления и замены гармонической составляющей модулирующего сигнала для модуляции угловой компоненты векторным представлением модулирующего сигнала. В данной работе получено аналитическое представление цифровой манипуляции, которое обеспечивает получение высокой спектральной эффективности модулированного сигнала для сигналов с постоянной огибающей, и построение структурных схем для кодеков на основе КМУК.

Угловая модуляция с квадратурным изменением угловой компоненты

Для гармонического колебания

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Theta_0) = A_0 \cos \varphi(t) \quad (1)$$

с частотой ω_0 , амплитудой A_0 и начальной фазой Θ_0 набег фазы $\varphi(t)$, как известно [1, с. 197], за какой-

либо конечный промежуток времени от $t=t_1$ до $t=t_2$ будет равен

$$\begin{aligned} \varphi(t_2) - \varphi(t_1) &= (\omega_0 t_2 + \Theta_0) - (\omega_0 t_1 + \Theta_0) = \\ &= \omega_0 (t_2 - t_1). \end{aligned} \quad (2)$$

Из (2) видно, что угловая частота есть скорость изменения фазы колебания. В интегральной форме [4, с. 99] эти уравнения примут вид

$$\varphi(t_2) - \varphi(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt; \quad (3)$$

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (4)$$

Согласно (3) и (4), полную фазу высокочастотного колебания в момент t можно определить как

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \Theta_0, \quad (5)$$

где первое слагаемое в правой части определяет набег фазы за время от начала отсчета до рассматриваемого момента времени t , а Θ_0 — начальная фаза колебания в момент времени t_0 .

Так как в общем случае радиосигнал, несущий в себе информацию, можно представить в виде

$$a(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Theta(t)] = A(t) \cos \varphi(t), \quad (6)$$

то с учетом (5) фазу $\omega_0 t + \Theta(t)$ в (6) следует заменить на

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Theta(t) + \Theta_0. \quad (7)$$

Пусть

$$\Theta(t) = a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t, \quad (8)$$

где Ω — фаза модулирующего сигнала, a_n и b_n — амплитуды двоичных чисел, которые задаются правилами m -уровневой модуляции в зависимости от принятого значения M , например

$$a_n, b_n = \left. \begin{array}{ll} \left. \begin{array}{l} \pm 1; \pm 3 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7; \pm 9; \pm 11; \\ \pm 13; \pm 15 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7; \pm 9; \pm 11; \\ \pm 13; \pm 15; \pm 17; \pm 19; \pm 21; \\ \pm 23; \pm 25; \pm 27; \pm 29; \pm 31 \end{array} \right\} & \begin{array}{l} \text{при } M = 4 \\ \text{при } M = 8 \\ \text{при } M = 16 \\ \text{при } M = 32 \end{array} \end{array} \right\} (8.1)$$

от какого-то значения амплитуды U_0 .

Подставим (8) в (7) и получим математическое выражения для набега фазы:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + (\omega_d a_n \cos \Omega t + \omega_d b_n \sin \Omega t) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + \omega_d (a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t) + \Theta_0. \end{aligned} \quad (9)$$

Запишем с учетом (8) мгновенное значение частоты модулированного колебания (тока или напряжения), частота которого меняется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_d (a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t), \quad (10)$$

где $\omega_d = 2\pi f_d$ представляет собой некоторый коэффициент пропорциональности — амплитуду частотного отклонения (девиацию частоты) [4, с. 99].

Подставив (9) в (5), получим математическое выражение

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \int_0^t [\omega_0 + (\omega_d a_n \cos \Omega t + \omega_d b_n \sin \Omega t)] dt + \Theta_0 = \\ &= \int_0^t \omega_0 dt + \int_0^t \omega_d a_n \cos \Omega t dt + \int_0^t \omega_d b_n \sin \Omega t dt + \Theta_0. \end{aligned} \quad (10.1)$$

После взятия интегралов (в данном случае интегралы табличные) получится следующее выражение:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + \frac{\omega_d a_n}{\Omega} \sin \Omega t + \frac{\omega_d b_n}{\Omega} (-\cos \Omega t + 1) + \\ &+ \Theta_0 = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega} (a_n \sin \Omega t - b_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m \cdot (a_n \sin \Omega t - b_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0, \end{aligned} \quad (11)$$

где $m = \omega_d / \Omega = \Theta_{\max}$, что соответствует индексу угловой модуляции.

Полагая $-b_n = c_n$, можно (11) записать как

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t) + mb_n + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t) - mc_n + \Theta_0. \end{aligned} \quad (12)$$

В математическом выражении (12) значение $-mc_n$ является дополнительным постоянным сдвигом фазы и при детектировании может не учитываться, т. к. не зависит от Ω (т. е. от частоты модулирующего колебания квадратурной модуляции (**КАМ**)) и будет подавлен фильтром после КАМ-демодуляции.

Таким образом, использование **квадратурной модуляции** (векторной) фазовой компоненты не приводит к изменению физических процессов при угловой модуляции. Возможность применения квадратурной модуляции угловой компоненты позволяет улучшить детектирование сигналов с частотной или фазовой модуляцией, т. к. квадратурные компоненты хорошо разделяются синхронным детектором для квадратурной модуляции (КАМ-демодулятором). Для этого необходимо выделить квадратурную компоненту из (6), где угловая компонента задана с учетом (12), и подать ее на синхронный детектор КАМ-демодулятора.

Из (12) видно, что при $m=1$ ширина спектра модулирующего КАМ-колебания равна ширине спектра при угловой квадратурной модуляции (**УКАМ**), т. к. девиация частоты совпадает с частотой модулирующего колебания, что позволяет осуществлять угло-

вую модуляцию (частотную или фазовую) без расширения спектра сигнала на несущей частоте ω_0 .

Представление угловой модуляции с квадратурной модуляцией угловой компоненты в форме радиус-вектора

Известно [6, с. 71], что

$$p \cos A + q \sin A = r \cos(A - \psi), \quad (13)$$

что позволяет представить (8) в виде радиус-вектора, где $r = \sqrt{p^2 + q^2}$; $\cos \psi = \frac{p}{r}$; $\sin \psi = \frac{q}{r}$; $p = a_n$; $q = b_n$.

Для получения мгновенного значения колебаний (тока или напряжения), частота которого меняется по гармоническому закону, необходимо (10) записать с учетом (13):

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_d r \cos \Omega_1 t, \quad \Omega_1 t = A - \psi, \quad (14)$$

где $\omega_d = 2\pi f_d$ представляет собой амплитуду частотного отклонения — девиацию частоты.

С учетом (14) значение фазы (5) можно записать как

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega_0 + \omega_d r \cos \Omega_1 t) dt + \Theta_0. \quad (15)$$

После интегрирования получим следующее выражение:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega_1} r \sin \Omega_1 t, \quad (16)$$

где $\omega_d / \Omega_1 = m$ — индекс модуляции.

Выражение для высокочастотного колебания (6) (фазовой манипуляции с квадратурной компонентой — **ФМК**) с учетом (16) и с учетом мгновенного значения фазы будет иметь вид

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + mr \sin \Omega_1 t + \Theta_0]. \quad (17)$$

Очевидно, что в формуле (17) мгновенное значение фазового набега соответствует фазовому набегу (12), что подтверждается (13). Дополнительный фазовый набег в (12) учитывается в общем аргументе Ω_1 в (13). Форма записи в виде радиус-вектора (13) предпочтительнее, т. к. совпадает с классическим представлением записи колебаний с угловой модуляцией. Однако для демодулятора сигнала предпочтительнее форма представления модулирующего колебания в виде синуса и косинуса.

Коэффициент m (индекс модуляции), как известно, показывает на величину расширения спектра. Для разных видов модуляции он (как известно) различный. Так, для частотной манипуляции индекс модуляции выбирается в пределах (1÷1,2) при условии, что a_n и b_n есть значения амплитуд при M -уровневой манипуляции.

Если модулируется частота, то частотная манипуляция будет задаваться сигналом (17) в векторной форме. При этом частота будет меняться скачками. Но так как детектирование выделенной из частотного сигнала квадратурной компоненты проводят синхронными детекторами для КАМ-модуляции, то они не будут влиять на процесс синхронного детектирования КАМ-сигнала, т. к. КАМ-созвездие дискретно, и

скачки частоты будут приходиться на промежутки между значениями КАМ-созвездия.

При демодуляции фазовых значений методом ФМК КАМ-демодуляторы позволяют на сегодняшний день демодулировать сигналы вплоть до значений КАМ-512 (а в перспективе — предполагается до КАМ-2048). В этом случае передача сигналов методами ФМК позволяет получить значения спектральной эффективности 8 и 9 бит/Гц/с, что весьма проблематично для традиционных M -уровневых методов фазовой и частотной манипуляций. Так, при $M=256$ для фазовой манипуляции пришлось бы фазовым детектором разделять сигналы с точностью $360^\circ/256=1,4^\circ$ или $0,7^\circ$ для $M=512$.

Построение таких фазовых детекторов при наличии шумов в каналах связи вызывает значительные трудности (даже при обеспечении отношения сигнал/шум в канале связи из-за собственных шумов полупроводниковых приборов), что может привести к необоснованному удорожанию систем связи. Демодулятор ФМК строится в этом случае из двух демодуляторов, включенных последовательно: сначала проводится демодуляция фазовым детектором с соответствующей фильтрацией (в соответствии с полосой КАМ-составляющей), а после проводится КАМ-демодуляция выделенного фазовым детектором M -уровневого КАМ-сигнала.

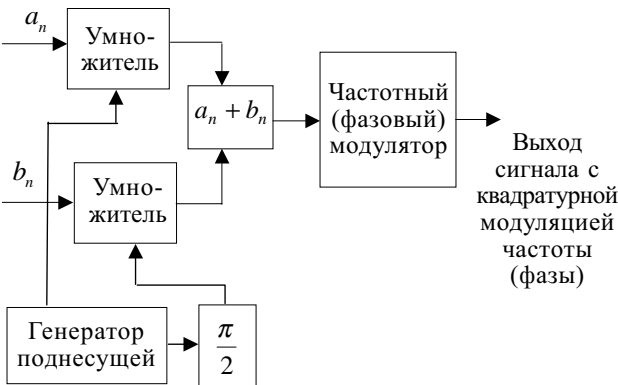


Рис. 1. Структурная схема модулятора с квадратурным изменением угловой компоненты

На рис. 1 представлена структурная схема, которая реализует (17). Демодуляция проводится в обратном порядке.

Расширение спектра сигнала при угловой модуляции с квадратурной компонентой

В выражении (12) векторная составляющая $a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t$ угловой компоненты есть не что иное, как квадратурная форма записи вектора. При использовании ортогонального уплотнения с частотным мультиплексированием — модуляции OFDM [3, с. 272] — применяют также квадратурную модуляцию каждого частотного канала. Причем все частотные составляющие сигнала OFDM передаются последовательно в канал связи, т. е. одновременно две или более частотных компонент OFDM в канале связи появиться не могут. Следовательно, если в (12) или (17) подставить вместо квадратурной компоненты сигнал OFDM, то нарушений в процессе интегри-

рования (10.1) не произойдет, т. к. на одном сигнальном интервале t_2-t_1 в (2) будет присутствовать только одна квадратурная компонента $a_n \sin \Omega_n t + c_n \cos \Omega_n t$ для заданного частотного канала, соответствующего номеру n .

Следовательно, выражение для угловой многоугольной модуляции с ортогональным частотным мультиплексированием фазы или частоты можно, исходя из (12) и [8], записать как

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m \sum_{k=0}^{N-1} \hat{s}(k) + \Theta_0], \quad (18)$$

где $\hat{s}(k)$ есть аналоговый сигнал, который получается из цифрового сигнала $s(k)$, полученного, в свою очередь, как обратное преобразование Фурье:

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) \exp(j \frac{2\pi nk}{N}), \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (19)$$

Причем сигнал $c(n)$ задается исходя из условия, присутствующего DMT-модуляции [9, 10], которое определяется следующим образом.

Пусть $\{a(m)\}$ и $\{b(m)\}$ — две реальные последовательности одного сигнала с длиной массива M .

Определяют новую последовательность длиной $N=2M$, так что

$$\begin{aligned} c(n) &= 0 \text{ при } n = 0, \\ c(n) &= a(m) + jb(m) \text{ при } n = N/2 - m, \\ c(n) &= 0 \text{ при } n = N/2, \\ c(n) &= a(m) - jb(m) \text{ при } n = N/2 + m, \end{aligned} \quad (20)$$

где $1 \leq m \leq N/2 - 1$.

Такой сигнал $c(n)$ является симметричным относительно точки $N/2$. Исходя из свойств преобразования Фурье (сумма в (19)) после выполнения этого преобразования будет получена действительная последовательность $s(k)$ [10].

Структурная схема модулятора с OFDM-модуляцией угловой компоненты приведена на рис. 2.

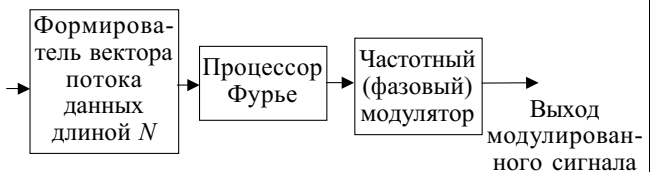


Рис. 2. Структурная схема модулятора с OFDM-модуляцией угловой компоненты

Восстанавливается сигнал в обратном порядке. После частотного детектирования получают сигнал $\hat{r}(k) = \hat{s}(k) + N_0$, где N_0 — шум канала связи. Сигнал $\hat{r}(k)$ подвергают цифроаналоговому преобразованию, а полученный цифровой сигнал подвергают прямому преобразованию Фурье. Полученный комплексный цифровой сигнал $\hat{c}(n)$ подвергают декомпозиции и восстанавливают две реальные последовательности $\{a(m)\}$ и $\{b(m)\}$ одного сигнала с длиной массива M . Значок над сигналом $\hat{c}(n)$ указывает на возможные изменения вследствие ошибок из-за шума в канале связи. Так как сигналы с OFDM эффективны при большом числе частотных несущих

(512, 1025, 8186), то и сигналы с угловым частотным мультиплексированием (УЧМ), очевидно, также будут иметь это свойство, поскольку (18) не вносит в частотное мультиплексирование никаких новых компонент.

Однако (18) позволяет получить сигнал OFDM с постоянной огибающей, т. к. при OFDM-модуляции каждая частотная компонента модулируется методом амплитудно-фазовой модуляции (АФМ). УЧМ позволяет получить канал связи с частотной УЧМ (ЧУЧМ) или фазовой УЧМ (ФУЧМ). Применять ЧУЧМ и ФУЧМ можно в каналах с замираниями и для спутниковой связи (ФУЧМ), т. к. этот сигнал при детектировании слабо подвержен паразитной амплитудной модуляции и позволяет устранить последнюю перед демодуляцией. ФУЧМ также позволяет избавиться от доплеровского сдвига частоты путем применения автоматической подстройки частоты (АПЧ) перед детектированием этого сигнала. Сигналы ЧУЧМ могут применяться на трассах прямой видимости в каналах связи с замираниями, т. к. появляющаяся паразитная амплитудная модуляция может быть подавлена автоматической регулировкой усиления (АРУ) приемника без ущерба для процесса демодуляции сигнала. Кроме того, сигналы с ЧУЧМ- и ФУЧМ-модуляциями могут применяться в системах передачи данных по кабелю. Изменяя параметр m в (18), можно дополнительно менять ширину спектра передаваемого сигнала.

Относительная фазовая манипуляция с квадратурной компонентой угловой составляющей

Известно, что при фазовой манипуляции для устранения «обратной работы» [7, с. 29] применяют кодирование не самой фазы, а разности фаз двух соседних радиоимпульсов. Такое представление фазы дает возможность получить относительную фазовую манипуляцию с квадратурной компонентой (ОФМК). Тогда значение фазы в радиосигнале (6) будет определяться как

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t) + \Theta_0]. \quad (21)$$

Учитывая, что частота $\Omega_1 = \Omega_2 = A$ такая же, как и в (13), то можно записать:

$$p_1 \cos A + q_1 \sin A - p_2 \cos A - q_2 \sin A = (p_2 - p_1) \cos A + (q_2 - q_1) \sin A = r_{\text{офмк}} \sin \Omega_{\text{офмк}} t, \quad (22)$$

где $p_2 - p_1, q_2 - q_1$ — разности значений амплитуд модулирующих (цифровых) последовательностей в период времени передачи и предшествующий период времени;

$$r_{\text{офмк}} = \sqrt{(p_2 - p_1)^2 + (q_2 - q_1)^2};$$

$$\Omega_{\text{офмк}} = A - \psi;$$

$$\cos \psi = \frac{p_2 - p_1}{r_{\text{офмк}}}.$$

Причем эти значения совпадают с амплитудами значений для дифференциальной импульсной кодовой модуляции (ДИКМ) без предсказания, где амплитуда сигнала представляется разностью соседних значений сигнала.

В общем случае радиосигнал (21) с M -уровневой ОФМК с учетом (13) можно представить тогда в виде

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos(\omega_0 t + m r_{\text{офмк}} \times \sin \Omega_{\text{офмк}} t + \Theta_0), \quad (23)$$

$$\text{где } z_k = (t - k\tau) = \begin{cases} 1, & k\tau < t \leq (k+1)\tau; \\ 0, & t \leq k\tau, t > (k+1)\tau, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

$$\tau = T \log_2 M;$$

T — длительность элемента исходного цифрового сигнала.

Так как значения квадратурных амплитуд p и q могут быть как положительными, так и отрицательными, то неоднозначность восстановления фазы отсутствует. В этом случае нет эффекта «обратной работы», свойственной обычной фазовой манипуляции, хотя изменения фазы при ОФМК происходят от 0 до 2π . Кроме того, амплитуда вектора $r_{\text{офмк}}$ в (23) меньше, чем у вектора $r_{\text{офмк}}$ в (21), т. к. известно, что амплитуда ДИКМ меньше исходных амплитуд.

Демодуляция ОФМК

Демодуляция сигнала ОФМК может осуществляться автокорреляционным методом [7, с. 133]. При этом здесь нужно рассмотреть следующие особенности.

Рассмотрим три временных интервала цифрового сигнала, которые соответствуют трем временным периодам T . Пусть на первом интервале КАМ-составляющая будет описываться модулирующей компонентой $r_1 \sin \Omega_1 t$, на втором временном интервале — $r_2 \sin \Omega_2 t$ и на третьем временном интервале — $r_3 \sin \Omega_3 t$. Тогда сигнал ОФМК будет иметь смысл на втором и третьем интервалах и т. д. На втором временном интервале радиосигнал будет описываться как

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)], \quad (24)$$

а на третьем временном интервале радиосигнал будет иметь вид

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)]. \quad (25)$$

При демодуляции ОФМК автокорреляционным методом структурная схема демодулятора примет вид, приведенный на рис. 3.

Сигналы на входах умножителя в момент времени третьего периода будут иметь вид

$$\cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)] \quad (26.1)$$

на прямом входе умножителя и

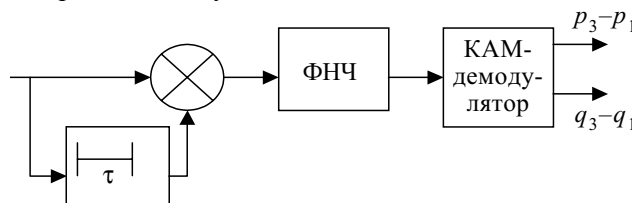


Рис. 3. Структурная схема демодулятора ОФМК

$$\cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)] \quad (26.2)$$

на входе после линии задержки. Тогда сигнал после перемножения будет иметь вид

$$\begin{aligned} & \cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)] \times \\ & \times \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)] = \\ & = \frac{1}{2} [\cos(2\omega_0 t + \alpha_1 + \alpha_2) + \cos(\alpha_2 - \alpha_1)], \quad (26.3) \end{aligned}$$

где $\alpha_2 = (r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)$; $\alpha_1 = (r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)$.

Компонента с $2\omega_0 t$ после фильтрации будет отсутствовать, и, следовательно, ее можно опустить. Тогда (26.3) с учетом эффекта фильтрации можно записать как

$$\begin{aligned} & \cos(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t - r_2 \sin \Omega_2 t + r_1 \sin \Omega_1 t) = \\ & = \cos(r_3 \sin \Omega_3 t - r_1 \sin \Omega_1 t) = \\ & = \cos[(p_3 - p_1) \cos A + (q_3 - q_1) \sin A]. \quad (27) \end{aligned}$$

Таким образом, на выходе фазового демодулятора будет присутствовать КАМ-сигнал с представлением в виде ДИКМ, но между амплитудами третьего и первого временных интервалов сигнала модулятора, а не между первым и вторым интервалами, как принято в классическом ДИКМ. Очевидно, что если запоминать на выходе КАМ-демодулятора амплитуды не за один предшествующий период, а за два, то ДИКМ-сигнал восстанавливается так же, как и классический ДИКМ-сигнал (это видно из (25)). Очевидно, что при детектировании первого и второго периодов сигнала (21) на выходе детектора сигнал будет равен сигналам $r_1 \sin \Omega_1 t$ и $r_2 \sin \Omega_2 t$, соответственно, и начиная с третьего периода на выходе детектора будет сигнал (22). Запоминая на выходе детектора значения двух предыдущих отсчетов, можно легко восстановить значения p и q с помощью ДИКМ.

Заключение

Применение квадратурной манипуляции угловой компоненты для сигналов с постоянной огибающей позволяет устранить понятие «обратной работы» при фазовой манипуляции за счет векторного представления модулирующего сигнала. Полученные аналитические выражения фазовой и относительной фазовой манипуляции с квадратурной компонентой позволяют упростить процесс демодуляции сигналов с угловой модуляцией. Применение же относительной фазовой модуляции с квадратурной компонентой позволяет обойтись без дорогостоящих процедур восстановления фазы несущей частоты сложными методами и уменьшить девиацию частоты за счет дифференциального характера амплитуды вектора модулирующего сигнала.

Приведенные в статье схемы модуляторов и демодуляторов могут быть реализованы на основе цифровой или аналоговой техники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.— М.: ИД “Вильямс”, 2003.
2. Айфичер Э. С., Дервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход.— М.: ИД “Вильямс”, 2004.
3. Урядников Ю. Ф., Аджемов С. С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение.— М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1977.
5. Баскаков И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Высш. школа, 1988.
6. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Наука, 1978.
7. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А. С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримот и др.— М.: Радио и связь, 1986.
8. Коханов А. Б. Передача сигналов STM1 и ATM через радиоканал // Наукові праці УДАЗ ім. О. С. Попова.— 2003.— № 3.— С. 15—20.
9. Цифровая обработка сигналов: Справочник/ Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк.— М.: Радио и связь, 1985.
10. Гласман К. Методы передачи данных в цифровом телевидении // www.625-net.ru.— 1999.— № 5.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применения.— К.: Техносфера, 2005.— 320 с.

Новейшее пособие по теории и практике цифровой связи, не имеющее аналогов в литературе на русском языке. Наиболее активно идеи помехоустойчивости кодирования внедряются в системах мобильной связи и в магистральных высокоскоростных линиях. Быстрое распространение Интернета и средств Мультимедиа стимулирует применение кодов, исправляющих ошибки, для защиты банков данных огромной емкости от случайных или преднамеренных искажений. Помимо классических алгоритмов декодирования блоков и сверточных кодов, детально рассмотрены современные идеи декодирования с “мягким решением” и итеративного декодирования.

Идеальное учебное пособие для студентов программистских и связных специальностей, инженеров-разработчиков и практиков.



В. В. ЯНКО

Украина, Одесский национальный университет
им. И. И. Мечникова
E-mail: yankovova@hotmail.com

Дата поступления в редакцию
18.04 2006 г.

Оппонент *д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ*
(ДонНУ, г. Донецк)

PSpice-МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ЛОКАТОРОВ

Эквивалентная электрическая схема замещения оптических каналов основана на подобии физических процессов распространения электромагнитных волн оптического и радиодиапазонов.

Активная оптическая локация — одна из высоких технологий, которая обеспечила множество успешных инноваций и продолжает служить основой построения эффективных электронных преобразователей физических величин: дальномеров, датчиков перемещений и скоростей, вибродатчиков, сканаторов профилей, оптических носителей информации и т. д.

Для современного приборостроения все большее значение приобретают экономические аспекты процесса проектирования. В последнее время профессиональное проектирование электронных схем уже не обходится без компьютерного моделирования их рабочих характеристик.

Компьютерное моделирование оптических локаторов позволяет получать рабочие характеристики без дорогостоящего физического моделирования быстрого перемещения объекта локации относительно локатора. Однако средства схемотехнического моделирования радиоэлектронных устройств не имеют элементов описания оптических каналов передачи сигнала. Для оптико-электронных локаторов требуется специальная адаптация оптической схемы к ее электротехническому эквиваленту, что позволит моделировать работу всего устройства в целом. И целью настоящей работы является предоставление разработчику приборов оптической локации эффективного средства быстрой проверки технических идей и решений, что, в частности, обеспечит сокращение этапа физического моделирования и схемотехнического макетирования.

Предлагается методика построения схем замещения оптических каналов посредством языка описания электронных схем PSpice.

Разработанная в начале 70-х годов прошлого столетия в Калифорнийском университете (г. Беркли) программа схемотехнического моделирования Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis — Программа имитации с акцентом на интегральные схемы) дала начало линии программных продуктов PSpice [1]. PSpice определяет промышленный стандарт программ-имитаторов и является самым популярным

пакетом моделирования для OS Windows во всем мире [2]. Известна практика применения средств теории основ электротехники для описания неэлектронных структур, например, путем замещения эквивалентной электрической схемой механических систем, тепловых цепей. Различные физические процессы роднит сходство математического описания передачи энергии между объектами.

Предпринята попытка распространения этой практики на оптические процессы, которая базируется на единстве природы распространения радиоволн и света. Распространение света в оптическом канале замещено распространением радиосигнала в линии передачи — элементе языка PSpice (задается волновое сопротивление и задержка сигнала в линии). Величина светового потока замещается величиной соответствующего электрического напряжения. Волновая природа света при этом не учитывается. Модуляции светового сигнала по интенсивности на входе оптического канала соответствует пропорциональное изменение напряжения на входе линии передачи. Оптический канал замещается линией передачи без потерь и управляемыми источниками тока и напряжения, отражающими энергетические соотношения на входе и выходе оптического канала.

Для локационных оптических каналов существует подробное аналитическое описание энергетических соотношений [3, 4]. Таким образом, светодиод, который преобразует электрический ток в свет, замещается источником напряжения, управляемым током, а фотодиод — соответственно источником тока, управляемым напряжением. Управляемые источники широко представлены в языке PSpice. При этом нелинейный коэффициент передачи может задаваться как аналитическим выражением, так и таблично, что идеально подходит для введения характеристик и параметров реальных оптоэлектронных приборов.

Если рассматривать структурную схему оптического локатора вдоль прохождения информационного сигнала (**рис. 1**), то можно выделить оптический канал как часть устройства от прибора преобразования электрического тока в лучистую энергию до прибора обратного преобразования.

Оптический канал обычно содержит оптические элементы (линзы, рефлекторы, призмы и т. д.), канал прохождения лучистой энергии, отражающую поверхность объекта локации, источники оптических по-

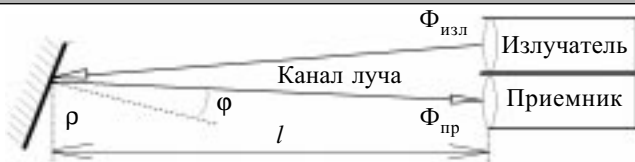


Рис. 1. Схема распространения сигнала в оптическом канале

мех, паразитные каналы прохождения сигнала. Можно формализовать устройство оптико-электронного локатора радиотехнической цепью, содержащей четырехполосник, который описывает прохождение сигнала через оптический канал посредством эквивалентной электрической схемы.

На рис. 2 представлена условная схема такой цепи. Она содержит только элементы описания электронных схем.

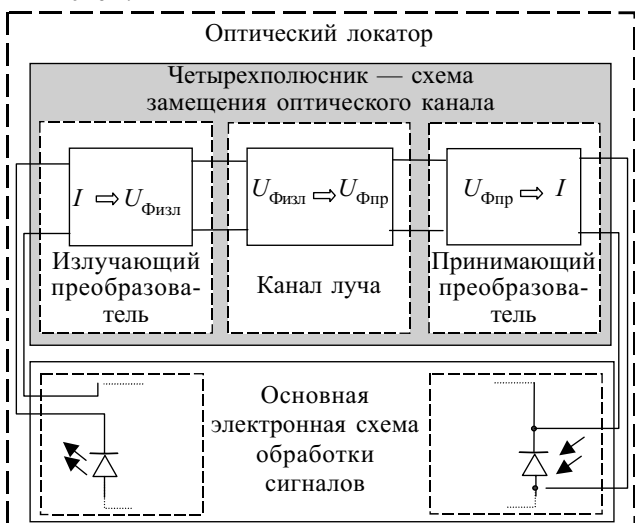


Рис. 2. Включение четырехполосника, замещающего оптический канал, в схему оптико-электронного локатора

Синтез схемы замещения оптического канала базируется на следующих тезисах (в терминах теории электрических цепей и геометрической оптики):

— в силу различия физических процессов схема замещения состоит из трех блоков — излучающего и принимающего преобразователей и канала луча;

— светоизлучающий и фотоприемный приборы описываются двойкой: как обычные радиоэлектронные компоненты (диоды, транзисторы...), включенные в основную схему без учета их оптических свойств, и как излучающий и принимающий преобразователи, включенные в схему замещения оптического канала;

— фотометрические величины светового потока через входное $\Phi_{пр}$ и выходное $\Phi_{изл}$ отверстия оптических систем моделируются напряжениями $U_{Фпр}$ и $U_{Физл}$ на соответствующих выводах излучающего и принимающего преобразователей и численно приравниваются им;

— излучающий преобразователь определяется как преобразователь тока в моделирующее напряжение, а принимающий — как преобразователь моделирующего напряжения в ток (эквивалент фототока);

— четырехполосник замещения оптического канала подключается к основной схеме следующим об-

разом: входные выводы (вход излучающего преобразователя) — в разрыв цепи светоизлучающего радиоэлектронного компонента; выходные выводы — параллельно фотоприемному компоненту, добавляя эквивалент фототока его цепи;

— преобразователь напряжения связывает напряжение на выводах излучающего и принимающего преобразователей, моделируя процессы, которые претерпевает оптический сигнал в канале луча.

Модель оптического канала состоит из трех блоков: излучателя, канала луча и приемника. В излучателе происходит преобразование электрических сигналов в световой поток $\Phi_{изл}$, который в модели численно равен напряжению на выходе излучателя. В блоке канала луча это напряжение подвергается обработке, эквивалентной воздействию на реальный оптический сигнал среды распространения. Амплитудные соотношения описываются уравнением оптической локации [3]:

$$\Phi_{фп} = (\Phi_{изл} \tau_c^{2l} \tau_o \rho S_{вх} \cos(\varphi)) / (2\pi \cdot l^2),$$

где $\Phi_{фп}$, $\Phi_{изл}$ — световой поток на входе и выходе оптических систем фотоприемника и излучателя, соответственно;

τ_c — коэффициент ослабления среды;

l — дистанция;

τ_o — коэффициент поглощения оптических систем излучателя и приемника;

ρ — коэффициент отражения поверхности объекта;

$S_{вх}$ — площадь входного зрачка оптической системы приемника;

φ — угол падения лоцирующего луча.

Временные соотношения моделируются электрической линией передачи без потерь.

В приемнике происходит обратное преобразование $\Phi_{фп}$ (его моделирующего напряжения) в фототок реального фоточувствительного прибора (например фотодиода).

Результат синтеза на основе принятых допущений позиционируется как макромоделль оптических каналов оптико-электронных локаторов в среде языка PSpice. Эта гибкая программная оболочка позволяет быстро и эффективно проверять качественные и количественные предположения исследователя-разработчика, заменить лабораторный эксперимент численным моделированием процессов посредством ЭВМ.

Практический пример моделирования

Рассмотрим пример моделирования локационно-оптико-электронного датчика фиксированной дистанции. Датчик должен обеспечивать положительную полярность выходного сигнала, если дистанция до цели меньше заданной фиксированной величины D , и отрицательную, если больше. Используется фазовый метод с модуляцией светового потока по интенсивности гармоническим сигналом с частотой 10 МГц.

На рис. 3 приведена практическая схема устройства со встроенной моделью оптического канала в среде PSpice, ориентированная на решение поставленной задачи. Необходимо исследовать влияние коэффициента отражения поверхности объекта на работоспособность датчика.

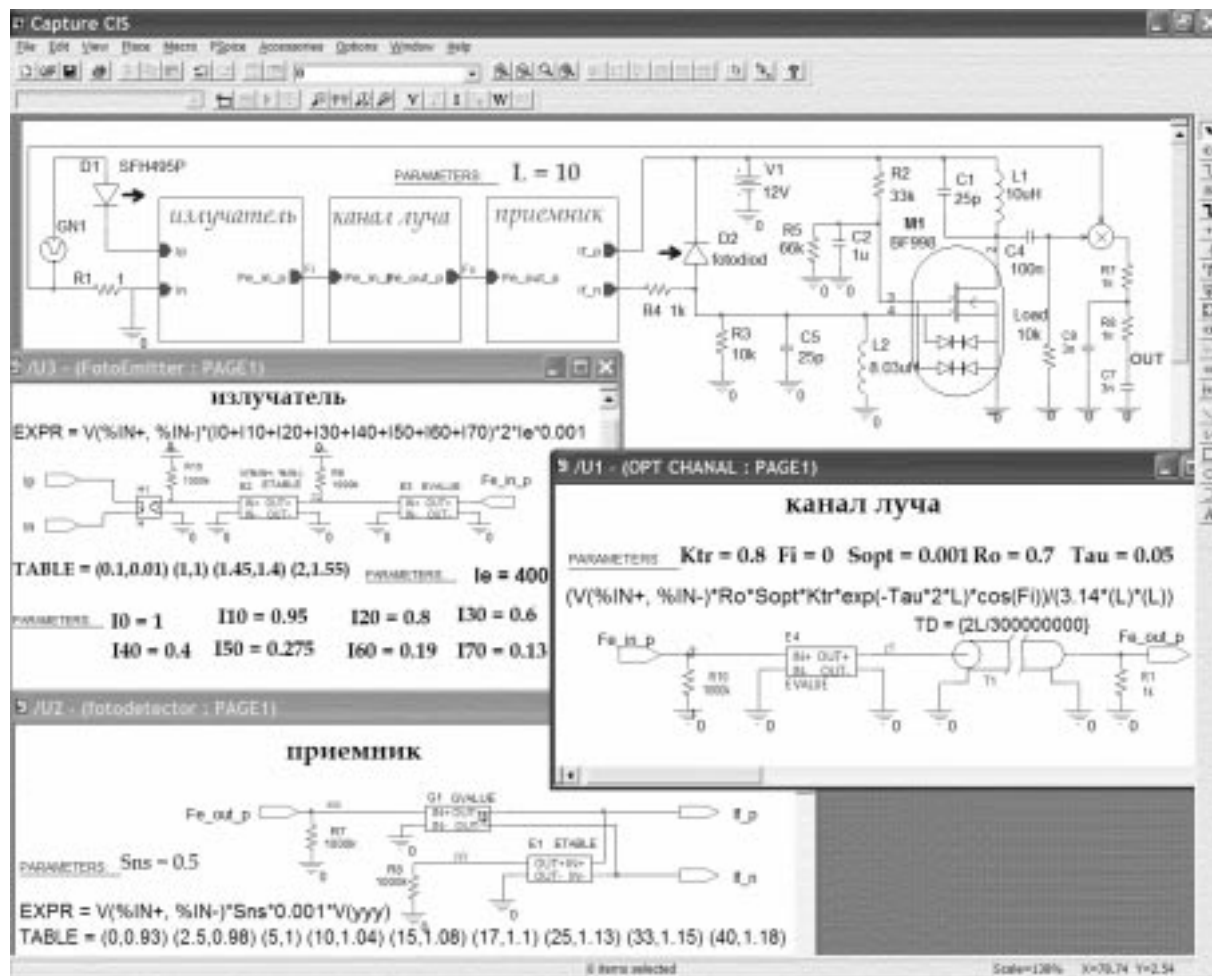


Рис. 3. Оптико-электронный датчик фиксированной дистанции. Возможная реализация в среде PSpice

Таблица соответствия вводимых числовых данных параметрам оптического канала

Имя параметра (Источник данных)	Обозначение		Блок	Вид, размерность
	текст	модель		
Коэффициент поглощения оптических систем излучателя и приемника	ϕ	Ktr	Канал луча	Десятичное число
Дистанция	l	L	"	Десятичное число, m
Коэффициент отражения поверхности объекта	c	Ro	"	Десятичное число
Коэффициент ослабления среды	ϕ	Tau	"	Десятичное число
Угол падения лоцирующего луча	ψ	Fi	"	Десятичное число, °С
Площадь входного зрачка оптической системы приемника	$S_{вх}$	Sopt	"	Десятичное число, m ²
Сила света в осевом направлении (Справочные данные излучателя)	I_e	Ie	Излучатель	Десятичное число, mW/sR
Нормированная (1A) излучательная характеристика (Справочные данные излучателя)	—	—	"	Таблично, парами чисел (любое количество пар): (ток (A), относительная сила света)
Нормированная (1A), симметричная относительно нуля абсциссы диаграмма направленности (Справочные данные излучателя)	—	I0...I20	"	Восемь десятичных чисел (индекс переменной — угловая абсцисса диаграммы направленности), относительная сила света
Абсолютная спектральная чувствительность (Справочные данные излучателя)	$S_{дс}$	—	Приемник	Десятичное число, A/W
Нормированная (5 V) зависимость фототока от обратного напряжения (Справочные данные излучателя)	—	—	"	Таблично, парами чисел (любое количество пар): (обратное напряжение (V), относительный ток)

Для формального описания конкретного оптического канала в макромодель вводятся числовые данные. Описание формата вводимых данных и связь идентификаторов с обозначениями в тексте статьи сведены в таблицу. Данные вводятся посредством графического интерфейса пользователя в схему устройства (см. рис. 3). (Процесс оперативного изменения данных нагляден и занимает минимум времени.)

Проводится многовариантное моделирование с варьированием величины дистанции L (от 0,25 м до 10 м с шагом 0,25 м) последовательно для трех значений коэффициента отражения ρ (0,9; 0,7; 0,4).

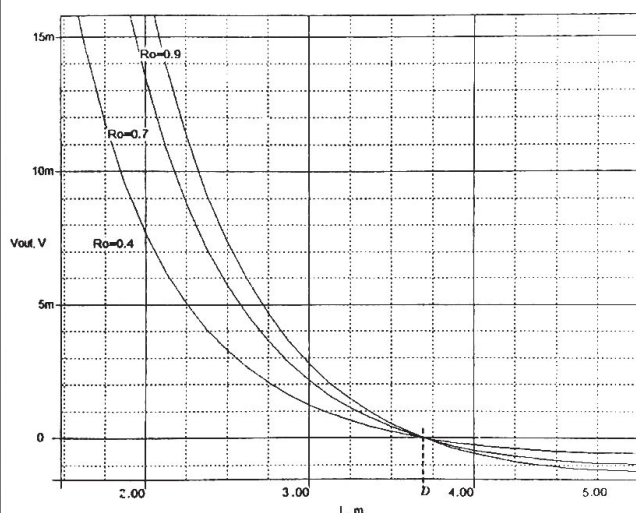


Рис. 4. Дистанционные характеристики оптического сенсора фиксированной дистанции ($D=3,7$ м) для трех значений коэффициента отражения ρ — 0,9; 0,7; 0,4

Средствами программы обработки результатов моделирования строятся статические дистанционные характеристики сенсора, представленные на рис. 4. Можно сделать вывод, что предложенная схема сенсора работоспособна; никакие учтенные в модели

параметры и связи не вызывают зависимость рабочей функции от коэффициента отражения ρ . Также можно оценить динамический диапазон и отношение сигнал/шум выходного сигнала, что важно для оптимизации мощности излучателя при разработке реального прибора.

Достоверность предложенной модели оптического канала подтверждается практикой проектирования. Проектировались три серии оптико-электронных приборов: оптические сенсоры для незрячих, оптические рулетки и датчики фиксированной дистанции различных классов по точности и габаритам. Практически в каждом случае достигались заданные технические характеристики при проектировании без схемотехнического макетирования.

В заключение можно констатировать следующие преимущества применения предложенной модели в практике проектирования:

- значительно снижается стоимость разработки;
- благодаря быстрой оценке потерь функциональных свойств за счет конструктивных упрощений оптимизируется себестоимость приборов.

Предполагается разработка методик для моделирования быстроменяющихся процессов в оптико-электронных устройствах (динамическая модель оптического канала). Эта задача осложняется тем, что в среде PSpice не предусматривается зависимость параметров радиоэлементов от времени.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSpice).— М.: СК Пресс, 1996.
2. Хайнеман Р. PSPICE. Моделирование работы электронных схем.— М.: ДМК Пресс, 2005.
3. Якушенко Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов.— М.: Машиностроение, 1989.
4. Мусьяков М. П., Миценко И. Д. Оптико-электронные системы ближней дальнометрии.— М.: Радио и связь, 1991.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Головин О. В., Простов С. П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи.— М.: Горячая линия — Телеком, 2006.— 598 с.

В работе приводятся основные требования к системам и устройствам коротковолновой (КВ) радиосвязи, обосновывается необходимость создания и структура общегосударственной автоматизированной сети КВ радиосвязи, выбирается критерий оценки эффективности ее функционирования, на основании которого проводится сравнительный анализ различных вариантов построения систем КВ радиосвязи. Подробно анализируется зонавая система КВ радиосвязи с вынесенным ретрансляционным пунктом. Рассматриваются модели систем КВ радиосвязи, структуры адаптивных управлений, методы и устройства контроля качества каналов связи, приведены методы и результаты экспериментальных исследований как каналов, так и систем КВ радиосвязи. Проанализировано оборудование систем КВ радиосвязи; особое внимание уделено принципам и примерам реализации радиоприемных устройств; приводятся сведения о конкретных образцах аппаратуры КВ радиосвязи, выпускаемых отечественными и зарубежными фирмами. Отдельная глава посвящена построению вынесенного ретрансляционного пункта. Проанализирована роль систем КВ радиосвязи в комплексной системе связи России: в гражданской авиации, для чрезвычайных ситуаций, для системы КВ персонального радиовызова.

Для научных и инженерно-технических работников, будет полезна студентам и аспирантам, специализирующимся в области разработки и конструирования электронной аппаратуры.



И. А. КОННИКОВ

Россия, г. С.-Петербург, Государственный университет культуры
E-mail: konnikov@peterstar.ru

Дата поступления в редакцию
29.03 2006 г.

Оппонент д. т. н. В. В. БАРАНОВ
(БГУИР, г. Минск)

ЕМКОСТЬ ТОНКОГО ПРОВОДНИКА ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ В МИКРОСХЕМЕ

Предложены формулы для расчета потенциального коэффициента прямоугольного пленочного проводника с учетом его толщины и закона распределения заряда в слоистой среде.

Задача расчета емкости тела в форме параллелепипеда в слоистой среде особенно важна в микроэлектронике для дальнейшего совершенствования методов расчета паразитных емкостей пленочных проводников микросхем и микросборок¹. Снижение в последние годы числа публикаций по проблеме расчета емкости проводника с учетом его формы, размеров, распределения заряда и влияния конструкции проектируемого устройства свидетельствует не о снижении актуальности проблемы и не об успешном завершении исследований, а скорее о сложности решаемых задач. Это приводит разработчиков аппаратуры к использованию либо трудоемких вычислительных методов, либо приближенных результатов, основанных на упрощенном решении задачи.

Как правило, современные вычислительные методы принципиально позволяют решить проектную задачу в достаточно строгой постановке [1—3 и др.], однако на практике они ограничивают размерность решаемых задач в силу ограниченных возможностей вычислительных средств. При проектировании современных микросхем даже с учетом возможной декомпозиции решаемой задачи нередко возникает необходимость расчета матрицы емкостей сотен пленочных проводников, поэтому, как справедливо отмечается в [1], необходима ориентация на методы и алгоритмы, позволяющие проводить расчет емкостей проводников по формулам.

В работах [4, 5] решение задачи имеется лишь для некоторых частных случаев (в основном — для свободного пространства), которые далеко не исчерпывают всего многообразия конструкций современной аппаратуры. В работе [1] предлагаются формулы, в которых толщины проводников не фигурируют. Интересные и полезные результаты получены в [6, 7]. Однако предлагаемые в этих работах формулы не позволяют учесть имеющую место неравномерность распределения заряда по проводнику. Кроме того, не вполне удачное применение максвелловского метода

¹ Поперечное сечение таких проводников имеет форму, близкую к прямоугольной.

средних геометрических расстояний [8] ограничивает область корректного использования формул, полученных в [6, 7], случаем длинных, узких, тонких проводников. В работе [9] предлагается инженерная методика решения задачи лишь для бесконечно тонких проводников с произвольным соотношением длины и ширины и без учета неравномерности распределения заряда.

Предлагаемое в настоящей статье решение основано на использовании функции Грина.

Функция Грина

В качестве физической модели реальной конструкции проектируемого устройства целесообразно принять слоистую диэлектрическую среду, состоящую из произвольного числа плоскопараллельных слоев с разными диэлектрическими проницаемостями. Слои расположены перпендикулярно оси аппликат, неограничены в азимутальном направлении и считаются однородными, изотропными, непроводящими. Первый и/или последний слой может быть ограничен идеально проводящей плоскостью, моделирующей наличие металлического корпуса. На границе раздела i -го слоя с предыдущим ($i > 1$), где находятся подлежащие исследованию коммутационные проводники, расположен единичный точечный заряд. Физические процессы в модели считаются квазистационарными.

Такая модель в большинстве практических случаев адекватна реальной конструкции проектируемой микросхемы (см. рис. 1) или печатной платы. Потенциал электрического поля φ во всех точках такой модели (кроме точки, где расположен единичный точечный заряд) удовлетворяет уравнению Лапласа $\Delta^2\varphi=0$. Методика определения функции Грина для уравнения Лапласа в такой модели была предложена в [10] и развита в целом ряде работ, в том числе [11, 6, 7].

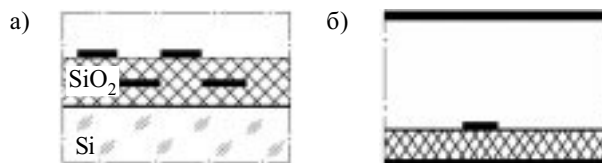


Рис. 1. Варианты конструктивно-технологической реализации объекта исследования, адекватные слоистой среде: а — параллельные проводники, расположенные на окисленной кремниевой подложке в полупроводниковой микросхеме; б — проводник на диэлектрической подложке в тонкопленочной или толстопленочной микросхеме

Решение уравнения Лапласа для потенциала единичного точечного заряда в i -м слое модели (т. е. функция Грина в слоистой среде), как известно, дается формулой

$$G = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^\infty J_0(\lambda r) \Phi_i(\lambda, z - z_0) d\lambda, \quad (1)$$

где ϵ_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость свободного пространства;

J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

$$r = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2};$$

x_0, y_0, z_0 — абсцисса, ордината и аппликата точки, где вычисляется поле;

x, y, z — абсцисса, ордината и аппликата источника поля.

Функция $\Phi_i(\lambda, z - z_0)$ определяется из граничных условий. Метод получения аналитического выражения $\Phi_i(\lambda, z - z_0)$ для полей различной физической природы в строгом классическом варианте изложен в [11, 12], соответствующая инженерная методика для потенциала электрического поля представлена в [6, 7, 9].

Несобственный интеграл (1) выражается через первообразные только в простейших случаях. Предлагаемые различными авторами способы его приближенного вычисления основаны на использовании известного тождества

$$\int_0^\infty J_0(\lambda r) \exp(-\lambda \tau) d\lambda = \frac{1}{\sqrt{r^2 + \tau^2}}, \quad (\tau \geq 0). \quad (2)$$

Так, в [12, с. 378] при решении аналогичной задачи (основной задачи электроразведки) предлагается представить функцию $\Phi_i(\lambda, z - z_0)$ рядом Маклорена с последующим его интегрированием; в результате функция Грина получается представленной медленно сходящимся рядом. В [6] предлагается аппроксимация полиномами Лежандра по степеням $u = \exp(-\lambda \tau)$, где τ — масштабирующий множитель, причем трудоемкость вычисления коэффициентов аппроксимации сравнима с трудоемкостью вычисления самого интеграла (1). В [9] предлагается аппроксимация интерполяционным многочленом с оптимальным выбором узлов также по степеням $u = \exp(-\lambda \tau)$. С учетом простоты процедуры получения коэффициентов интерполяции [13] и известных возможностей аппроксимации в базисе функций Чебышева первого рода предлагаемый в [9] вариант представляется предпочтительным.

Далее будем рассматривать проводник длиной l , шириной b и толщиной t .

Для тонкого проводника ($t \ll \tau$) изменение $\Phi_i(\lambda, z - z_0)$ по толщине проводника вдоль оси аппликат можно учесть приближенно. Функцию $\Phi_i(\lambda, z - z_0)$ легко представить в виде [6, 7, 9]

$$\Phi_i(\lambda, z - z_0) = \exp(-\lambda |z - z_0|) +$$

$$+ g_i(\lambda) \exp[\lambda(z_0 - z)] + q_i(\lambda) \exp[\lambda(z - z_0)],$$

$g_i(\lambda)$ и $q_i(\lambda)$ — функции, определяемые из граничных условий.

Первое слагаемое этого выражения моделирует поле в свободном пространстве, а два следующих слагаемых являются поправкой, учитывающей неоднородность среды, в том числе наличие экранов.

Поэтому первое слагаемое должно рассчитываться с максимальной доступной точностью.

Разумно полагать, что в пределах объема тонкого проводника при изменении аппликат в малом интервале $[0, t]$ поле изменяется незначительно. При изменении $z - z_0$ приращения слагаемых, включающих экспоненты с показателями разных знаков, значительно компенсируют друг друга. Тогда, полагая для второго и третьего слагаемых $z - z_0 = 0$, получим, что

$$g_i(\lambda) \exp[\lambda(z_0 - z)] + q_i(\lambda) \exp[\lambda(z - z_0)] \approx g_i(\lambda) + q_i(\lambda) = \sum_{v=0}^Y T_v \exp(-v \lambda \tau),$$

как для бесконечно тонкого проводника.

Коэффициенты T_v определяются по методике [13, § 20.5—5]. Обычно при надлежащем выборе масштабирующего множителя τ бывает достаточным принять $Y=2$. Аналитическое выражение для функции Грина примет вид

$$G = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 \sqrt{r^2 + (z - z_0)^2}} + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{v=0}^Y \frac{T_v}{\sqrt{r^2 + \tau_v^2}}.$$

Распределение заряда

Величина потенциального коэффициента a проводника зависит от распределения заряда по его объему. По формулам (1), (2),

$$a = a_0 + \Delta a,$$

где a_0 — потенциальный коэффициент проводника в свободном пространстве:

$$a_0 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 b l t} \int_{z_1}^{z_1+t} dz_0 \int_{z_1}^{z_1+t} \eta(z) dz \int_0^b dy_0 \int_0^b \eta(y) dy \times \int_0^l dx_0 \int_0^l \frac{\eta(x) dx}{\sqrt{r^2 + (z - z_0)^2}}. \quad (3)$$

Величина Δa представляет собой поправку, позволяющую учесть влияние слоистой среды на величину потенциального коэффициента:

$$\Delta a = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 b l t} \int_{z_1}^{z_1+t} dz_0 \int_{z_1}^{z_1+t} \eta(z) dz \int_0^b dy_0 \int_0^b \eta(y) dy \times \int_0^l dx_0 \int_0^l \eta(x) \sum_{v=0}^Y \frac{T_v}{\sqrt{r^2 + (v\tau)^2}} dx, \quad (4)$$

где $\eta(z)$, $\eta(y)$, $\eta(x)$ — плотность заряда вдоль осей аппликат, ординат и абсцисс, соответственно; Z_i — аппликата i -й границы раздела слоев модели, где расположен заряд (аппликата того слоя коммутации, для которого рассчитывается емкость).

При проведении научных исследований и решении проектных задач с малым количеством проводников для нахождения плотности заряда используют целый ряд численных методов. Как показано в [14], многие из них эквивалентны методу моментов [15] или являются его разновидностями.

При решении проектных задач большой размерности в системах автоматизированного проектирования для расчета емкостей пленочных проводников обычно используется метод Хоу, который не позво-

ляет учесть неравномерность распределения заряда по проводнику, но выгодно отличается от других методов по требуемому объему вычислений. Тем не менее хорошо известно, что указанный метод приводит к довольно заметной погрешности при расчете емкостей уединенных плоских пластин [16], причем результат всегда получается заниженным [4]. Источником погрешности метода Хоу является допущение о равномерном распределении заряда по поверхности пластины, которое на самом деле резко неравномерно как по ее длине, так и по ширине.

Однако, как показано в [17], распределение заряда по длине токоведущего проводника существенно отличается от распределения заряда по длине уединенной пластины той же формы. В проводниках, в отличие от уединенных пластин, заряды на концах проводника не скапливаются, краевой эффект имеет место лишь в поперечном направлении, и для низкоомных проводников распределение заряда вдоль вектора тока можно считать постоянным. Допущение метода Хоу о равномерном по длине проводника распределении заряда, в отличие от уединенных пластин, в квазистационарном приближении правильно отражает характер физических процессов в реальном физическом объекте [17].

Что касается распределения заряда по поперечному сечению проводника, то оно зависит не только от формы поперечного сечения (которая определяет степень проявления краевого эффекта), как показано в [18, 19], но также от скин-эффекта и потенциалов соседних проводников, и **может существенно меняться** в процессе работы схемы. Необходимость расчета емкости при известном лишь приближенно и меняющемся распределении заряда принципиально отличает токоведущие проводники микросхем и печатных плат от уединенных тел известной правильной формы, для которых распределение заряда поддается теоретическому определению гораздо легче. Это еще одна причина, по которой, пренебрегая влиянием соседних проводников на распределение заряда, при расчете матрицы емкостей проводников обычно используют метод Хоу.

Для получения более высокой точности, чем достигаемая при применении метода Хоу, можно воспользоваться методом моментов [1, 15], решить вариационную задачу так, как это сделано в [3], или использовать аналитически задаваемую аппроксимирующую функцию, которая известна априори или задается эвристически [20]. Эта функция должна достаточно правильно отражать лишь характер равновесного распределения заряда по ширине проводника, поскольку емкость является функционалом, стационарным относительно небольших изменений распределения заряда [16]. Метод аппроксимирующей функции приводит к результатам, позволяющим свести затраты времени к необходимому минимуму.

Примем, что ось продольной симметрии проводника совпадает с осью абсцисс. Распределение плотности заряда $\eta(y)$ по ширине b проводника на интервале $[-b/2, b/2]$ аппроксимируем степенным двучленным четной степени $n > 1$, т. е. выражением вида

$$\eta(y) = \eta_{cp} [A + B(2y/b)^n], \quad (5)$$

где η_{cp} — средняя по ширине плотность заряда, принимаемая при расчете методом Хоу;

A, B — коэффициенты аппроксимации.

Коэффициенты аппроксимации A и B находим из условия нормировки заряда

$$\int_{-b/2}^{b/2} \eta(y) dy = b \eta_{cp} \quad (6)$$

и условия заданной неравномерности плотности заряда N по ширине

$$\eta(\pm b/2)/\eta(0) = N. \quad (7)$$

Из выражений (5), (6), (7) получим:

$$A = (n+1)/(n+N);$$

$$B = (n+1)(N-1)/(n+N).$$

Для степенного многочлена второй степени

$$A = 3/(N+2); \quad B = 3(N-1)/(N+2). \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что при $-b/2 \leq y \leq b/2$

$$\lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ n \rightarrow \infty}} \eta(y)/\eta_{cp} = b[\delta(y+b/2) + \delta(y-b/2)], \quad (9)$$

где $\delta(\xi)$ — функция Дирака аргумента $\xi = y \pm b/2$.

Для различных законов распределения заряда по ширине пределом при $N \rightarrow \infty$ будет выражение (9), из которого следует, что плотность заряда обращается в бесконечность при $y = \pm b/2$ [17]. Идеализация, при которой $\eta(\pm b/2) = \infty$, широко распространена в специальной литературе, однако проведенные в [18, 19] исследования показывают, что распределение плотности заряда по ширине проводника существенно зависит от формы его поперечного сечения, и на краях проводника на самом деле имеет конечную величину, причем плотность заряда на краях и неравномерность N тем выше, чем меньше отношение толщины проводника к его ширине.

Для расчета емкости распределение заряда (5) при $n=2$, дающее конечную величину $\eta(\pm b/2)$, по-видимому, наиболее адекватно описывает распределение заряда по ширине реальных проводников в микросхемах высокой степени интеграции. Поэтому случай $N = \infty$, соответствующий выражению (9), также полезно рассмотреть как граничный для оценки влияния максимально возможной неравномерности плотности заряда на емкость проводника. В случае предельно асимметричного распределения, которое имеет место при суперпозиции любых факторов, локализуемых заряды у одной из кромок, емкость проводника равна емкости для случая предельно неравномерного симметричного распределения [17].

Получение расчетных формул

Как отмечено выше, мы рассматриваем проводник в форме параллелепипеда длиной l , шириной b и толщиной t в слоистой среде. При вычислении его потенциального коэффициента по формулам (3), (4) двукратный интеграл по z и z_0 легко выразить через первообразные. Однако такой способ вычислений приводит к весьма громоздким конечным результатам, выраженным через функции Лагерра. Этот недостаток можно устранить, если после интегрирования по z и z_0 члены, содержащие t , присоединить к функциям $g(\lambda)$ и $q(\lambda)$ и аппроксимировать их совмест-

но, включая их в коэффициенты T_v . Однако при таком подходе в конечных формулах толщина t в явном виде не фигурирует. В этом случае потребность в исследовании влияния толщины проводника на его емкость может привести к значительному увеличению числа Y и, как следствие, увеличению объема вычислений, особенно для малых t .

Устранить оба этих недостатка, значительно упрощая получаемые выражения, можно воспользоваться методом средних геометрических расстояний. Метод был предложен Максвеллом в работе [8, § 691]. Как известно, он приводит к точному результату в случае бесконечно длинных прямолинейных проводов постоянного поперечного сечения. В отличие от [6, 7], метод средних геометрических расстояний можно использовать для интегрирования только по толщине, а не по площади поперечного сечения. Учитывая, что длина проводника микросхемы обычно не менее чем на 3 десятичных порядка превосходит его толщину, можно ожидать, что такой прием позволит обеспечить пренебрежимо малую погрешность при указанном соотношении размеров области интегрирования.

При постоянной плотности заряда по объему проводника

$$\eta(z) = 1/t; \quad \eta(y) = 1/b; \quad \eta(x) = 1/l.$$

Тогда, по формуле (3), потенциальный коэффициент проводника в свободном пространстве будет равен

$$a_0 = \frac{18 \cdot 10^9}{(lb)^2} \left[b(l^2 - s^2) \operatorname{Arsh} \frac{b}{A} + l(b^2 - s^2) \operatorname{Arsh} \frac{l}{D} + s^2 \left(b \operatorname{Arsh} \frac{b}{s} + l \operatorname{Arsh} \frac{l}{s} + E - A - D \right) + \frac{2s^3 + D^3 + A^3 - E^3}{3} - 2s \operatorname{arctg} \frac{lb}{sE} \right],$$

$$\text{где } A = \sqrt{l^2 + s^2}; \quad D = \sqrt{b^2 + s^2}; \quad E = \sqrt{l^2 + b^2 + s^2};$$

$s = t \cdot \exp(-3/2)$ — среднее геометрическое расстояние отрезка прямой, который имеет длину t , от самого себя.

Для тонких проводников ($s \ll \tau_v$) поправка Δa , позволяющая учесть влияние слоистой среды, от толщины проводника не зависит. По формуле (4),

$$\Delta a = \frac{18 \cdot 10^9}{(tbl)^2} \sum_{v=0}^Y T_v \left[b(l^2 - \tau_v^2) \operatorname{Arsh} \frac{b}{A} + l(b^2 - \tau_v^2) \operatorname{Arsh} \frac{l}{D} + \tau_v^2 \left(b \operatorname{Arsh} \frac{b}{\tau_v} + l \operatorname{Arsh} \frac{l}{\tau_v} + E - A - D \right) + \frac{2\tau_v^3 + D^3 + A^3 - E^3}{3} - 2bl \tau_v \operatorname{arctg} \frac{bl}{E \tau_v} \right], \quad (10)$$

где T_v — коэффициенты, которые получены аппроксимацией функции $\Phi_i(\lambda, z - z_0) = \exp(-\lambda |z - z_0|)$ в плоскости $z = z_0$ (поправка на слоистость среды) как для бесконечно тонкого проводника;

$$E = \sqrt{l^2 + b^2 + \tau_v^2}; \quad A = \sqrt{l^2 + \tau_v^2}; \quad D = \sqrt{b^2 + \tau_v^2};$$

$$\tau_v = v\tau.$$

Поля, создаваемые соседними проводниками, могут весьма существенно изменить распределение заряда по ширине проводника, увеличивая таким образом его емкость, что ведет к увеличению времени задержки сигналов в проводнике². Тогда для бесконечно тонких проводников с учетом распределения заряда потенциальный коэффициент можно оценить по формуле $a \approx a_N + \Delta a$. При этом величина a_N определяется по формуле [17]

$$a_N = A a_{\text{Хой}} + 3 \cdot 10^9 B k^2 \{ (2k^{-1} - k) \operatorname{Arsh} k^{-1} + 2k^{-2} \operatorname{Arsh} k + [(8k^2 - 19 - 12k^{-2})(1 + k^{-2})^{1/2} - 8k^2 + 12k^{-3}] / 15 + 2 \} / l,$$

где A, B — коэффициенты аппроксимации, определяемые по формулам (8);

k — коэффициент формы проводника, $k = l/b$;

$a_{\text{Хой}}$ — потенциальный коэффициент, определяемый методом Хой —

$$a_{\text{Хой}} = 18 \cdot 10^9 \{ k \operatorname{Arsh} k^{-1} + \operatorname{Arsh} k + [k^{-1} + k^2 - k^{-1}(1 + k^2)^{3/2}] / 3 \} / l.$$

Поправку Δa можно рассчитать по формуле (10).

Используя такой прием, мы допускаем, что среда одинаково влияет на емкость проводника при любом распределении заряда, задаваемом формулой (5) при $n=2$.

В случае предельной формально возможной неравномерности распределения заряда по ширине (заряд сосредоточен вдоль кромок проводника)

$$\eta(z) = 1/t; \quad \eta(y) = \delta(y) + \delta(y - b); \quad \eta(x) = 1/l. \quad (11)$$

Тогда, шестикратно интегрируя функцию Грина по формулам (3), (4) и используя метод средних геометрических расстояний для интегрирования по толщине, получим:

$$a = a_0 + \Delta a, \quad (12)$$

$$\text{где } a_0 = \frac{9 \cdot 10^9}{bl^2} \left[2bl \operatorname{Arsh} \frac{l}{\sqrt{b^2 + s^2}} + (l^2 - s^2) \times \right. \\ \left. \times \operatorname{Arsh} \frac{b}{\sqrt{l^2 + s^2}} + s^2 \operatorname{Arsh} \frac{b}{s} - b(\sqrt{l^2 + b^2 + s^2} - \sqrt{b^2 + s^2}) - 2sl \operatorname{arctg} \frac{bl}{s\sqrt{l^2 + b^2 + s^2}} \right];$$

$$\Delta a_0 = \frac{9 \cdot 10^9}{bl^2} \sum_{v=0}^Y T_v \left[2bl \operatorname{Arsh} \frac{l}{\sqrt{b^2 + \tau_v^2}} + (l^2 - \tau_v^2) \times \right. \\ \left. \times \operatorname{Arsh} \frac{b}{\sqrt{l^2 + \tau_v^2}} + \tau_v^2 \operatorname{Arsh} \frac{b}{\tau_v} - b(\sqrt{l^2 + b^2 + \tau_v^2} - \sqrt{b^2 + \tau_v^2}) - 2\tau_v l \operatorname{arctg} \frac{bl}{\tau_v \sqrt{l^2 + b^2 + \tau_v^2}} \right];$$

для свободного пространства $T_v = 0$ ($v \geq 0$).

В случае бесконечно тонкого проводника при постоянном распределении заряда по его площади

$$\eta(y) = 1/b; \quad \eta(x) = 1/l. \quad (13)$$

Тогда, четырежды интегрируя функцию Грина по координатам x, x_0, y и y_0 , при плотности заряда (13) по формулам (3), (4) получим:

² Это справедливо, например, для линий связи, расположенных во внутренних слоях металлизации в микропроцессорах, где задержка сигнала носит емкостный характер [21].

$$a=18 \cdot 10^9 \{k \operatorname{Arsh} k^{-1} + \operatorname{Arsh} k + [k^{-1} + k^2 - k^{-1}(1+k^2)^{3/2}]/3\} / l + \frac{18 \cdot 10^9}{(lb)^2} \sum_{v=0}^{\infty} T_v \{ b[l^2 - (v\tau)^2] \operatorname{Arsh} \frac{b}{A} + l[b^2 - (v\tau)^2] \times \times \operatorname{Arsh} \frac{l}{D} + (v\tau)^2 (b \operatorname{Arsh} \frac{b}{v\tau} + l \operatorname{Arsh} \frac{l}{v\tau} + E - A - D) + \frac{2(v\tau)^3 + D^3 + A^3 - E^3}{3} - 2v\tau \operatorname{arctg} \frac{lb}{v\tau E} \},$$

где $A = \sqrt{l^2 + (v\tau)^2}$; $D = \sqrt{b^2 + (v\tau)^2}$;

$E = \sqrt{l^2 + b^2 + (v\tau)^2}$; (14)

В случае предельной формально возможной неравномерности распределения заряда по ширине $\eta(y) = \delta(y) + \delta(y-b)$ и $\eta(x) = 1/l$.

Интегрируя функцию Грина, получим, что потенциальный коэффициент бесконечно тонкого проводника в слоистой среде

$$a_{28} = 18 \cdot 10^9 [\operatorname{Arsh} k + (k \operatorname{Arsh} k^{-1} + k^{-1} - \sqrt{1+k^{-2}})/2] / l + \frac{9 \cdot 10^9}{l^2 b} \sum_{v=0}^{\infty} T_v \{ [l^2 - (v\tau)^2] \times \times \operatorname{Arsh} b / A + 2l b \operatorname{Arsh} l / D - 2v\tau l \operatorname{arctg} [lb / (v\tau E)] + (v\tau)^2 \operatorname{Arsh} b / (v\tau) - b(E - D) \},$$
 (15)

где A, D, E рассчитываются по формулам (14).

Емкость проводника связана с его потенциальным коэффициентом известным соотношением [4, 9]. Как показывает исследование с помощью производных и вычислительный эксперимент, в том числе проведенный в [17], при $k \geq 1$ с увеличением неравномерности плотности распределения заряда по ширине N емкость монотонно увеличивается и достигает наибольшего значения при $N = \infty$. Поэтому при расчете емкости проводника метод Хоу может быть использован для оценки точной нижней границы емкости $\inf C$. Для оценки точной верхней границы емкости $\sup C$ при неизвестном распределении заряда используются формулы (3), (4) для распределения заряда (11).

Вычислительный эксперимент

Для удобства оценки и обобщения полученных результатов был проведен вычислительный эксперимент, результаты которого частично представлены в **таблице** и на графике (**рис. 2**). Для снижения влияния погрешности округления все вычисления прово-

Относительная погрешность метода средних геометрических расстояний, %

b/t	l/b			
	1	10	100	1000
1	-7,15940	-4,07044	-2,37576	-1,63597
3	-3,77252	-1,69474	-9,84939 · 10 ⁻¹	-6,84585 · 10 ⁻¹
10	-1,37278	-5,48602 · 10 ⁻¹	-3,17077 · 10 ⁻¹	-2,21033 · 10 ⁻¹
100	-1,52316 · 10 ⁻¹	-5,66105 · 10 ⁻²	-3,25460 · 10 ⁻²	-2,27061 · 10 ⁻²
1000	-1,54845 · 10 ⁻²	-5,68230 · 10 ⁻³	-3,26316 · 10 ⁻³	-2,27672 · 10 ⁻³
10000	-1,55425 · 10 ⁻³	-5,69291 · 10 ⁻⁴	-3,26987 · 10 ⁻⁴	-2,28881 · 10 ⁻⁴

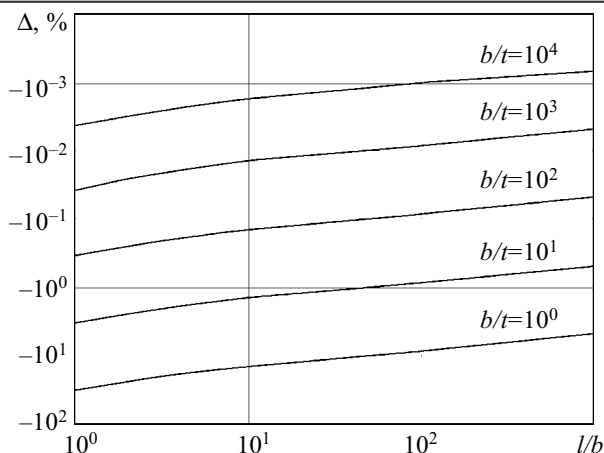


Рис. 2. Зависимость погрешности расчета емкости проводника прямоугольного сечения в свободном пространстве в приближении бесконечно малой толщины от коэффициента формы при фиксированном отношении ширины проводника к его толщине

дились с учетом 32 десятичных знаков мантиссы каждого операнда.

Относительное расхождение результатов расчета емкости C в свободном пространстве с помощью метода средних геометрических расстояний в сравнении с «точным» значением C_T характеризовалось величиной $\Delta = 100(C/C_T - 1)$, %. Для получения величины C_T по формулам (3), (11) при численном интегрировании по ширине использовалась квадратурная формула Гаусса для трех узлов (степень точности $n=5$). Для снижения влияния методической погрешности интервал интегрирования был разбит на 10^4 шагов. При таком способе вычислений результат содержит по меньшей мере 6 верных десятичных знаков. Погрешность вычислений контролировалась методом Рунге. Результаты расчета величины Δ , % сведены в таблицу. Погрешность расчета емкости с помощью метода средних геометрических расстояний для слоистой среды не превосходит погрешности для свободного пространства.

Из таблицы видно, что метод средних геометрических расстояний несколько занижает емкость ($\Delta < 0$), а абсолютная величина погрешности метода максимальна для проводников квадратного сечения ($b/t=1$) и не превосходит уровня 7,16% даже для случая куба ($l=b=t$), который в микросхемах практически не встречается. Данные таблицы конкретизируют сделанное выше предположение о допустимости использования метода средних геометрических расстояний для интегрирования по толщине проводника. При $b > 3t$ для проводников, у которых длина на два десятичных порядка превосходит толщину, указанный метод дает практически точные результаты.

На рис. 2 представлена зависимость погрешности расчета емкости проводника в приближении бесконечно малой толщины с помощью формулы (15) от коэффициента формы проводника в свободном пространстве. Из рисунка видно, что указанное приближение может давать неприемлемо высокую погрешность расчета емкости для проводников микросхем высокой степени интеграции, где толщины провод-

ников близки по величине к их ширине. В случае куба $\Delta = -29,66\%$.

Метод оценки точной верхней границы емкости использует распределение заряда по ширине, которое соответствует предельной функции распределения заряда (функции Дирака) с неравномерностью $N = \infty$, что возможно лишь формально. Формула (12), полученная с использованием метода средних геометрических расстояний, приблизительно соответствует экспоненциальной функции распределения заряда по ширине с неравномерностью $N > 1700$. Встречаемая на практике неравномерность распределения заряда по ширине, как правило, существенно ниже [18, 19]. Погрешность формулы (12) вследствие завышения неравномерности N частично компенсируется погрешностью метода средних геометрических расстояний.

Выводы

Анализ и обобщение полученных теоретических результатов и результатов вычислительного эксперимента позволяют сделать следующие выводы.

1. При расчете емкости проводника метод Хоу может быть использован для оценки точной нижней границы емкости *inf* C . Для оценки точной верхней границы емкости *sup* C при неизвестном распределении заряда могут быть использованы формулы (3), (4) для распределения заряда (11).

2. Метод средних геометрических расстояний, с помощью которого получена формула (12), несколько занижает значение емкости, однако для больших значений b/t (> 10) точность метода средних геометрических расстояний достаточна для большинства случаев инженерной практики.

3. Формула (12) сужает границы двухсторонней оценки емкости и вполне приемлема для использования в технических приложениях в качестве надежной инженерной оценки верхней границы емкости проводника прямоугольного сечения в слоистой среде и свободном пространстве.

4. Расчет емкости проводника прямоугольного сечения в приближении бесконечно малой толщины дает погрешность менее 1% для длинных проводников ($k > 10$) лишь при $b/t > 10$, а для контактных площадок (т. е. при $k \approx 1$) — лишь при $b/t > 50$.

Результаты данной работы могут быть рекомендованы для модификации метода моментов, для использования при разработке математического и программного обеспечения систем автоматизированного проектирования, а также для использования на стадии предпроектных исследований при численно-эвристической оптимизации схемотехнических и конструктивных решений.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Газизов Т. Р. Вычисление емкостной матрицы двумерной конфигурации проводников и диэлектриков с ортогональными границами // Известия вузов. Физика.— 2004.— № 3.— С. 88—90.
2. Садовский Н. В. Разработка, исследование и практическое применение математических моделей полосковых линий на основе расчета электромагнитного поля методом статистических испытаний / Автореф. дис. ... канд. техн. наук.— М.: МЭИ, 1984.
3. Картажов В. Б. Расчет многопроводных микрополосковых линий с многослойным диэлектриком методом Трефтца // Радиотехника и электроника.— 1973.— № 8.— С. 1573—1578.
4. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости.— Л.: Энергоиздат, 1981.
5. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости.— М.: Радио и связь, 1989.
6. Семенцов В. И. Расчет емкостей плоских проводников в слоистых средах // Радиотехника.— 1973.— Т. 28, № 10.— С. 84—90.
7. Семенцов В. И., Головченко В. Б. Расчет частичных емкостей в многослойных тонкопленочных и печатных платах // Радиотехника и электроника.— 1972.— Т. XVII, № 1.— С. 138—144.
8. Maxwell J. C. A treatise on electricity and magnetism. Vol. 2.— Cambridge, 1904. (Максвелл Дж. К. Трактат об электричестве и магнетизме. Т. 2.— М.: Наука, 1989.)
9. Конников И. А. Расчет емкостей прямоугольных пленочных проводников с произвольным коэффициентом формы // Судостроение.— 1980.— № 8.— С. 32—33.
10. Ollendorf F. Erdstrum.— Berlin: Springer, 1928.
11. Пановский В., Филипс М. Классическая электродинамика.— М.: Физматгиз, 1963.
12. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики.— М.: Наука, 1977.
13. Корн А. Г., Корн Т. М. Справочник по математике для научных работников и инженеров.— СПб: Лань, 2003.
14. Harrington R., Crosswell W. C. Origine and development of the method of moments for field computation // IEEE Antennas and Propagation Magazine.— 1990.— Vol. 32, N 3.— P. 31—36.
15. Канторович Л. В., Акилов Г. П. Функциональный анализ.— СПб: Невский диалект, 2004.
16. Фихманас Р. Ф., Фридберг П. Ш. Метод Хоу расчета емкостей тел и его связь с вариационными принципами // Журнал технической физики.— 1970.— № 6.— С. 1327—1328.
17. Конников И. А. Экономичный метод расчета емкости прямоугольного пленочного проводника с учетом неравномерности распределения заряда // Петербургский журнал электроники.— 2005.— № 3.— С. 102—107.
18. Зарубанов В. В., Ильинский А. С. Распределение токов и потеря в микрополосковой линии с конечной толщиной полоски // Радиотехника и электроника.— 1990.— Т. 35, № 3.— С. 465—478.
19. Тихомиров А. В., Маненков А. Б. Скин-эффект в проводе квадратного сечения // Там же.— 1989.— Т. 34, № 6.— С. 1166—1171.
20. Русин Ю. С. Метод приближенного расчета электрической емкости // Электричество.— 1960.— № 11.— С. 48—50.
21. Кристовский В. Г., Терентьев Ю. И. Анализ влияния линий связи на характеристики микропроцессоров // Микроэлектроника.— 2005.— № 1.— С. 72—76.

К. т. н. Ю. Н. МАКСИМЕНКО, Ю. М. ЦВЕЛЫХ

Украина, г. Киев, НИИ «Украналит»
E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua

Дата поступления в редакцию
26.05 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. А. ДЮКОВ
(ГП "Укрэнергоэфективність", г. Киев)

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ВЫБРОСОВ ТОКСИЧНЫХ ГАЗОВ НА ТЕПЛОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ

Приведены результаты разработки первой отечественной системы контроля выбросов токсичных газов на котлоагрегате № 3 Трипольской теплоэлектростанции.

В газоаналитической аппаратуре, в том числе для контроля выбросов токсичных газов, наблюдается устойчивая тенденция к увеличению числа датчиков, устанавливаемых в точках газового анализа. Это приводит к созданию газоаналитических комплексов и систем, в состав которых, кроме газоанализаторов, входят еще и датчики температуры, давления, скорости потока газовой среды и др. Такое информационное насыщение закономерно, однако иерархия системы контроля, кроме количественных изменений входящих-выходящих сигналов, претерпевает и качественные изменения.

Первые практические работы по системам контроля выбросов токсичных газов на Украине относятся к 90-м годам прошлого столетия [1]. Системы были громоздки, масса составляла около 2000 кг, датчики скорости зарубежных фирм практически не подлежали аттестации на Украине из-за габаритных размеров, стоимость систем на один котел составляла более 300000 дол. США. Дальнейшие работы в этом направлении [2—6] позволили подойти к практическому решению задачи.

Целью настоящей работы является разработка системы контроля выбросов токсичных газов на котлоагрегате № 3 Трипольской теплоэлектростанции (ТЭС).

Основные требования к системам контроля токсичных выбросов

Рассмотрим начальные и граничные условия, необходимые для проектирования системы контроля.

Из всего спектра выбрасываемых в атмосферу веществ необходимо контролировать NO, NO₂, NO_x (приведенное к NO₂), CO, SO₂, твердые частицы (пыль). Контроль должен быть непрерывный, автоматический, на каждом источнике выбросов.

Нормированными показателями являются значения концентрации и валовых выбросов вредных веществ, перечисленных выше, а также их гранично допустимые выбросы, которые устанавливаются для каждого источника выбросов.

Тип газоанализатора выбирается в соответствии с характеристикой анализируемых дымовых газов котлоагрегата № 3:

- а) максимальные значения концентрации загрязняющих веществ: NO — 0,9 г/м³; NO₂ — 0,3 г/м³; CO — 1 г/м³ (в переходных и пиковых режимах), 100 мг/м³ (в установленном технологическом режиме); SO₂ — 5 г/м³; пыль — 5000 мг/м³;
- б) температура газа — не более 200°С;
- в) скорость газа — не более 40 м/с;
- г) расход газа через сечение газохода в точке контроля — не более 700000 нм³/ч;
- д) содержание кислорода — не более 10 % об.;
- е) количество паров воды — не более 100 г/м³.

Одним из основных требований является методика обработки данных:

— значение массовой концентрации загрязняющих веществ за период 20 мин определяется как среднее арифметическое из n значений, равно распределенных в этом интервале ($n \geq 10$);

— значение скорости газового потока (расхода) определяется одновременно со значениями массовой концентрации загрязняющих веществ;

— мощность выбросов вредных веществ за период 20 мин определяется как произведение соответствующих значений массовой концентрации загрязняющих веществ и скорости газового потока (расхода);

— валовые выбросы за один час, сутки, месяц, квартал, год определяются как арифметическая сумма значений мощностей выбросов за нужный период времени.

Выходными параметрами системы контроля являются также требования по виду полученной информации (единичные значения, графики, таблицы), характеру представления информации (на бумажном носителе, на экране монитора, на дискетах 3,5", передача на другую ПЭВМ), по характеру хранения информации (средние значения через 20 мин, измеренные значения всех контролируемых параметров в течение не менее 3 лет, открытый доступ для считывания любого параметра и закрытый доступ для их корректировки).

Исходными параметрами являются также условия эксплуатации элементов системы и требования, связанные с охраной труда, техникой безопасности, влиянием на окружающую среду.

Состав типовой системы контроля

Типовая система контроля газовых выбросов состоит из нескольких подсистем, содержащих первичные датчики, персональную ЭВМ и периферийные устройства. Блок-схема типовой системы представлена на **рис. 1**.

Основу каждой подсистемы составляет устройство сбора и обработки информации (**УСОИ**). К каждому УСОИ подключается несколько каналов датчиков.

Один канал датчиков включает в себя:

- многокомпонентный газоанализатор (**ГА**) для измерения концентрации токсичных газов;
- газоанализатор на кислород;
- датчик скорости потока (расхода) газа;
- датчик температуры и давления газа в точке отбора пробы.

Возможно включение в состав системы пылемера.

Персональная ЭВМ предназначена для обработки полученной информации, ее хранения и представления пользователю в удобном для него виде или передачи на другую ПЭВМ телефонным каналом. Персональная ЭВМ отображает систему на экране монитора в виде мнемосхемы, обеспечивающей прямой доступ к любому элементу системы и информации о нем.

УСОИ принимает информацию от всех датчиков выбросов загрязняющих веществ (от одного до че-

тырех каналов), ее предварительно обрабатывает, хранит не менее 30 сут и затем передает на ПЭВМ по каналу RS-485.

Многокомпонентный ГА предназначен для одновременного автоматического непрерывного измерения массовой концентрации NO , NO_2 (NO_x , приведенного к NO_2), CO , SO_2 и передачи информации на самопишущий прибор и на УСОИ.

Газоанализатор кислорода предназначен для измерения процентного содержания кислорода в газоходе. Информация используется для оценки величины подсосов воздуха в газоходах, расчета потерь при сжигании топлива и оптимизации процесса сжигания.

Датчик расхода (скорости потока) предназначен для измерения объемного расхода в точке установки газозаборного устройства ГА. Там же установлены датчики температуры и давления.

Основные технические решения

Система контроля выбросов состоит из элементов трех уровней: верхнего, среднего и нижнего.

Элементы верхнего уровня системы — ПЭВМ, принтер, модем — расположены в помещении управления соответствующими котлоагрегатами станции. Допускается параллельное подключение к ПЭВМ административного корпуса ТЭС.

Элементы среднего уровня — УСОИ (в помещении КИПиА) и самописцы (в помещении управления соответствующими котлоагрегатами станции).

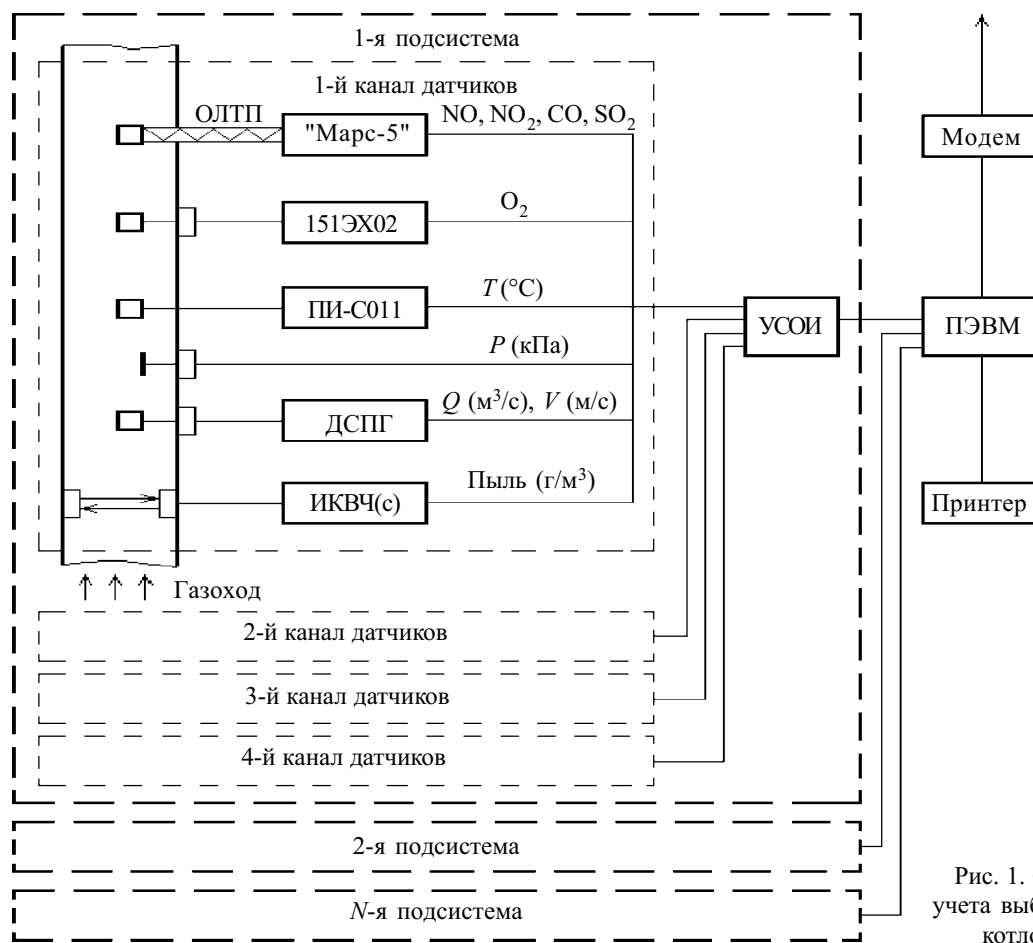


Рис. 1. Система контроля и учета выбросов вредных газов котлоагрегатами ТЭС

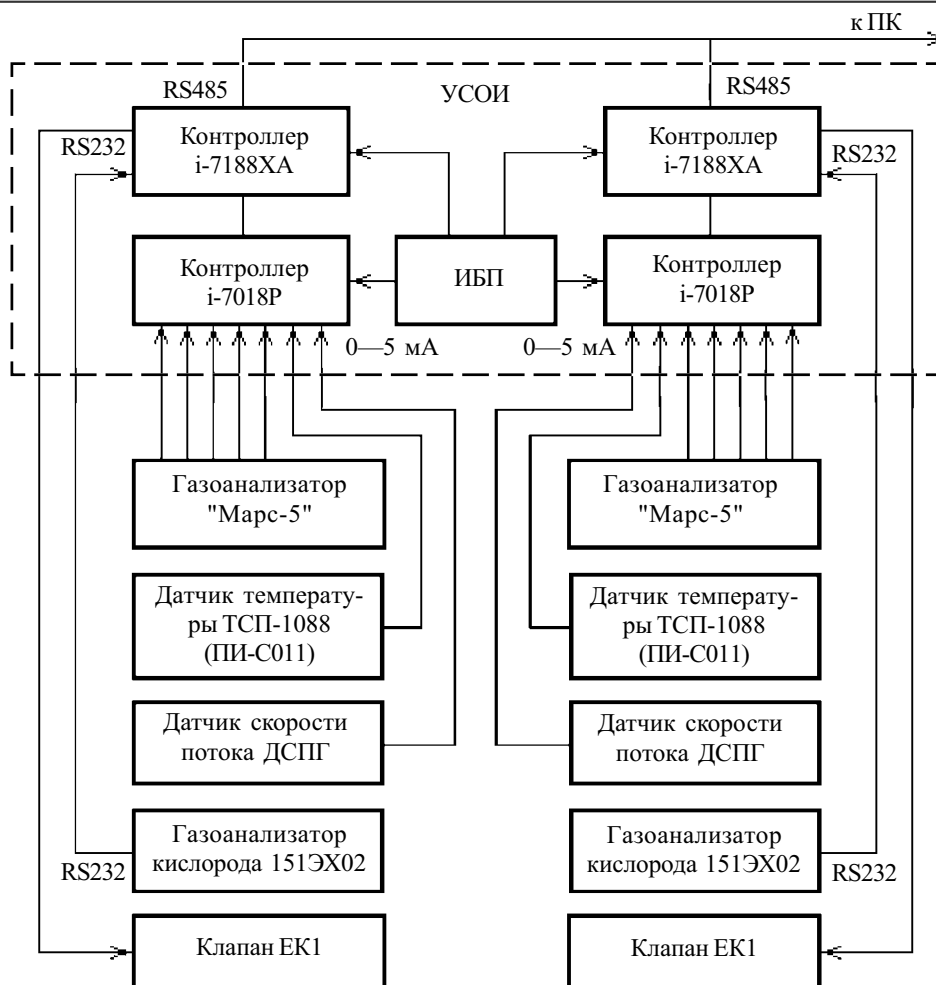


Рис. 2. Информационные связи УСОИ

Элементы нижнего уровня системы — газоанализаторы концентрации токсичных газов, газоанализаторы кислорода, датчики скорости потока газа и датчики температуры — расположены следующим образом:

- зонды всех датчиков установлены в одной точке после дымососа и электрофильтров на расстоянии от дымососа не менее пяти диаметров газохода;
- электронные блоки газоанализаторов, пылемеров (при их установке), датчиков скорости потока газа, датчиков температуры находятся на расстоянии не более 20 м от зондов в помещении КИПиА.

В состав УСОИ входят (рис. 2):

- контроллер i-7188XA с submodule памяти X600 4 Мб;
- контроллер i-7018P (модуль ввода аналоговых сигналов);
- источник бесперебойного питания (ИБП) PSA-EPSI 1501-13.8BP.

Контроллер i-7188XA предназначен для сбора и хранения данных, полученных от контроллера i-7018P и от газоанализаторов кислорода, для управления электроклапанами ЕК и передачи данных на ПЭВМ.

Контроллер i-7018P предназначен для считывания информации с аналоговых выходов газоанализаторов "Марс-5", датчиков температуры, давления, скорости

газового потока, пылемера (при его установке) и передачи полученных данных в контроллер i-7188XA.

В качестве многокомпонентных ГА применены отечественные ГА "Марс-5" (ООО «Экомак»). Характеристики ГА — основная приведенная погрешность измерения не более $\pm 10\%$; выходной сигнал по каждому газовому компоненту 0—5 мА; диапазоны измерения, мг/м³: NO — 150—1500, NO₂ — 30—300, CO — 100—1000, SO₂ — 500—5000.

Для измерения содержания кислорода выбран отечественный газоанализатор 151ЭХ02 (НИИ «Укрналит»). Характеристики ГА 151ЭХ02: основная приведенная погрешность измерения не более $\pm 2,5\%$; выходной сигнал RS-232; диапазон измерения содержания кислорода — 0,25—10% об.

Выбран датчик температуры ТСП-1088 с преобразователем ПИ-C011. Рабочий диапазон температур датчика от -200 до 500°С, диапазон измеряемых преобразователем температур от 0 до 200°С, при этом выходной сигнал с преобразователя изменяется от 0 до 5 мА.

Для измерения скорости потока газа разработан датчик ДСПГ, в состав которого входит зонд, устанавливаемый в газоход, дифференциальный преобразователь «давление—напряжение» и устройство, пропорционально преобразующее величину скорости потока газа в диапазоне 0—40 м/с в электрический сигнал 0—5 мА. Дифференциальный преобразо-

ватель и клапан ЕК, предназначенный для установки нуля датчика, находится в термостате (температура 55°C), исключаящем конденсацию влаги в цепях преобразователя и клапана.

Валовые выбросы вредных веществ в атмосферный воздух Q_i вычисляются по формуле

$$Q_i = VSC_i,$$

где V — средняя скорость потока газа в точке установки зондов ГА, м/с;

S — площадь сечения газохода в точке установки зондов, м²;

C_i — концентрации вредных газов и пыли, г/м³.

Системы контроля выбросов вредных газов, кроме решения непосредственных задач экологического характера, могут выдавать и важную технологическую информацию. В первую очередь, это значение потерь тепла от химической неполноты сгорания топлива, которое, при наличии в продуктах сгорания только окиси углерода, можно определять для всех видов твердого топлива [7, с. 97—99].

Заключение

Разработанная система смонтирована на третьем блоке Трипольской ТЭС ОАО «Центрэнерго». В настоящее время система находится в стадии длительных эксплуатационных испытаний, в процессе которых подтвердилась целесообразность выбранной иерархии ее построения и примененных элементов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Максименко Ю. Н., Яковлев В. А. Система контроля валовых выбросов промышленных предприятий // Міжнар. наук.-практ. конф. "Геологічні дослідження: стан і перспективи". Ч. 1.— Івано-Франківськ.— 1995.— С. 139—140.
2. Максименко Ю. Н. Система контроля загрязнения окружающей среды котельными установками // Вісник Укр. Будинку економіч. та наук.-техніч. знань.— 2000.— № 2.— С. 71—74.
3. Смально М. А. Комплексная система оптимизации процесса горения и экологического контроля на теплогенерирующих установках // Наук.-практ. семінар "Енергоефективність у комунальній теплоенергетиці".— 2005.— С. 75—77.
4. Довготелес Г. А., Максименко Ю. Н., Попутников А. Б. Контроль выбросов вредных газов ТЭС // Энергетика и электрификация.— 2005.— № 5.— С. 48—49.
5. Максименко Ю. Н. Синтез требований к системам контроля и учета выбросов вредных веществ промышленными предприятиями // Міжнар. наук.-практ. конф. «Екологічна безпека: проблеми і шляхи вирішення». Т. 2.— Алушта, Україна.— 2005.— С. 183—185.
6. Максименко Ю. Н. Система контроля и учета вредных газов котлоагрегатами ТЭС // Тр. VI междунар. науч.-практ. конф. «Современные информационные и электронные технологии».— Одесса, Украина.— 2005.— С. 385.
7. Пеккер Я. Л. Теплотехнические расчеты по приведенным характеристикам топлива.— М.: Энергия, 1966.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

**ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
ЭЛЕКТРОНИКА. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА - 2006**
V межрегиональная специализированная выставка
14 - 16 ноября 2006

Основные разделы выставки:

- Передовые технологии, оборудование, материалы
- Датчики, системы идентификации, первичные преобразователи, электроприводы
- Контрольно-измерительные и диагностические приборы
- Электронные устройства, компоненты, элементная база
- Метрология, весоизмерительное оборудование
- Электротехническое оборудование общепромышленного применения
- Силовая электроника и микрозлектроника
- Специализированная литература

Место проведения:
КОСК «Россия» г. Екатеринбург ул. Высоцкого, 14
Тел/факс: (343) 347-45-05, 347-18-32
e-mail: vystavka@kosk.ru
<http://www.kosk.ru>

Н. М. ПАШАЕВ

Азербайджанское национальное аэрокосмическое агентство, г. Баку
E-mail: namikpashaev@rambler.ru

Дата поступления в редакцию
06.06 2006 г.

Оппонент д. т. н. В. В. НОВИКОВ
(ЗАО "Авангард-Элионика, г. Санкт-Петербург)

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Использование биморфной пьезокерамической структуры в ультразвуковом преобразователе для возбуждения ультразвуковых колебаний в воздушной среде позволило снизить энергию возбуждающего электрического импульса.

В настоящее время широкое применение получили измерительные приборы на основе ультразвуковых преобразователей. В частности, на их основе созданы приборы для измерения уровня жидких нефтепродуктов, сжиженного газа, сыпучих тел. При разработке таких приборов возникают определенные проблемы, связанные с конструированием собственно акустического преобразователя.

В обычно используемых излучателях с диаметром пластины $d=1,8$ см при частоте колебаний $f=25$ кГц размер пластины соизмерим с длиной волны излучения ($\lambda=v_{зв}/f=1,36$ см). Ультразвуковая волна при этом имеет угол расходимости $\psi_1 \approx \lambda/d \approx 0,7$ рад $\approx 42^\circ$. Колебания распространяются в виде сферической волны в конусе широкого раскрытия, что приводит к существенному ослаблению ее амплитуды. При отражении от плоской поверхности раздела "жидкость—атмосфера" происходит значительное расширение принимаемого импульса, что приводит к потере точности измерения дальности. Для ослабления этих эффектов необходимо принять меры для осевой концентрации энергии распространяющегося пучка с помощью рупора, который уменьшил бы расходимость пучка.

Для формирования акустических импульсов предлагается ультразвуковой акустический преобразователь, т. н. биморфный элемент, который представляет собой две склеенные (полярностью встречно друг другу) пьезоэлектрические пластины диаметром 1,8 см. Поскольку знак деформации (сжатие или растяжение) зависит от полярности электрического напряжения, приложенного к электродам, то под действием переменного напряжения одна пластина будет стремиться растягиваться, а другая — сжиматься, в результате чего создается изгибающий момент, и биморфная пластина будет изгибаться в ту или иную сторону с амплитудой, намного превышающей амплитуду колебаний одиночной пластины, создавая при этом в воздухе акустические колебания значительной амплитуды [1, с. 282, 287].

Биморфная система диаметром 1,8 см приклеивается, в свою очередь, к алюминиевой мембране, ко-

торая закрепляется в верхней части корпуса рупора. Используемый в данной конструкции пьезокерамический преобразователь работает на частоте 25 кГц, что обеспечивает сравнительно небольшое затухание сигнала в воздухе при зондировании поверхности на расстоянии до 20 м.

Предлагаемое устройство излучает и принимает ультразвуковой сигнал с помощью одного пьезокерамического преобразователя, что требует развязки между источником излучающего сигнала и принимаемым эхосигналом (рис. 1). При работе данного устройства возбуждаемый на вторичной обмотке трансформатора сигнал с амплитудой 12 В подается на ультразвуковой преобразователь (УЗП) через два диода D1, D2, включенных встречно-параллельно. Сигнал поступает на ультразвуковой излучатель с потерей амплитуды сигнала на последовательно включенной паре диодов не более 0,6 В. Для защиты входа приемного устройства от сравнительно высокого напряжения, которое может привести к выходу из строя интегральной микросхемы (ИМС) U1, на вход последней включен резистор R1, шунтируемый со стороны ИМС двумя включенными встречно-параллельно диодами Шоттки D3, D4, ограничивающими напряжение на входе ИМС на уровне не более 0,2 В.

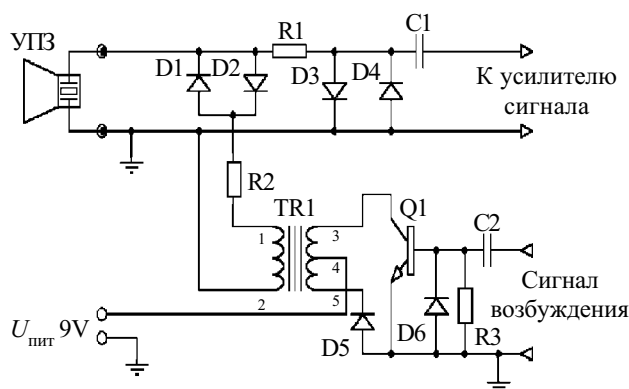


Рис. 1. Электрическая схема ультразвукового преобразователя

При отсутствии сигнала на вторичной обмотке трансформатора анод и катод диодов D1, D2 со стороны трансформатора находятся под нулевым потенциалом относительно общего провода, и проводимость данной пары диодов для входных напряжений менее $\pm 0,5$ В ничтожно мала и не может оказывать какого-либо влияния на принимаемый сигнал.

Отраженный от контролируемой поверхности ультразвуковой эхосигнал возвращается к пьезоприемнику значительно ослабленным. Степень ослабления сигнала зависит от многих факторов, таких как плотность газа, наличие паров жидкости, а также расстояние от излучателя до отражающей поверхности. После преобразования пьезоприемником отраженного от измеряемой поверхности эхосигнала в напряжение последнее может принимать значения от 10 мкВ до 100 мВ. Такой большой разброс уровня принимаемого сигнала приводит к увеличению погрешности при измерении расстояния.

На рис. 2 показана форма сигнала, возбуждаемого в пьезоприемнике отраженным ультразвуковым эхосигналом. Такая форма сигнала определяется резонансной системой пьезоприемника, имеющей, как любая резонансная система, определенную полосу пропускания, определяемую добротностью данной системы. Огибающая сигнала после детектирования и усиления представляет собой импульс с нарастающей амплитудой. Идеальной формой принимаемого сигнала является та, у которой нарастание и спад амплитуды происходят по обратной экспоненте. Реальный сигнал может значительно отличаться по форме нарастания амплитуды переднего фронта.

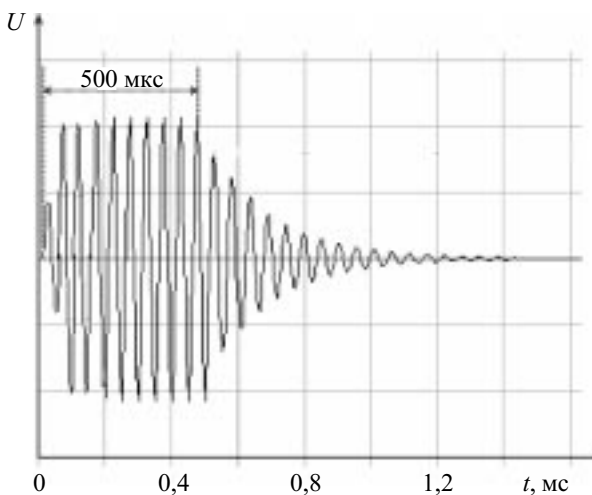


Рис. 2. Форма сигнала, возбуждаемого в пьезоприемнике отраженным ультразвуковым эхосигналом

На рис. 3 отображены осциллограммы принимаемых импульсов. На рис. 3, а показаны два возможных сигнала, принятых со значительно отличающимися амплитудами. На рис. 3, б показан детектируемый сигнал этих импульсов и линия порога срабатывания компаратора, на выходе которого появляется импульс, останавливающий работу счетчика измерения временного интервала. Как видно из рисунка, промежутки времени от начала импульса до момента срабатывания компаратора будут для сигнала с разной амплитудой различны. На данной осциллограмме показан принимаемый сигнал с частотой заполнения 22 кГц и амплитудами 1 и 0,2 В. Время от начала импульса до срабатывания компаратора для первого импульса равно $\tau_1=48$ мкс, для второго — $\tau_2=178$ мкс. При скорости распространения ультразвуковой волны в воздухе 340 м/с (или 0,34 мм/мкс) расстояние, пройденное ультразвуковой волной, будет равно со-

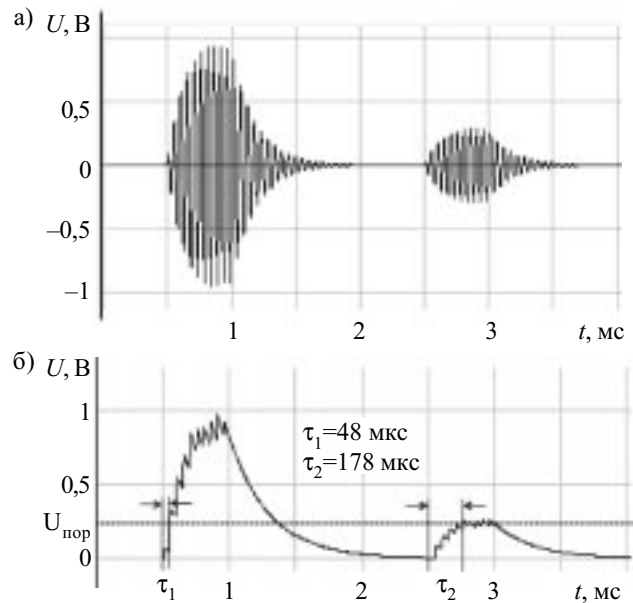


Рис. 3. Осциллограммы принимаемых импульсов: а — два возможных сигнала, принятых со значительно отличающимися амплитудами; б — детектируемый сигнал импульсов и линия порога срабатывания компаратора

ответственно 16,32 и 60,52 мм. Таким образом, погрешность в измерении расстояния будет равна $60,52 - 16,32 = 44,2$ мм.

Наиболее простым способом исключения данной ошибки, обусловленной разбросом амплитуд принимаемого сигнала, является его нормализация с помощью введения в контур усилителя принимаемого сигнала автоматической регулировки усиления (АРУ), с помощью которой амплитуда импульса на выходе детектора поддерживается в пределах от 0,85 до 1 В во всем диапазоне входных напряжений, что снижает максимальную погрешность в измерении расстояния до 10—15 мм.

В описываемом устройстве для усиления принимаемого сигнала использована интегральная микросхема ИМС АМ приемника К174ХА2. Данная ИМС имеет широкополосный трехкаскадный дифференциальный регулируемый усилитель с глубиной регулировки усиления не менее 60 дБ, что позволяет поддерживать на выходе сигнал, нормированный по амплитуде в пределах 0,85—1 В при изменении принимаемого сигнала на входе устройства в пределах от 10 мкВ до 100 мВ.

Таким образом, использование биморфной пьезокерамической структуры в ультразвуковом преобразователе для возбуждения ультразвуковых колебаний в воздушной среде позволило снизить энергию возбуждающего электрического импульса. В данном устройстве амплитуда электрического сигнала возбуждения ультразвуковых импульсов равна 7 В при токе не более 10 мА. (Такие параметры электрического сигнала при частоте заполнения импульса 25 кГц обеспечивают искробезопасность при использовании данного устройства во взрывоопасных газовых средах.)

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Свердлин Г. М. Прикладная гидроакустика. — Л.: Судостроение, 1990.

Д. ф.-м. н. А. В. КАРИМОВ, к. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА,
Ш. Ш БОЛТАЕВА, Л. Х. ЗОИРОВА

Узбекистан, г. Ташкент, НПО "Физика-Солнце"
E-mail: karimov@uzsci.net

Дата поступления в редакцию
31.01 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. В. РЮХТИН
(ЦКБ "Ритм", г. Черновцы)

ОЦЕНКА ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛА В ТРЕХБАРЬЕРНОЙ СТРУКТУРЕ

Предложена экспериментально-расчетная методика определения напряжений, падающих на каждом из переходов трехбарьерной структуры. Результаты могут быть использованы для оценки параметров структуры.

В настоящее время повышение эффективности полупроводниковых приборов стали осуществлять в технологическом процессе за счет привлечения нескольких барьеров. Так, эффективность структур типа солнечного элемента повышают путем последовательного соединения в один каскад нескольких элементов, включенных в одном направлении с помощью туннельных переходов между ними [1]. В фотодиодных структурах с целью повышения быстродействия создают встречно-штыревые планарные структуры с двумя барьерами Шоттки [2]. В них наличие областей объемного заряда под двумя барьерными контактами приводит к уменьшению суммарной емкости структуры и, тем самым, к повышению быстродействия. В данных структурах благодаря тому, что один из барьеров всегда включен в противоположном направлении по отношению к остальным переходам, все процессы определяются запираемым переходом, падение напряжения определяется в основном запирающим контактом. Поэтому их вольт-амперные характеристики представляются обратными ветвями. Здесь активной фоточувствительной областью является часть слоя, заключенного между планарными контактами, т. е. они чувствительны с одной стороны, и контакты функционально являются взаимозаменяемыми.

Двухсторонне чувствительные двухбарьерные $m-p$ - m -, $m-n-m$ -структуры с двумя барьерами Шоттки приведены в работе [3]; благодаря тому, что в них фотоприемными являются оба выпрямляющих перехода "металл—полупроводник", они обладают высокой фоточувствительностью в коротковолновой области спектра.

Для повышения фоточувствительности и быстродействия фотодиодных структур в работах [4, 5] осуществлено интегрирование $p-n$ -перехода с обратновключенными переходами "металл—полупроводник" в единую структуру. Таким образом получены двухсторонне чувствительные двухбарьерные $m-p-n$ [6, 7] и трехбарьерные $m-p-n-m$ -структуры с идентичными вольт-амперными характеристиками [8]. Их па-

раметры существенным образом зависят от технологии получения активных слоев и потенциальных барьеров. Авторами работ [9—11] получены двухбарьерные структуры с неидентичными ветвями вольт-амперных характеристик, которые объяснены неоднородным распределением электрического поля в барьерах при смене полярности.

На образцах, приведенных в упомянутых работах, получены значения фоточувствительности, намного превышающие фоточувствительность обычных фотодиодных структур с одним переходом [12]. Изучены процессы фотоэлектрического усиления и формирования спектральных характеристик в трехбарьерной $m-pGaAs-nAlGaAs-m$ -структуре [13, 14]. Однако процессы, происходящие в области объемного заряда, которые ответственны за фотоэлектрическое усиление, остаются неизученными. В рабочем режиме по мере изменения приложенного напряжения они перераспределяются между обратновключенными барьерами. Характер их перераспределения и ход роста определяют фотоэлектрические характеристики, что требует изучения электронных процессов в темноте.

Целью настоящей работы является оценка перераспределения напряжений, падающих на каждом переходе трехбарьерной $m_1-p-n-m_2$ -структуры.

Особенности токовых характеристик трехбарьерных структур

Рассматриваемые трехбарьерные структуры представляют собой диоды с двумя токоотводящими контактами. Они получены на основе полупроводникового (гомо- или гетеро-) $p-n$ -перехода со сформированными к поверхностям обеих областей выпрямляющими переходами "металл—полупроводник". В качестве выпрямляющих барьеров могут быть сформированы барьеры Шоттки и Мотта. В результате получается $m_1-p-n-m_2$ -структура, в которой m_1-p - и $n-m_2$ -переходы оказываются соединенными последовательно, а $p-n$ -переход — встречно. Она является двухсторонне чувствительной, поскольку обе поверхности являются фотоприемными. При подсветке любой из сторон возникает фототок.

При приложении внешнего напряжения в режиме прямого смещения $p-n$ -перехода два металлополупроводниковых перехода входят в режим обратного смещения, причем ток в цепи будет ограничиваться током металлополупроводникового перехода с наибольшим сопротивлением (рис. 1).

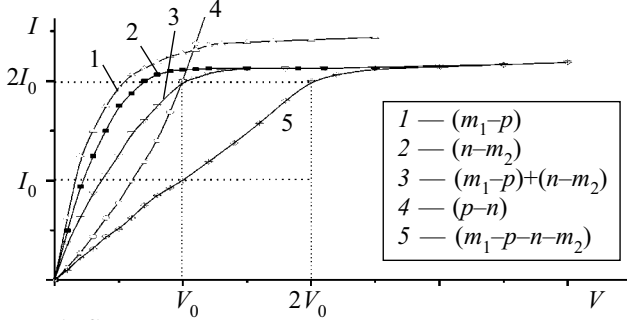


Рис. 1. Схематическая диаграмма вклада трех переходов в вольт-амперную характеристику для режима (+) $m_1-p-n-m_2(-)$

Процесс формирования токовой характеристики в трехбарьерной структуре модельно можно объяснить следующим образом. При прямом смещении $p-n$ -перехода (рис. 1) два металлополупроводниковых перехода последовательно соединяются, переход с большим сопротивлением (кривая 1) ограничивает ток второго перехода (кривая 2), и в совмещенной кривой 3 имеем сумму напряжений, падающих на каждом переходе. Далее ток прямосмещаемого $p-n$ -перехода (кривая 4) будет ограничиваться запираемыми барьерами (кривая 3), и в точке пересечения их вольт-амперных характеристик на каждый переход прикладывается напряжение, равное V_0 . Сопротивление обратносмещаемых переходов становится равным сопротивлению прямосмещаемого $p-n$ -перехода. То есть в трех переходах общее напряжение будет больше в два раза — $2V_0$, кривая 5.

В режиме обратного смещения $p-n$ -перехода (рис. 2) ток определяется запираемым $p-n$ -переходом, при этом два прямосмещаемых перехода "металл—полупроводник" (кривые 1 и 2) складываются как один (кривая 3).

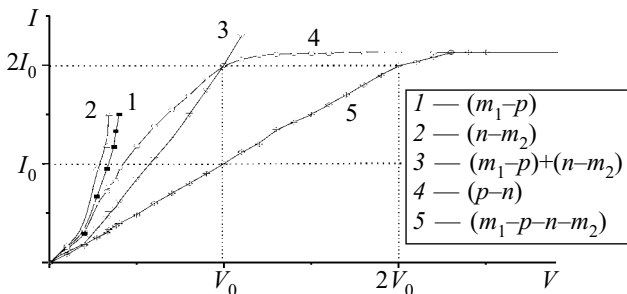


Рис. 2. Схематическая диаграмма вклада трех переходов в вольт-амперную характеристику для режима (-) $m_1-p-n-m_2(+)$

В результирующей кривой 3 для заданных токов имеем суммарные напряжения, падающие на каждом переходе. Далее ток прямосмещаемых переходов ограничивается запираемым $p-n$ -переходом (кривая 4), и их вольт-амперные характеристики пересекаются при напряжении V_0 , имея равные сопротивления. На самом деле в обратно-встречновключенном режиме имеем суммарное напряжение $2V_0$, за пределами которого ток ограничивается запираемым $p-n$ -переходом (кривая 5). В обоих режимах если на участке до точки перегиба вольт-амперной характеристики все три перехода определяют общий ток, то с увеличени-

ем напряжения постепенно происходит ограничение тока запираемым переходом. Вначале прямосмещаемый переход, затем запираемый барьер, и с момента, когда уже токи будут определяться сопротивлением перехода с наибольшим значением, появляется точка перегиба на вольт-амперной характеристике, и дальнейший ход формируется этим запираемым переходом. В составе разделяемых нами напряжений, падающих на прямо- и обратносмещаемых переходах, на самом деле в неявном виде содержатся части напряжений, падающих и на противоположных переходах. Таким образом, разделение является условным, и мы имеем дело с эффективными значениями падающего напряжения и условными прямым и обратным смещениями (рис. 1, 2).

Так как все переходы электрически соединены в единую цепочку и создают общее сопротивление

$$R_{\text{общ}} = R_1^{m_1-p} + R_2^{p-n} + R_3^{n-m_2}, \quad (1)$$

то при измерениях мы будем определять протекающий через них общий ток $I_{\text{общ}}^{m_1-p-n-m_2}$ и общее напряжение, прикладываемое извне, которое распределяется между переходами в эффективном виде. В каждом из напряжений содержится часть напряжения, падающего на других переходах, т. к. их вклад в величину общего тока сводится к нулю (рис. 1).

$$V_{\text{общ}}^{m_1-p-n-m_2} = V_1^{m_1-p} + V_2^{p-n} + V_3^{n-m_2}. \quad (2)$$

В режиме прямосмещаемого $p-n$ -перехода два последовательно включенных перехода находятся в режиме запираения. Можно сказать, имеем общий прямой ток $I_{\text{общ,прям}}^{m_1-p-n-m_2}$ и общее прямое напряжение

$$V_{\text{общ,прям}}^{m_1-p-n-m_2} = V_{\text{пр}}^{p-n} + V_{\text{обр}}^{m_1-p} + V_{\text{обр}}^{n-m_2}, \quad (3)$$

а в режиме обратного смещения $p-n$ -перехода — общий обратный ток $I_{\text{общ,обр}}^{m_1-p-n-m_2}$ и общее обратное напряжение

$$V_{\text{общ,обр}}^{m_1-p-n-m_2} = V_{\text{пр}}^{m_1-p} + V_{\text{пр}}^{n-m_2} + V_{\text{обр}}^{p-n}. \quad (4)$$

Структуры с обратновключенными переходами могут быть симметричными и несимметричными. В металлополупроводниковых трехбарьерных структурах переходы считаются симметричными при равенстве сопротивлений:

$$R_{\text{пр}}^{p-n} + R_{\text{обр}}^{m_1-p} + R_{\text{обр}}^{n-m_2} = R_{\text{пр}}^{m_1-p} + R_{\text{пр}}^{n-m_2} + R_{\text{обр}}^{p-n}, \quad (5)$$

то есть $R_{\text{общ}}^{\text{пр}} = R_{\text{общ}}^{\text{обр}}$.

Независимо от характерных признаков симметричности структуры на практике определяется идентичным видом, т. е. совпадением электрических характеристик при смене полярности рабочего напряжения. При нарушении этих условий металлополупроводниковые переходы становятся несимметричными и появляется разность величин общих токов при прямых и обратных направлениях:

$$R_{\text{общ}}^{\text{пр}} \neq R_{\text{общ}}^{\text{обр}}. \quad (6)$$

Исследуемые трехбарьерные структуры таковы, что в них генерационные токи являются низкими — благодаря наличию барьера для неосновных носителей со стороны n -области, например барьера Мотта. При нулевом смещении и подсветке со стороны барьера Мотта имеем дырочный фототок, а при подсветке со

стороны барьера Шоттки (*p*-области) — электронный фототок. При этом с увеличением интенсивности освещения барьер для дырочного фототока становится прозрачным, и фоточувствительность возрастает.

В режиме запираемых переходов "металл—полупроводник" фоточувствительность с обеих поверхностей эффективна. При этом одновременное освещение обеих поверхностей способствует сложению генерируемых фототоков. В режиме обратного смещения *p-n*-перехода фоточувствительность обеспечивается в длинноволновой области спектра, а при возбуждении со стороны барьера Шоттки — начиная с коротковолнового диапазона.

Многобарьерность данной структуры приводит к следующим особенностям.

1. Ограничение рабочего тока обратновключенным переходом предотвращает преждевременный пробой любого из переходов.
2. Складываются рабочие напряжения.
3. В любом направлении реализуется фотодиодный режим.
4. При смене полярности рабочего напряжения попеременно функциональными становятся запираемый *p-n*-переход и металлополупроводниковые переходы, что позволяет управлять спектральным диапазоном.
5. Благодаря последовательному соединению трех барьеров увеличивается быстродействие.
6. Возможность увеличения протяженности электрического поля способствует повышению фоточувствительности.
7. Малые обратные токи по сравнению со структурами с одиночным барьером, двухсторонняя фоточувствительность и работоспособность в обоих направлениях рабочего напряжения делают трехбарьерные структуры многофункциональными.

Расчет перераспределения напряжений на обратновключенных переходах трехбарьерных структур

Характеристики двухбарьерных структур можно описать основываясь на модели Ван Опдорпа и Канервы, разработанной для двойных гетеропереходов *nGe-nSi* как двойных обратновключенных барьеров Шоттки [8, 9]. Нами на основе экспериментальной вольт-амперной характеристики двухбарьерной структуры определены напряжения, падающие отдельно на каждом переходе [15]. При этом принцип суммирования прямой и обратной ветвей выполнен для последовательно соединенных в единую цепочку прямоили обратновключенных барьеров Шоттки и *p-n*-перехода.

Природа токов, протекающих через барьер, определяется подвижностью носителей заряда и напряженностью электрического поля. Для образования барьера в полупроводниках типа A^3B^5 концентрация носителей должна быть больше 10^{14} см^{-3} [16]. Соответственно, напряженности электрических полей главным образом определяют обратные токи [17].

Однако при анализе трехбарьерных структур (как и двухбарьерных) необходимо учесть некоторые особенности. Если в двухбарьерной структуре в каждом из направлений мы имели лишь по одному запираемому

переходу, то в случае трехбарьерной структуры в любом из направлений к одному полупроводниковому барьеру встречно включаются два последовательно соединенных металлополупроводниковых перехода. Отношение сопротивлений этих отдельных переходов, независимо от режима рабочего напряжения, сохраняется начиная с точки перегиба вольт-амперной характеристики вплоть до предпробойной области, что равносильно отношению исходных электрических полей между ними:

$$\frac{R_3^{n-m_2}}{R_1^{m_1-p}} = \frac{E_3^0}{E_1^0}, \tag{7}$$

где E_3^0 — электрическое поле *n-m₂*-перехода, которое определяется отношением высоты потенциально-го барьера к толщине слоя объемного заряда —

$$E_3^0 = \frac{\Phi_3}{W_3^0} = \Phi_3^{n-m_2} / \left(\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{\Phi_3^{n-m_2}}{N_n} \right)^{1/2}; \tag{8}$$

W_3^0 — толщина слоя объемного заряда *n-m₂*-перехода в равновесном состоянии; $\Phi_3^{n-m_2}$ — высота потенциального барьера в *n-m₂*-переходе; ϵ, ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость полупроводника и вакуума, соответственно; E_1^0 — электрическое поле *m₁-p*-перехода —

$$E_1^0 = \frac{\Phi_1}{W_1^0} = \Phi_1^{m_1-p} / \left(\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{\Phi_1^{m_1-p}}{N_p} \right)^{1/2}. \tag{9}$$

Здесь сопротивление фактически представляет собой отношение напряжения к току. В свою очередь, прилагаемое к барьеру напряжение приводит к расширению слоя обеднения обратно пропорционально концентрации носителей базовой области. Если сопротивления обоих переходов будут равными, то рабочее напряжение в режиме запираения барьеров увеличится в два раза, а при их различии будет определяться пределом перехода с наибольшим сопротивлением.

Используя экспериментальные данные зависимости тока от напряжения, можно оценить перераспределение напряжения между переходами трехбарьерной структуры.

В соответствии с электрической эквивалентной схемой (рис. 3), где центральный *p-n*-переход включен противоположно двум последовательно соединенным по отношению к прилагаемому напряжению переходам *m₁-p* и *n-m₂*, трехбарьерные *m₁-p-n-m₂*-структуры сводятся к двухбарьерным структурам. Для этого один из последовательно включенных *m₁-p*-барьеров можно расположить следом за *n-m₂*-переходом, как показано на рис. 4. Тогда сопротивления

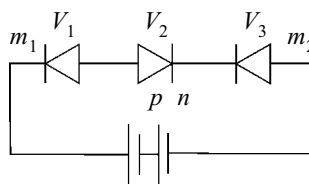


Рис. 3. Эквивалентная схема трехбарьерной структуры

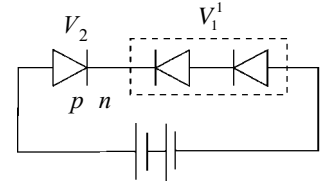


Рис. 4. Упрощенная эквивалентная схема трехбарьерной структуры, приведенной к двухбарьерной

первого и третьего переходов, представляющие собой последовательно соединенные барьеры Шоттки, можно принять как одно —

$$R_1^1 = R_1^{m_1-p} + R_3^{n-m_2}, \quad (10)$$

и p - n -перехода — как R_2^{p-n} . Напряжение, падающее на переходе R_1^1 , можно выразить как

$$V_1^1 = V_1^{m_1-p} + V_3^{n-m_2}. \quad (11)$$

Для случая, когда $R_{\text{общ}}^{\text{пр}} \neq R_{\text{общ}}^{\text{обр}}$, за счет $N_p \neq N_n$, $\phi_1 \neq \phi_2$ и $V_1^{m_1-p} \neq V_3^{n-m_2}$, пользуясь равенством токов, протекающих через все переходы,

$$I_{1(\text{обр})}^{m_1-p} = I_{2(\text{пр})}^{p-n} = I_{3(\text{обр})}^{n-m_2} = I_{\text{общ,прям}}^{m_1-p-n-m_2} \quad (12)$$

и учитывая особенности трехбарьерной структуры, отраженной в формуле (3), выведем формулы для определения перераспределения падающих напряжений $V_1^{m_1-p}$, V_2^{p-n} и $V_3^{n-m_2}$ на каждом из переходов в режиме прямого смещения p - n -перехода.

В режиме прямого смещения p - n -перехода до точки перегиба вольт-амперной характеристики имеем один прямосмещаемый переход и два последовательно соединенных барьера "металл—полупроводник", которые определяют ход кривой вольт-амперной характеристики.

Так как напряжение, приложенное извне, распределяется между прямо- и обратносмещенными переходами следующим образом —

$$R_1^1 \cdot V_2^{p-n} = V_1^1 \cdot R_2^{p-n}, \quad (13)$$

сначала определим напряжение, падающее на прямо-смещаемом переходе.

$$V_{2(\text{пр})}^{p-n} = \frac{R_{2(\text{пр})}^{p-n} \cdot V_1^1}{R_1^1}. \quad (14)$$

Здесь сопротивления $R_{2(\text{пр})}^{p-n}$ и $R_{1(\text{обр})}^1$ в точке перегиба вольт-амперной характеристики равны между собой, поэтому сопротивление каждого перехода равно половине общего сопротивления:

$$R_{2(\text{пр})}^{p-n} = \frac{R_{\text{общ(пр)}}^0}{2} = \frac{V_{\text{общ(пр)}}^0}{2I_{\text{общ(пр)}}^0}. \quad (15)$$

Тогда напряжение, падающее на p - n -переходе, равно

$$V_{2(\text{пр})}^{p-n} = \frac{V_{\text{общ(пр)}}^0}{2I_{\text{общ(пр)}}^0} \cdot I_{\text{общ,прям}}^{m_1-p-n-m_2}. \quad (16)$$

Соответственно суммарное напряжение, падающее на запираемых последовательно соединенных металлополупроводниковых m - p - и n - m -переходах, определяется с помощью формул (2), (11) и (16):

$$V_{1(\text{обр})}^1 = V_{\text{общ,прям}}^{m_1-p-n-m_2} - V_{2(\text{пр})}^{p-n}. \quad (17)$$

С другой стороны, с учетом (7), (8), (9), решая уравнения (11) и (18)

$$\frac{V_3^{n-m_2}}{V_1^{m_1-p}} = \frac{E_3^0}{E_1^0}, \quad (18)$$

получим выражение, связывающее напряжение, падающее на одном из переходов, m_1 - p , с суммарным напряжением:

$$V_{1(\text{обр})}^{m_1-p} = V_{1(\text{обр})}^1 \cdot \frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0}, \quad (19)$$

где $\frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0}$ — коэффициент, отражающий соотношение электрических полей между последовательно соединенными металлополупроводниковыми барьерами, причем

$$\left(\frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0} \right)_{\text{пр}} = \left(\frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0} \right)_{\text{обр}}. \quad (20)$$

Воспользовавшись формулой (11), определим напряжения, падающие на другом, n - m_2 -переходе:

$$V_{3(\text{обр})}^{n-m_2} = V_{1(\text{обр})}^1 - V_{1(\text{обр})}^{m_1-p}. \quad (21)$$

В режиме запираания p - n -перехода, так же на основе равенства токов, протекающих через все переходы,

$$I_{1(\text{пр})}^{m_1-p} = I_{2(\text{обр})}^{p-n} = I_{3(\text{пр})}^{n-m_2} = I_{\text{общ,обр}}^{m_1-p-n-m_2} \quad (22)$$

и учитывая особенности трехбарьерной структуры, отраженной в формуле (4), выведем формулы для определения перераспределения падающих напряжений $V_1^{m_1-p}$, V_2^{p-n} и $V_3^{n-m_2}$ на каждом из переходов рис. 2. В этом режиме ход кривой после точки перегиба вольт-амперной характеристики определяется запираемым p - n -переходом. Здесь сопротивления $R_{2(\text{обр})}^{p-n}$ и $R_{1(\text{пр})}^1$ в точке перегиба вольт-амперной характеристики равны между собой, поэтому сопротивление каждого перехода равно половине общего сопротивления. При этом получаем данные токов и напряжений V_0, I_0 для этой ветви и из выражения (13) находим суммарные напряжения V_1^1 , падающие на последовательно соединенных прямосмещаемых металлополупроводниковых m_1 - p - и n - m_2 -переходах:

$$V_{1(\text{пр})}^1 = \frac{V_{\text{общ(обр)}}^0}{2I_{\text{общ(обр)}}^0} \cdot I_{\text{общ,обр}}^{m_1-p-n-m_2}. \quad (23)$$

Учитывая соотношение (20), находим напряжения, падающие на прямосмещаемом m_1 - p -переходе,

$$V_{1(\text{пр})}^{m_1-p} = V_{1(\text{пр})}^1 \cdot \frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0}, \quad (24)$$

и используя формулу (23), определяем напряжения, падающие на втором прямосмещаемом n - m_2 -переходе:

$$V_{3(\text{пр})}^{n-m_2} = V_{1(\text{пр})}^1 - V_{1(\text{пр})}^{m_1-p}. \quad (25)$$

Далее находим V_2^{p-n} в запираемом p - n -переходе:

$$V_{2(\text{обр})}^{p-n} = V_{\text{общ(обр)}}^{m_1-p-n-m_2} - V_{1(\text{пр})}^1. \quad (26)$$

Для случая симметричной трехбарьерной структуры $R_{\text{общ}}^{\text{пр}} = R_{\text{общ}}^{\text{обр}}$ значения падающих напряжений на отдельных переходах определяются с учетом равенства суммарных напряжений при смене полярности рабочего напряжения $(V_{2(\text{пр})}^{p-n} + V_{1(\text{обр})}^1)_{\text{пр}} = (V_{1(\text{пр})}^1 + V_{2(\text{обр})}^{p-n})_{\text{обр}}$.

$$V_{2(\text{пр})}^{p-n} + V_{1(\text{обр})}^1 = V_{\text{общ}}^{m_1-p-n-m_2}. \quad (27)$$

Коэффициент $\frac{E_1^0}{E_1^0 + E_3^0}$ для симметричной трехбарьерной структуры рассчитывается на основе исходных данных каждого из переходов. Далее, учитывая

вычисленные значения коэффициента и формулу (27), с помощью формул (16), (17), (19), (21) определяем напряжения, падающие на $p-n$ -переходе ($V_{2(пр)}^{p-n}$), падающие на последовательно соединенных металлополупроводниковых переходах ($V_{1(обр)}^1$), а также на отдельных m_1-p - и $n-m_2$ -переходах ($V_1^{m_1-p}$ и $V_3^{n-m_2}$).

Перераспределение потенциала данным способом определяли на специально изготовленных трехбарьерных структурах. В качестве подложки выбрали $nGaAs:O$ с концентрацией носителей $N_m = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Гомопереходы $pGaAs-nGaAs$ получили выращиванием из жидкой фазы эпитаксиального слоя $pGaAs$, легированного Zn до концентрации носителей $N_p = 7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Толщина пленок составляла 2—3 мкм. Напыляя в вакууме серебро на обе поверхности, изготовили “несимметричную” трехбарьерную $Ag-pGaAs-nGaAs-Ag$ -структуру. В этих выпрямляющих контактах высота потенциального барьера $Ag-pGaAs$ $\phi_1^{m_1-p} = 0,62 \text{ эВ}$, а $nGaAs-Ag$ — $\phi_2^{n-m_2} = 0,88 \text{ эВ}$. Высоты потенциальных барьеров определяли из зависимости корня квадратного из фотоотклика, пересчитанного на один фотон, от энергии фотона при поочередном освещении поверхностей, что согласуется с данными, приведенными в работе [18, с. 286—306]. Площадь структур доведена скрайбированием до $5 \times 5 \text{ мм}^2$.

Вольт-амперная характеристика исследуемой трехбарьерной $m-pGaAs-nGaAs-m$ -структуры приведена на рис. 5. Токи и напряжения в точке перегиба ВАХ для режима прямого смещения $p-n$ -перехода (кривая 1) составляют 0,057 мкА и 4 В, соответственно. С учетом этих данных на основе формул (16), (17), (19) и (21) вычислены значения напряжений $V_{2(пр)}^{p-n}$, $V_{1(обр)}^1$, $V_1^{m_1-p}$, $V_3^{n-m_2}$.

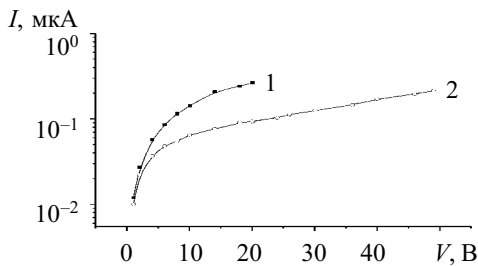


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика трехбарьерного $m-pGaAs-nGaAs-m$ -фотодиода в режиме прямого (1) и обратного (2) смещения $p-n$ -перехода

На основе полученных напряжений с помощью формул (34)—(36) рассчитаем толщины слоев объемного заряда запираемых металлополупроводниковых переходов.

$$W^{m_1-p} = \left(\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (\phi_1^{m_1-p} + V_{1(обр)}^{m_1-p})}{q N_p} \right)^{1/2}; \quad (34)$$

$$W^{n-m_2} = \left(\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (\phi_2^{n-m_2} + V_{3(обр)}^{n-m_2})}{q N_n} \right)^{1/2}. \quad (35)$$

На основе данных толщин слоев объемного заряда вычислим емкости и напряженности электрических полей для каждого перехода с помощью формул

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{W}; \quad (36)$$

$$E = \frac{V}{W}, \quad (37)$$

где S — площадь и W — толщина слоя объемного заряда.

Результаты расчета соответствующих параметров в режиме прямого смещения $p-n$ -перехода приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры $Ag-pGaAs-nGaAs-Ag$ -структуры в режиме прямого смещения $p-n$ -перехода

$V_{общ}^{m_1-p-n-m_2}$	2	4	6	8	10	14	18	20
$I_{общ}^{m_1-p-n-m_2}$	0,027	0,057	0,086	0,115	0,143	0,208	0,241	0,265
$V_{2(пр)}^{p-n}$	0,95	1,99	3,02	4,04	5,02	7,3	8,46	9,3
$V_{1(обр)}^1$	1,05	2,01	2,98	3,96	4,98	6,7	9,35	10,7
$V_{1(обр)}^{m_1-p}$	0,72	1,39	2,06	2,73	3,44	4,6	6,45	7,4
W^{m_1-p}	4,9	6	6,9	7,76	8,5	9,69	11,28	12,01
$E, 10^5 \text{ В/см}$	0,27	0,34	0,39	0,43	0,48	0,54	0,63	0,67
$C, 10^{-9} \text{ Ф}$	11,1	9,1	7,9	7,02	6,4	5,62	4,83	4,53
$V_{3(обр)}^{n-m_2}$	0,33	0,62	0,92	1,23	1,54	2,1	2,9	3,3
W^{n-m_2}	12,3	13,7	15	16,3	17,5	19,4	21,8	22,9
$E, 10^5 \text{ В/см}$	0,098	0,11	0,12	0,13	0,14	0,15	0,17	0,18
$C, 10^{-9} \text{ Ф}$	4,43	3,97	3,63	3,34	3,1	2,8	2,49	2,38

Для режима обратного смещения $p-n$ -перехода (рис. 5, кривая 2) токи и напряжения в точке перегиба ВАХ 0,022 мкА и 2 В, соответственно. На основе этих данных по формулам (23)—(26) вычислены значения напряжений $V_{1(пр)}^1$, $V_{1(пр)}^{m_1-p}$, $V_{3(пр)}^{n-m_2}$ и $V_{2(обр)}^{p-n}$.

На основе полученных напряжений с помощью формул (36)—(38) рассчитаем толщину слоя объемного заряда, напряженность электрического поля и емкости для запираемого $p-n$ -перехода:

$$W^{p-n} = \left(\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (N_p + N_n) \cdot (V_k + V_{2(обр)}^{p-n})}{q N_p N_n} \right)^{1/2}, \quad (38)$$

где V_k — контактная разность потенциалов $p-n$ -перехода.

На основе данных, приведенных в табл. 1, 2, можно установить механизмы токопереноса в каждом переходе, взаимосвязь хода толщины слоев объемного заряда, емкости с электрическими полями переходов. Так, с напряженностью электрического поля и диэлектрической проницаемостью прямо пропорционально связана емкость перехода. При последовательном соединении переходов общая емкость уменьшается. В наших структурах емкости трех переходов соединены последовательно, благодаря чему общая емкость имеет малые значения (см. табл. 1, 2).

Зависимость тока от напряжения в рассматриваемых трехбарьерных структурах в любом направлении описывается степенной зависимостью

$$I \approx V^\gamma. \quad (40)$$

Таблица 2

Параметры $Ag-pGaAs-nGaAs-Ag$ -структуры в режиме обратного смещения $p-n$ -перехода

$V_{\text{общ}}^{m_1-p-n-m_2}$, В	2	6	10	14	20	30	40	50
$I_{\text{общ}}^{m_1-p-n-m_2}$	0,022	0,048	0,065	0,076	0,093	0,125	0,17	0,213
$V_{1(\text{np})}^1$, В	0,99	2,18	2,96	3,46	4,23	5,69	7,74	9,69
$V_{1(\text{np})}^{m_1-p}$, В	0,68	1,5	2,04	2,39	2,92	3,93	5,34	6,6
$V_{3(\text{np})}^{n-m_2}$, В	0,31	0,68	0,92	1,07	1,31	1,76	2,4	3,09
$V_{2(\text{обр})}^{p-n}$, В	1,01	3,82	7,04	10,54	15,8	24,3	32,26	40,31
W^{p-n} , 10^{-5} см	17,4	26,6	34,1	40,9	49,3	60,5	69,3	77,2
E , 10^5 В/см	0,12	0,18	0,24	0,28	0,34	0,42	0,48	0,54
C , 10^{-9} Ф	3,1	2	1,6	1,3	1,2	0,9	0,79	0,71

На основе значений показателя степени выясним механизмы образования токовых характеристик в запираемых переходах.

Как видно из рис. 6, во всех запираемых металл-полупроводниковых переходах с увеличением напряженности электрического поля наблюдаем уменьшение показателя степени от 1,0 до 0,5. Наблюдаемую зависимость можно объяснить постепенной сменой механизма термоэлектронной эмиссии на генерацию носителей в слое объемного заряда запираемого перехода.

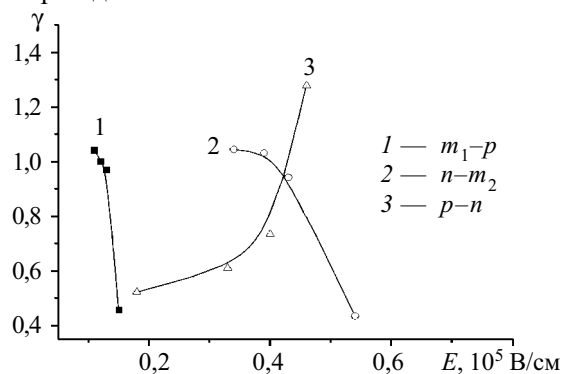


Рис. 6. Зависимость показателя степени от напряженности электрического поля в запираемых m_1-p - и $n-m_2$ -переходах (1, 2) и в запираемом $p-n$ -переходе (3)

При смене полярности прилагаемого извне напряжения имеем обратную закономерность, показатель степени в обратносмещенном $p-n$ -переходе $pGaAs-nGaAs$ с увеличением напряженности электрического поля начиная с 0,5 постепенно возрастает до 1,3, т. е. с увеличением напряжения механизм генерации носителей в слое объемного заряда сменяется термоэлектронной эмиссией.

В заключение можно отметить, что на основе напряжений, падающих на каждом переходе, можно установить процессы формирования токовых характеристик применительно к каждому переходу, установить взаимосвязь выходных характеристик с параметрами каждого из переходов. Расчеты показывают, что в обеих полярностях рабочего режима доминирующие переходы находятся в режиме запираения. Многофункциональность таких трехбарьерных структур заключается в том, что они, независимо от полярности прилагаемого напряжения, при возбужде-

нии с обеих сторон могут работать в фотодиодном режиме. То есть примененный подход определения напряжений, падающих на каждом переходе, может быть использован для изучения параметров подобных структур при оптическом и тепловом возбуждении.

Заключение

Таким образом, на основе вольт-амперных характеристик трехбарьерной структуры можно найти перераспределение потенциала между переходами, толщины слоев объемного заряда и напряженности электрических полей, емкости каждого из переходов, которые позволяют определить механизмы токопередачи и особенности фоточувствительности, частотные свойства.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Алферов Ж. И., Андреев В. М., Румянцев В. Д. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики // ФТП.— 2004.— Т. 38, вып. 8.— С. 937—947.
2. Аверин С. В. Определение характеристик контакта металл-полупроводник для встречно-штыревых фотодиодных структур // Письма в ЖТФ.— 1990.— Т. 16, вып. 4.— С. 49—53.
3. Ёдгорова Д. М., Якубов Э. Н. Детекторы оптического сигнала на основе структур $Au-nSi-Al$, $Au-nSi$ // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 4.— С. 39—42.
4. Пат. 933 РУз. Трехбарьерный фотодиод Каримова / А. В. Каримов.— 1994.
5. А. с. 676399 СССР. Трехбарьерный фотодиод Каримова / А. В. Каримов.— 1991.
6. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Вахобов К. и др. Двухсторонне-чувствительные фотодиодные структуры в системе арсенид галлия—сульфид кадмия // Инженерно-физический журнал.— 2003.— Т. 76, № 1.— С. 167—169.
7. Каримов А. В. Фотозлектрическое усиление в трехбарьерной структуре // Лазерная техника и оптоэлектроника.— 1993.— № 3.— С. 83—85.
8. Каримов А. В. Трехбарьерный фотодиод // Там же.— 1991.— № 3.— С. 53—55.
9. Беляев А. П., Рубец В. П., Ташходжаев Х. А., Калинин И. П. Инверсия типа проводимости слоя селенида цинка в гетероструктуре // ФТП.— 1993.— Т. 27, № 3.— С. 527—532.
10. Mitchell K. W., Fahrenbruch A. L., Bube R. H. Evaluation of the CdS/CdTe heterojunction solar cell // J. Appl. Phys.— 1977.— Vol. 48, Issue 10.— P. 4365—4371.
11. Ушаков Н. М., Солодкий А. Н., Ведуц В. Э., Петросян В. И. Внутреннее фотоусиление в планарных структурах с барьером Бардина на GaAs // Письма в ЖТФ.— 1990.— Т. 16, вып. 1.— С. 17—21.
12. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов.— М.: Радио и связь, 1990.
13. Karimov A. V., Karimova D. A. Three-junction $Au/AlGaAs(n)/GaAs(p)/Ag$ photodiode // Materials Science in Semiconductor Processing.— 2003.— Vol. 6.— P. 137—142.
14. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М. Физические явления в арсенидгаллиевых структурах с микрослойным квазизопериодическим переходом.— Ташкент: Фан, 2005.
15. Ёдгорова Д. М., Каримов А. В. Определение характеристик двухбарьерных фотодиодных структур с металлполупроводниковыми переходами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 5.— С. 27—30.
16. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия.— М.: Мир, 1991.
17. Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы.— М.: Энергоатомиздат, 1987.
18. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Кн. 1.— М.: Мир, 1984.

К. ф.-м. н. Н. Б. ГОРЕВ, к. ф.-м. н. И. Ф. КОДЖЕСПИРОВА,
к. ф.-м. н. Е. Н. ПРИВАЛОВ

Украина, г. Днепропетровск, Институт технической механики
E-mail: gorev57@mail.ru

Дата поступления в редакцию
16.03 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. И. ТИМОФЕЕВ
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ НА GaAs

Разброс параметров GaAs полевых транзисторов, вызванный неоднородным распределением глубоких центров, может прогнозироваться по концентрации незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой".

Одной из основных причин, сдерживающих развитие информационной техники на арсенидгаллиевой элементной базе, является значительный разброс параметров активных элементов по полупроводниковой пластине [1, 2]. Особенно сильно это проявляется при создании интегральных схем, состоящих из большого числа полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ), к которым предъявляются жесткие требования по однородности параметров.

В литературе сообщаются главным образом результаты изучения разброса параметров ПТШ на ионно-имплантированных структурах [3—5]. Вследствие этого и предлагаемые разными авторами причины разброса параметров приборов в конечном итоге связываются с особенностями технологии ионной имплантации, приводящими к варьированию вдоль пластины концентрации свободных электронов в токопроводящем канале. Однако хорошо известно, что и в случае структур, в которых активная пленка получена эпитаксиальными методами, параметры ПТШ, изготовленных на одной пластине, также варьируются в довольно широком интервале, хотя такие структуры обладают весьма высокой однородностью профиля легирования по пластине [6]. Таким образом, разброс параметров ПТШ не может быть связан только с вариацией параметров пленки. Это свидетельствует о том, что этот разброс во многом определяется и границей между активной пленкой и примыкающим к ней слоем (буферным слоем или подложкой).

Дело в том, что в силу значительного перепада концентрации свободных носителей на этой границе образуется область пространственного заряда (переход "пленка—подложка" или "пленка—буферный слой") [7]. Локализованная в пленке область обеднения этого перехода образована зарядом мелких ионизированных доноров, а его область накопления, локализованная в подложке, образована зарядом, связанным на глубоких центрах. Поскольку концентрация незаполненных глубоких центров в подложке сравнима с концентрацией легирующей примеси в пленке, локализованная в пленке область обеднения пе-

рехода сравнима по ширине с его областью накопления, и в случае тонких пленок, характерных для современной микроэлектроники, она может стать сравнимой с толщиной пленки. Поэтому параметры тонкопленочных арсенидгаллиевых приборов весьма чувствительны к свойствам полуизолирующей подложки, на которой они изготавливаются, в частности, к концентрации глубоких центров в подложке. В трехслойных структурах, в которых между пленкой и подложкой имеется буферный слой, ситуация усложняется и тем, что на характеристики ПТШ вливают глубокие центры как в буферном слое, так и в подложке.

Выявление связи между распределением глубоких центров по полупроводниковой пластине и разбросом параметров ПТШ на трехслойных структурах "пленка—буферный слой—подложка" и является целью данной работы.

Для достижения этой цели прежде всего необходимо найти величину, характеризующую интегральное влияние глубоких центров в буферном слое и подложке на характеристики ПТШ. Для этого можно воспользоваться подходом, предложенным нами в работах [8, 9], в которых рассмотрены особенности низкочастотной вольт-фарадной характеристики арсенидгаллиевых структур "пленка—буферный слой—подложка". Мы показали там, что при значениях обратного напряжения на барьере V_{rev} , при которых имеет место значительное смыкание областей обеднения барьера Шоттки и перехода "пленка—буферный слой", низкочастотная барьерная емкость C_{LF} ведет себя аномальным образом, а именно, увеличивается с ростом V_{rev} , и по этому аномальному участку низкочастотной вольт-фарадной зависимости можно определить величину, характеризующую интегральное влияние глубоких центров как в буферном слое, так и в подложке, на захват носителей из пленки. Мы назвали эту величину эффективной концентрацией незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой". Эта эффективная концентрация N следующим образом выражается через низкочастотную барьерную емкость C_{LF} :

$$N = \min \left\{ \frac{C_{LF}^3}{q\epsilon\epsilon_0 S^2 dC_{LF}/dV_{rev}} \right\}_{dC_{LF}/dV_{rev}>0}, \quad (1)$$

где q — заряд электрона;
 ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника;
 ϵ_0 — диэлектрическая постоянная;
 S — площадь барьерного контакта.

Есть все основания полагать, что интегральное влияние незаполненных глубоких центров в буферном слое и подложке на параметры ПТШ тоже можно характеризовать величиной N . Для проверки предположения о том, что с точки зрения влияния глубоких центров на параметры ПТШ их распределение по пластине можно характеризовать одной величиной, а именно, эффективной концентрацией N незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой", необходимо рассчитать параметры ПТШ в широком диапазоне изменения параметров, характеризующих глубокие центры в буферном слое и подложке, и сопоставить рассчитанные параметры ПТШ с величиной N .

Низкочастотная вольт-фарадная характеристика трехслойной структуры, необходимая для определения эффективной концентрации незаполненных глубоких центров N по формуле (1), может быть рассчитана по нашей модели, описанной в работе [9], которая учитывает смыкание области обеднения барьера Шоттки и областей пространственного заряда на межслоевых границах.

Что касается параметров транзисторов, то они обычно рассчитываются по известным аналитическим моделям ПТШ [10]. Однако все эти модели основаны на допущении, что проводящий канал электронейтрален, область обеднения барьера Шоттки полностью обеднена свободными носителями, и граница между каналом и этой областью является резкой (приближение резких границ). Приближение же это справедливо только в том случае, если ширина канала намного больше такого характерного размера как дебаевская длина, и поэтому оно становится заведомо неприменимым вблизи отсечки. Кроме того, это приближение не позволяет рассматривать влияние физических процессов в канале (например, таких как образование под затвором статического домена сильного электрического поля) на заполнение глубоких центров на границе раздела "пленка—подложка" ("пленка—буферный слой"), которое, в свою очередь, может существенно влиять на проводимость канала. Эти процессы адекватно учитываются двухмерными численными моделями [11—13], однако модели эти имеют довольно большое число входных параметров, точные значения которых часто неизвестны, и требуют довольно значительного объема вычислений.

Разумным же компромиссом между адекватностью описания и сложностью модели может быть квазидвухмерная модель ПТШ, предложенная в нашей работе [14] при рассмотрении захвата носителей из пленки на глубокие центры в буферном слое и подложке. В этой модели использованы предположения, являющиеся общепринятыми при рассмотрении структур ПТШ (продольное электрическое поле существует только в пленке и не зависит от поперечной координаты, поперечной компонентой и диффузионной составляющей продольной компоненты плотности тока можно пренебречь, все приложенное напряжение исток-сток падает на подзатворной части транзистора). Отличительной же особенностью модели является отказ от приближения резких границ, а именно, в ней предполагается, что области обеднения барьера

Шоттки и перехода "пленка—буферный слой" сомкнуты, т. е. в любом поперечном сечении транзистора концентрация n свободных носителей достигает в некоторой точке пленки x_m максимального значения n_m , меньшего концентрации N_d легирующей примеси в пленке (рис. 1). Эта модель в конечном итоге сводится к численному решению задачи Коши для системы обыкновенных дифференциальных уравнений.

Модель позволяет рассчитать вольт-амперную характеристику транзистора. Типичные рассчитанные вольт-амперные характеристики приведены на рис. 2 (концентрация легирующей примеси в пленке $N_d=10^{17}$ см⁻³; толщина пленки $h=0,2$ мкм; длина затвора $l=1$ мкм; ширина затвора $W=300$ мкм; толщина

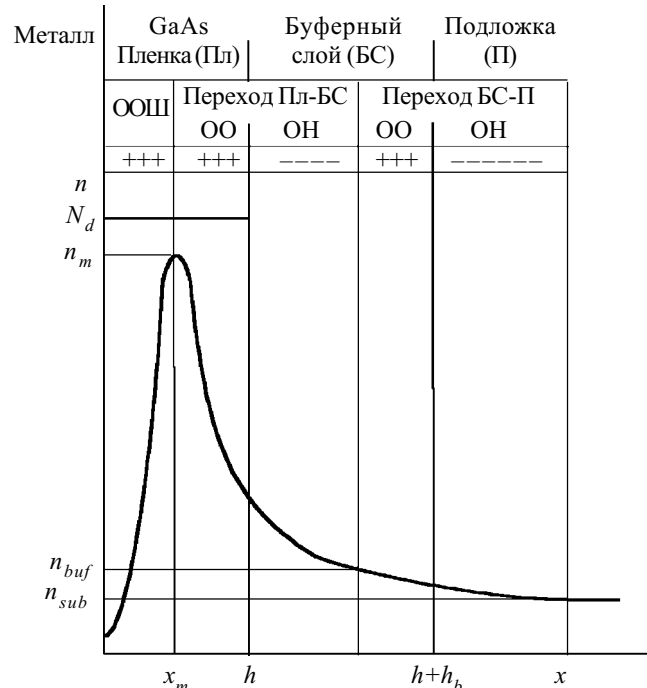


Рис. 1. Схематический вид распределения концентрации свободных носителей n и пространственного заряда поперек ПТШ на трехслойной структуре "пленка—буферный слой—подложка":

ООШ — область обеднения барьера Шоттки; ОО — область обеднения; ОН — область накопления

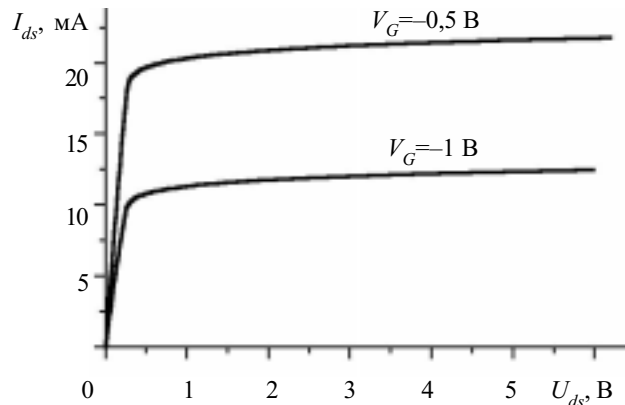


Рис. 2. Рассчитанные зависимости тока стока I_{ds} от напряжения исток-сток U_{ds} при разных значениях напряжения затвора V_G

буферного слоя $h_b=0,7$ мкм; концентрация глубоких центров в буферном слое $N_{ib}=2\cdot 10^{16}$ см $^{-3}$; параметр Шокли–Рида глубоких центров в буферном слое $n_{1b}=10^{11}$ см $^{-3}$ (этот параметр, зависящий от глубины энергетического уровня глубокого центра, равен концентрации свободных носителей в зоне проводимости в случае, когда уровень Ферми совпадает с этим энергетическим уровнем); концентрация свободных носителей в нейтральной области буферного слоя $n_{buf}=10^{13}$ см $^{-3}$ (в случае смыкания области обогащения перехода "пленка—буферный слой" и области обеднения перехода "буферный слой—подложка" эта область стягивается в одну точку); концентрация глубоких центров в подложке $N_t=5\cdot 10^{16}$ см $^{-3}$; параметр Шокли–Рида глубоких центров в подложке $n_1=10^{10}$ см $^{-3}$; концентрация свободных носителей в глубине подложки $n_{sub}=10^8$ см $^{-3}$; высота барьера Шоттки $\phi_b=0,8$ эВ; $T=300$ К).

Зная вольт-амперные характеристики для различных значений напряжения затвора, можно определить основные параметры ПТШ, а именно, ток насыщения I_{sat} , крутизну g_m и напряжение отсечки V_{po} (напряжение отсечки обычно определяется как напряжение затвора, при котором ток насыщения достигает некоторой заданной малой величины, которую обычно принимают равной 10 мкА).

На рис. 3 приведено сопоставление эффективной концентрации N незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой" и тока насыщения, крутизны и напряжения отсечки ПТШ, рассчитанных в широком диапазоне параметров, характеризующих

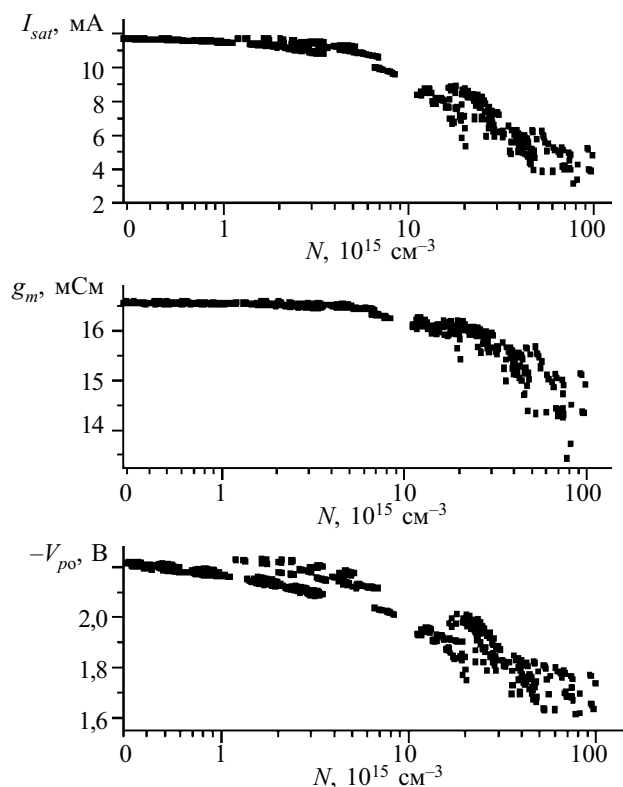


Рис. 3. Рассчитанные зависимости тока насыщения I_{sat} , крутизны g_m и напряжения отсечки V_{po} ПТШ от эффективной концентрации N незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой"

глубокие центры и их распределение в рассматриваемой структуре: концентрация глубоких центров в буферном слое N_{ib} равна $10^{16}, 2\cdot 10^{16}, 3\cdot 10^{16}$ см $^{-3}$; параметр Шокли–Рида этих глубоких центров n_{1b} равен $10^{10}, 10^{12}$ см $^{-3}$; концентрация свободных носителей в нейтральной области (точке) буферного слоя n_{buf} равна $10^{12}, 10^{13}, 10^{14}$ см $^{-3}$; толщина буферного слоя h_b равна 0,05, 0,1, 0,3, 0,4, 0,6, 0,8, 0,9, 1,0 мкм (обычно толщина буферного слоя составляет около 1 мкм, однако диффузия глубоких центров из подложки может уменьшить эффективную толщину буферного слоя, и поэтому расчет был проведен также и для $h_b \ll 1$ мкм); концентрация глубоких центров в подложке N_t равна $5\cdot 10^{16}, 10^{17}$ см $^{-3}$; концентрация свободных носителей в глубине подложки n_{sub} равна $5\cdot 10^8, 10^{10}$ см $^{-3}$ (ток насыщения и крутизна рассчитаны при напряжении затвора $V_G=-1$ В). Толщина пленки h , концентрация легирующей примеси в пленке N_d , а также концентрация мелких доноров в подложке N_s имели фиксированные значения $h=0,2$ мкм, $N_d=10^{17}$ см $^{-3}$ и $N_s=5\cdot 10^{15}$ см $^{-3}$. Затвор имел длину 1 мкм и ширину 300 мкм.

Как видно из графиков, вариация концентрации N по пластине приводит к заметному разбросу параметров ПТШ даже при фиксированной толщине и плотности легирования пленки. Из графиков также видно, что имеется довольно хорошая корреляция между параметрами ПТШ и величиной N , а именно, ток насыщения, крутизна и абсолютная величина напряжения отсечки имеют явную тенденцию к уменьшению с увеличением N . Физический механизм этого уменьшения заключается в том, что увеличение N приводит к сужению проводящего канала в пленке вследствие увеличения отрицательного заряда, связанного на глубоких центрах в буферном слое.

Итак, несмотря на то, что в рассматриваемой структуре распределение глубоких центров по пластине характеризуется несколькими параметрами (концентрация глубоких центров в буферном слое и подложке, их глубина, толщина буферного слоя), о разбросе параметров ПТШ, вызванном неоднородным распределением глубоких центров по пластине, можно судить по одной величине, а именно, по эффективной концентрации незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой".

Таким образом, разброс параметров полевых транзисторов можно прогнозировать до изготовления приборов по эффективной концентрации незаполненных глубоких центров на границе "пленка—буферный слой", определяемой с помощью вольт-фарадных измерений в исходных пластинах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Костылев С. А., Прохоров Е. Ф., Уколов А. Т. Влияние полуизолирующей подложки на параметры арсенидгаллиевых полевых транзисторов с барьером Шоттки // Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ.— 1986.— № 7.— С. 1—39.
2. Костылев С. А., Прохоров Е. Ф., Уколов А. Т. Явления токопереноса в тонкопленочных арсенидгаллиевых структурах.— Киев: Наук. думка, 1990.
3. Ishii Y., Miyazawa Y., Ishida S. Threshold voltage scattering of GaAs MESFET's fabricated on LEC-grown semi-insulating substrates

// IEEE Transactions on Electron Devices.— 1984.— Vol. ED-31, N 6.— P. 800—804.

4. Nanishi Y., Ishida S., Miyazawa S. Correlation between dislocation distribution and FET performances observed in low Cr doped LEC GaAs // Japanese Journal of Applied Physics.— 1983.— Vol. 22, N 1.— P. L54—L56.

5. Kasahara J., Arai M., Watanabe N. Extremely uniform threshold voltage distribution of GaAs FET made on LEC-grown crystals // Electronics Letters.— 1985.— Vol. 21, N 22.— P. 1040—1042.

6. Гассанов Л. Г., Лаурс Е. П., Груша С. А. Современный уровень и перспективы развития арсенидгаллиевых приборов СВЧ на базе технологии молекулярно-лучевой эпитаксии // Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ.— 1985.— №. 8.— С. 1—50.

7. Хучуа Н. П., Хведелидзе Л. В., Тигишвили М. Г. и др. Роль глубоких уровней в технологии арсенида галлия // Микроэлектроника.— 2003.— Т. 32, № 5.— С. 323—343.

8. Kostylev S. A., Prokhorov E. F., Gorev N. B. et al. Low-frequency capacitance-voltage characterization of deep levels in film-buffer layer-substrate GaAs structures // Solid-State Electronics.— 1999.— Vol. 43, N 1.— P. 169—176.

9. González-Hernández J., Prokhorov E., Gorev N. B. et al. Nondestructive technique for the characterization of deep traps at interlayer interfaces in thin-film multilayer semiconductor structures // Journal of Vacuum Science & Technology B.— 1999.— Vol. 17, N 5.— P. 2357—2360.

10. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия.— М.: Мир, 1991.

11. Horio K., Asada K., Yanai H. Two-dimensional simulation of GaAs MESFETs with deep acceptors in the semi-insulating substrate // Solid-State Electronics.— 1991.— Vol. 34, N 4.— P. 335—343.

12. Horio K., Fuseya Y., Kusuki H., Yanai H. Simplified simulations of GaAs MESFET's with semi-insulating substrate compensated by deep levels // IEEE Transactions on Computer-Aided Design.— 1991.— Vol. 10, N 10.— P. 1295—1302.

13. Horio K., Fuseya Y. Two-dimensional simulations of drain-current transients in GaAs MESFET's with semi-insulating substrate compensated by deep levels // IEEE Transactions on Electron Devices.— 1994.— Vol. ED-41, N 8.— P. 1340—1346.

14. Горев М. Б., Коваленко Ю. А., Коджеспірова І. Ф., Прохоров С. Ф. Квазідвовимірна модель захоплення носіїв у структурі арсенідгалійового польового транзистора з затвором Шоткі // Радиофізика і електроніка. (Харьков)— 1998.— Т. 3, № 3.— С. 103—105.

К. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСКИЙ

Украина, г. Черновцы, НПФ «Тензор»
E-mail: chtenz@chv.ukrpack.net

Дата поступления в редакцию
23.05 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. В. РЮХТИН
(ЦКБ "Ритм", г. Черновцы)

КРЕМНИЕВЫЙ ТЕРМОСТАТИРОВАННЫЙ p-i-n-ФОТОДИОД

Предложенная конструкция фотодиода, снабженного термоэлектрическим модулем Пельтье, может быть использована при разработке фотодиодов, предназначенных для работы в условиях повышенных температур.

Неизменно актуальной задачей при разработке новых полупроводниковых фотоприемников, в том числе кремниевых фотодиодов, является обеспечение максимальной чувствительности при минимальном уровне шума прибора, т. е. обеспечение высоких значений пороговой чувствительности. Существует несколько решений этой задачи, среди которых использование исходного полупроводникового материала с максимально высоким начальным временем жизни неосновных носителей заряда, оптимизация конструкции прибора и технологии его изготовления. Повышение обнаружительной способности фотоприемника может быть достигнуто также с помощью подавления собственного теплового излучения чувствительного элемента и примыкающих к нему деталей прибора [1—4]. Это достигается охлаждением приемника до температуры, при которой величина шума существенно уменьшается. Кроме этого, охлаждение малых по площади фоточувствительных элементов с малой теплоемкостью позволяет предотвра-

тить чрезмерный их нагрев под действием интенсивного и продолжительного облучения [5].

Современная техника выдвигает новые задачи, связанные с дальнейшим развитием охлаждаемых фотоприемников и, соответственно, охлаждающих элементов, в том числе термоэлектрических модулей (ТЭМ). К числу таких задач относится создание модулей с временем выхода на рабочий режим 1—4 с и достижение однородности распределения температуры на холодной грани термоэлектрического охладителя в пределах 0,1—0,3°C для однородного охлаждения многоэлементных фотоприемников.

Для выравнивания температурного поля под полупроводниковым фотоприемником в некоторых случаях используются микротермисторы, которые размещаются между холодной гранью охладителя и фотоприемником [1, с. 440—442; 6, 7], что несколько усложняет конструкцию прибора в целом. Аналогичную задачу решает конструкция полупроводникового термостатированного фотоприемника, который состоит из ПЗС-матрицы и термоэлектрического модуля, в котором теплопоглощающая сторона термически связана с фоточувствительной матрицей, а тепловыделяющая сторона соединена с теплоотводом [3, с. 10]. Такая конструкция, несмотря на ее эффективность, обеспечивает недостаточно быстрый выход ТЭМ на режим охлаждения.

В [8] предлагается получить упрощение конструкции и уменьшить время выхода полупроводникового термостатированного фотоприемника на рабочую температуру охлаждения с помощью объединения ТЭМ и кристалла фотодиода в один прибор, в котором на обратной стороне кристалла фотодиода формируется слой диэлектрика с электрокоммутиационными дорожками, к которым присоединены ветви термоэлектрического модуля. Такой прибор позволяет управлять временем выхода на режим охлаждения термоэлектрического модуля за счет того, что это время, кроме других причин, зависит от толщины коммутационного слоя, который в данном случае выполняется в виде слоя диэлектрика на обратной стороне фотоприемника. Толщина слоя диэлектрика, в свою очередь, может регулироваться временем его осаждения. Таким образом, в определенных пределах возможно создание приборов с заданным временем выхода на рабочий режим охлаждения.

Предложенное техническое решение было положено в основу создания термостабилизированного кремниевого *p-i-n*-фотодиода со стабилизированными значениями плотности тока шума в диапазоне температур 20—85°C.

В качестве фотоприемника выбран кристалл четырехэлементного фотодиода, выполненного на основе высокоомного кремния *p*-типа проводимости, предназначенного для регистрации оптического излучения с длиной волны твердотельного лазера на основе алюмоиттриевого граната с примесью неодима (около 1 мкм), который широко используется в оптоэлектронике. Предложенная длина волны соответствует спектру поглощения оптического излучения в кремнии.

Необходимый уровень чувствительности, инерционности и емкости такого фотодиода на рабочей длине волны обеспечивается за счет большого напряжения смещения (от 100 до 300 В в зависимости от значений параметров, которые необходимо обеспечить), растягивающего область объемного заряда в нем от нескольких микрометров до размеров ширины кристалла фотодиода [9, 10]. Большая величина рабочего напряжения способствует небольшому разогреву кристалла фотодиода, компенсирующемуся теплоотводом, которым является цоколь и весь корпус фотодиода в целом. При увеличении температуры окружающей среды до 85°C происходит увеличение обратных (темновых) токов фотодиода и, соответственно, плотности тока шума, что ведет к ухудшению его пороговых характеристик при работе в условиях повышенной рабочей температуры.

Среднеквадратическое значение флуктуации тока дробовых шумов $\bar{I}_ш^2$ фотодиода определяется как [9, с. 94]

$$\bar{I}_ш^2 = 2qI\Delta f, \quad (1)$$

где q — заряд электрона;
 I — ток через *p-n*-переход;
 Δf — полоса частот.

С другой стороны, поскольку порог чувствительности для монохроматического излучения

$$\Phi_n S_{\lambda} = \sqrt{\bar{I}_ш^2}, \quad (2)$$

то

$$\Phi_n = [2q(I_t + I_\phi)\Delta f]^{1/2}, \quad (3)$$

где I_t — темновой ток фотодиода;
 I_ϕ — фототок фотодиода.

С увеличением температуры темновой ток фотодиода, например ФД-141К, ФДК-142-01 [11], изменяется от 7—10 мкА при комнатной температуре до 80—100 мкА при температуре 85°C [2]. Для обеспечения температуры кристалла фотодиода в рабочих условиях на уровне 20°C необходимо обеспечить перепад температуры около 60°C, что можно осуществить с помощью однокаскадного термоэлектрического охладителя.

На рис. 1 приведено схематическое изображение предложенного термостатированного *p-i-n*-фотодиода. На тыльной стороне кристалла фотодиода 5 расположен диэлектрический слой 7, на котором сформированы электрокоммутиационные дорожки 4. К ним присоединены ветви термоэлектрического модуля 3, которые соединены с электрокоммутиационными дорожками 11 теплопоглощающей керамической пластины модуля 10, соединенной с цоколем прибора 12, осуществляющим функцию теплоотвода. С помощью медно-луженых 9 и золотых 8 проводников термоэлектрический модуль и фотоприемник соединяются с выводами прибора 1. Собранный на цоколе прибор герметизируется крышкой 2 со стеклянным входным окном 6.

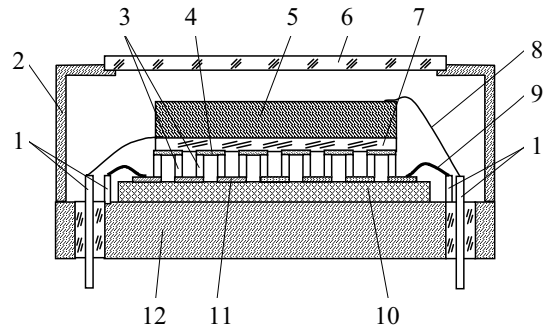


Рис. 1. Схематическое изображение полупроводникового термостатированного фотоприемника

Предложенный полупроводниковый термостатированный фотоприемник работает следующим образом. Находясь в рабочем режиме при смещении на *p-n*-переходе около 130 В при 85°C он разогревается. В отсутствии специального охлаждения его темновой ток и величина плотности тока шума увеличиваются, что приводит к ухудшению пороговых характеристик. При включении термоэлектрического модуля через его ветви протекает электрический ток, что вызывает снижение температуры холодной грани модуля и снижение температуры кристалла фотодиода, который расположен на этой грани модуля. Благодаря малой толщине диэлектрического слоя на обратной стороне фотоприемника изменение температуры на нем происходит быстро, практически одновременно с охлаждением холодных спаев модуля. При этом скорость охлаждения холодных граней ветвей опре-

деляется их геометрическими параметрами, в частности высотой, которая зависит от того, насколько необходимо охладить фотодиод. Таким образом, упрощение конструкции прибора и уменьшение времени его выхода на рабочую температуру охлаждения достигается за счет того, что, с одной стороны, передача тепла от фотоприемника к термоэлектрическому модулю осуществляется непосредственно, без потерь на дополнительных элементах, а с другой стороны, — за счет малой высоты ветвей.

В эксперименте в качестве кристалла фотодиода использован кремниевый $p-i-n$ -фотодиод, толщина которого составляет 450 мкм, а площадь — 120×120 мм². Рабочий режим фотодиода осуществляется при смещении на $p-n$ -переходе 130 В. На обратную сторону фотодиода нанесен слой диэлектрика — окиси кремния толщиной 2—3 мкм, на котором методами вакуумного напыления и фотолитографии формируются электрокоммутационные медные дорожки. Ветви термоэлектрического модуля, изготовленные из твердого раствора $Bi-Te-Se-Sb$ с антидиффузионным подслоем никеля [4], высотой 1 мм смонтированы на электрокоммутационных дорожках коммутационной пластины и посредством припоя ПОС 61 присоединены к электрокоммутационным дорожкам холодной грани модуля. Коммутационная пластина, изготовленная из керамики ВК 94, присоединена к металлическому цоколю прибора, который является теплоотводом. Вся конструкция герметизируется крышкой с входным стеклянным окном. Конструкция термоэлектрического модуля рассчитана по методике [1, с. 440]. Ток потребления модуля составляет 0,1—2 А.

Проведены сравнительные исследования предложенного термостатированного $p-i-n$ -фотодиода и его нетермостатированного аналога — ФДК-142-01. Исследовалась частотная зависимость тока шума фоточувствительного элемента (ФЧЭ) при 85 и 20°C в единичной полосе частот.

Измерения проводились по стандартным методикам в соответствии с ГОСТ 17772 на 20 шт. серийных ФДК-142-01 и 3 шт. разработанных термостатированных $p-i-n$ -фотодиодах. Результаты исследований приведены на рис. 2. Как видно из рисунка, частотная зависимость плотности тока шума предложенного прибора практически не меняется при увеличении температуры от 20 до 85°C, в то время как для серийных фотодиодов величина плотности тока шума увеличивается с температурой в 3—5 раз.

Также была проведена оценка времени, за которое кристалл фотодиода охлаждается с помощью ТЭМ с 80 до 30°C. Измерение температуры кристалла фотодиода проводилось при снятой крышке после извлечения прибора из камеры тепла и холода типа АДБ7.0002.00.00 производства ОАО «Кварц» (г. Черновцы) с помощью контактного термометра «Тензор-42» производства НПФ «Тензор» (г. Черновцы). Дискретность показаний термометра 0,1°C, пределы основной относительной погрешности измерения температуры не более 0,5°C. Измерения показали, что снижение температуры кристалла фотодиода на ТЭМ,

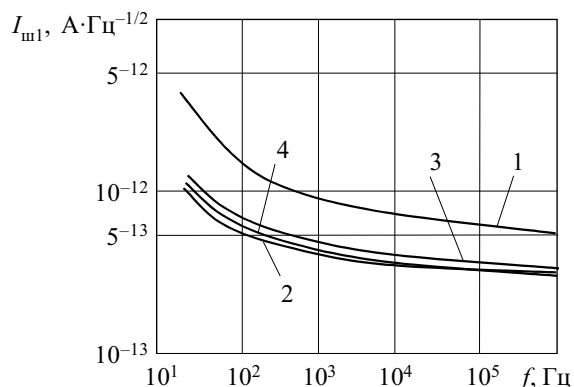


Рис. 2. Усредненные частотные характеристики плотности тока шума ФЧЭ серийных фотодиодов ФДК-142-01 при 85°C (1) и 20°C (2), а также разработанных фотодиодов с термоэлектрическим охлаждением при 20°C (3) и при 85°C (4)

смонтированном на коваровой подложке, происходит в течение 2—4 с при токе потребления ТЭМ 2 А.

Выводы

Предложенная конструкция термостатированного кремниевое $p-i-n$ -фотодиода, снабженного термоэлектрическим модулем Пельтье, обеспечивает практически неизменную величину плотности тока шума при изменении температуры от 20 до 85°C. Она может быть использована при разработке фотодиодов, предназначенных для работы в условиях повышенных температур.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Анатычук Л. И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства: Справочник.— Киев: Наук. думка, 1979.
2. Ащеулов А. А., Годованюк В. Н., Добровольский Ю. Г. и др. Оптимизация надежности кремниевых $p-i-n$ -фотодиодов по темновому току // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 1999.— №1.— С. 35—38.
3. Вайнер А. Л., Моисеев В. Ф. Совмещенные приборы крио-термоэлектрической электроники.— Одесса: Студия «Негоциант», 2000.
4. Ащеулов А. А., Романюк И. С., Добровольский Ю. Г. и др. Охладители Пельтье повышенной надежности для фотоприемников // Прикладная физика.— 2003.— Вып. 2.— С. 114—117.
5. Пат. 39347 А Украины. Фотоэлектричний приймач лазерного випромінювання / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк.— 2001.— Бюл. № 5.
6. Коленко Е. А. Термоэлектрические охлаждающие приборы.— Л.: Наука, 1967.
7. Осипов Э. В., Борисенко В. Д. Твердотельные криогенные охладители // Зарубежная электронная техника.— 1975.— Вып. 7.— С. 3—80.
8. Пат. 3324 Украины. Напівпровідниковий термостатований фотоприймач / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський.— 2004.— Бюл. № 11.
9. Анисимова И. Д., Викулин И. М., Зайтов Ф. А., Курмашев Ш. Д. Полупроводниковые фотоприемники: ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра.— М.: Радио и связь, 1984.
10. Добровольський Ю. Г., Ащеулов А. А. Особливості конструкції та технології кремнієвих $p-i-n$ фотодіодів // Фізика і хімія твердого тіла.— 2001.— Т. 2, № 3.— С. 441—447.
11. <http://www.ckb-rhythm.narod.ru>

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, д. ф.-м. н. И. В. ГУЦУЛ,
к. ф.-м. н. В. Д. ФОТИЙ

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества,
ЧНУ им. Юрия Федьковича, КТБ «Фонон»
E-mail: om@inst.cv.ua

Дата поступления в редакцию
15.06 2006 г.

Оппонент д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ
(ДонНУ, г. Донецк)

КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК НА ОСНОВЕ АНИЗОТРОПНОГО ОПТИКОТЕРМОЭЛЕМЕНТА

Представлена конструкция устройства, предназначенного для регистрации излучения. Показана перспективность его использования в качестве безмодуляционного неселективного координатно-чувствительного приемника.

Определение координат излучающих объектов, а также распределения плотности энергии лучистых потоков, в настоящее время проводится с помощью различных приемников излучения [1]. Работа их чувствительных элементов основана на использовании фото- или пироэффектов с последующей модуляцией регистрируемого излучения. Безмодуляционные фотоэлектрические приемники квадрантного типа на основе отражающих пирамид и призм характеризуются селективностью своих спектральных характеристик [2, 3]. Вопрос создания неселективных безмодуляционных термоэлектрических устройств, характеризующихся возможностями как определения координат теплового пятна, вызванного падающим лучом, так и распределения энергии в его поперечном сечении, остается открытым.

Исследования термоэлектрических полей, возникающих в анизотропных средах с различной степенью оптической прозрачности [4—6], в частности для случая, когда площадь поперечного сечения падающего луча меньше площади рабочей грани анизотропного оптикотермоэлемента (АОТ), показали, что величина и знак возникающей при этом термо-эдс характеризуются, с одной стороны, геометрией расположения теплового пятна, вызванного лучом, а с другой — местонахождением токоъемных контактов [7]. Это позволило сделать выводы о том, что в определенных условиях АОТ может служить реальной основой для создания ряда оригинальных устройств, таких как анизотропные термоэлектрические линейки (АТЛ) [8, 9] и координатно-чувствительные анизотропные термоэлектрические приемники (КАТП) [10, 11], работающих в режимах поверхностного поглощения и оптического пропускания.

В настоящем сообщении представлено краткое описание координатно-чувствительного приемника с тождественной чувствительностью от координат, а также приведены некоторые его характеристики.

Краткие теоретические положения

Результаты теоретических расчетов и численного моделирования показывают [12, 13], что при луче точечной формы

$$Q(x, y) = Q \cdot \delta(x - x_0, z - z_0) \quad (1)$$

разность потенциалов ξ , возникающая в «активной» части объема АОТ, качественно может быть представлена в виде

$$\xi(x, y) = \frac{Q}{\pi k} \frac{\alpha_{13}(x - x_0) + \alpha_{23}(z - z_0)}{(x - x_0)^2 + (z - z_0)^2}, \quad (2)$$

где $Q = \int q \cdot ds$ — поток тепла, вызванный падающим лучом;
 q — плотность теплового потока;
 s — площадь верхней грани «активной» части объема АОТ;
 x_0, z_0 — координаты падающего луча на верхней грани АОТ;
 δ — дельта-функция, определяемая формой поперечного сечения падающего луча;
 k — теплопроводность материала АОТ;
 α_{13}, α_{23} — компоненты тензора термо-эдс.

Эта разность потенциалов обуславливает возникновение в пассивной части объема АОТ вихревых термоэлектрических токов [14]

$$j_t = \sigma_{ik} (\xi_k - \xi'_k) \quad (3)$$

(где σ_{ik} — электропроводность материала АОТ), которые, в свою очередь, приводят к появлению на боковых ($a \times b$), торцевых ($b \times c$) и рабочих ($a \times c$) гранях АОТ соответствующих падений напряжений U_x, U_y и U_z . (Здесь a, b, c — длина, высота и ширина АОТ.)

Численный анализ и экспериментальные исследования показали, что эти напряжения характеризуются различной координатной зависимостью, в довольно широких пределах управляемой ориентацией выбранных кристаллографических осей материала термоэлемента. Проведенные исследования также позволили сделать вывод о том, что при создании КАТП наиболее эффективно использование поперечной составляющей термо-эдс.

Методы экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования опытных образцов КАТП проводились с помощью лазера типа ЛГ-126, излучающего на длинах волн (λ) 0,56, 1,12 и 3,36 мкм энергию плотностью q порядка 1 мВт/мм². Неселективное излучение создавалось установкой «черного тела» типа АЧТ-1А, позволяющей задавать излучение с необходимыми энергетическими и геометрическими распределениями. АОТ с различными

геометрическими размерами a, b, c изготавливались из монокристаллов, характеристики которых представлены в **таблице** [14, 15].

Характеристики материалов, используемых для АОТ

Материал	Область оптического пропускания, λ , мкм	Коэффициент оптического поглощения, γ , см ⁻¹	Коэффициент поперечной термо-эдс, $\Delta\alpha$, мкВ/К	Коэффициент теплопроводности, χ , Вт/(см·К)	Коэффициент электропроводности, σ , (Ом·см) ⁻¹
CdSb	2,6—40,0	0,1—0,3	100—300	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,3
ZnSb	2,4—27,0	0,4—0,8	100—200	$1,1 \cdot 10^{-2}$	0,5
CdAs ₂	1,25—16,0	0,5—1,0	250—450	$3 \cdot 10^{-2}$	0,03
ZnAs ₂	1,36—21,0	0,8—1,2	180—360	$6 \cdot 10^{-2}$	0,01
CdS	0,5—18,0	0,2—0,8	120—220	$2 \cdot 10^{-2}$	0,6

В случае регистрации малых плотностей лучистых потоков АОТ работали в режиме поверхностного оптического поглощения. Их верхние рабочие грани ($a \times c$) содержали неселективное поглощающее покрытие. Регистрация больших плотностей лучистых потоков ($q \geq 1$ Вт/см²) проводилась в режиме оптического пропускания. При этом рабочие грани АОТ и оптически прозрачных теплоотводов содержали оптические просветляющие слои определенной толщины.

Перемещение исследуемых устройств относительно падающего луча или излучения с заданным распределением плотности осуществлялось двухкоординатным столиком в плоскости (xOz) с точностью 10 мкм. Диаметр теплового пятна, вызванного падающим лучом, концентрировался с помощью кварцевых линз и составлял 0,4—0,5 мм.

Измерение падения напряжения на выходных электровыводах устройств проводилось с помощью цифрового микровольтметра типа ЦЦ-68000.

Координатно-чувствительный анизотропный термоэлектрический приемник

Предварительные исследования КАТП на основе АОТ с классической ориентацией кристаллографических осей показали, что его координатная чувствительность носит сложный и неоднозначный характер [7]. Поэтому была поставлена задача создания двухкоординатно-чувствительного приемника с *тождественной координатной чувствительностью*, т. е. с одинаковыми от координат теплового пятна x и z и характером зависимости, и величиной выходных напряжений U_x и U_z .

Анализ выражения (2) показывает, что решение этой задачи достигается подбором ориентации выбранных кристаллографических осей материала АОТ. Это и было использовано в конструкции КАТП, представленной на **рис. 1**. Такой приемник, работающий в режиме внешнего оптического поглощения, состоит из АОТ 1, нижняя рабочая грань ($a \times c$) которого через теплопроводящий диэлектрический слой 2 находится в тепловом контакте с термостатированным корпусом 6. Его верхняя рабочая грань ($a \times c$) содержит поглощающий неселективный слой.

АОТ 1 ($a=c \gg b$) из термоэлектрически анизотропного материала в виде четырехгранной прямоуголь-

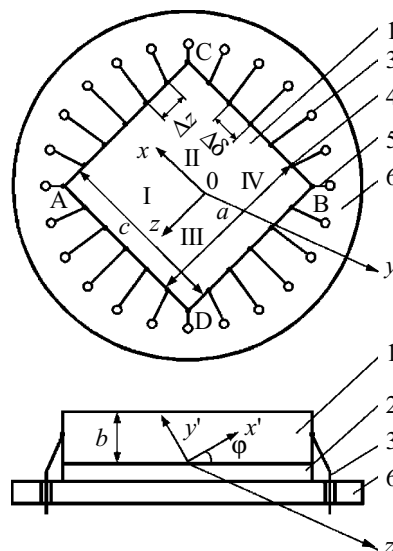


Рис. 1. Конструкция КАТП:

1 — АОТ; 2 — теплопроводящий диэлектрический слой; 3 — электровыводы; 4 — электрические микроконтакты; 5 — соединительные проводники; 6 — термостатированный корпус
I, II, III, IV — номера условных квадрантов; $a=c=12,0$ мм; $b=0,5$ мм; $\varphi=45^\circ$; $\Delta x=\Delta z=1,0$ мм

ной призмы выполнен так, что кристаллографические оси с минимальным и максимальным значениями коэффициентов термо-эдс располагались в плоскости, образованной диагональю $\sqrt{2} \cdot a$ и высотой b , и ориентировались под оптимальным углом ($\varphi=45^\circ$ [4, с. 88]) к ее нижней рабочей грани ($a \times c$). Каждая из боковых граней ($a \times b$) и ($c \times b$) содержала по $n+1$ точечных электрических микроконтактов 4, равномерно (через расстояния a/n и c/n) расположенных соответственно вдоль длины a и ширины c . С помощью микропроводов 5 эти микроконтакты соединялись с электровыводами 3, расположенными в корпусе-термостате 6.

Аналогично анизотропным термоэлектрическим линейкам [13], число микроконтактов N КАТП определялось заданной величиной его разрешающей способности по площади $A=\Delta x \cdot \Delta z$. Проведенные исследования показали, что минимальное значение A ограничивается радиусом r точечного электрического микроконтакта. Оно выбиралось также не менее $6r$ при условии $\Delta x=\Delta z \gg 6r$ ($r < b$). При этом величина минимальной площади равна $A_{\min}=36r^2$, а общее число микроконтактов составляло $N_{\min}=0,6(a/r+1)$. Дальнейшее уменьшение этих расстояний при неизменном радиусе микроконтакта ведет к частичному закорачиванию генерируемой термо-эдс и соответствующему падению чувствительности приемника. Минимальное число микроконтактов составляет $N=8$ при максимальном значении площади $A_{\max}=0,25(a \times c)$.

Таким образом, число точечных электрических микроконтактов N , расположенных по периферии АОТ, находится в интервале $8 \leq N \leq 4(a/r+1)$ и выбирается из необходимого значения разрешающей способности КАТП.

Для снижения погрешности определения координат теплового пятна, вызванного излучением, точечные электрические микроконтакты располагались на ребрах a и c нижнего основания АОТ. Такое решение

позволяет создать изотермические условия работы этих контактов, что ведет к отсутствию влияния, с одной стороны, вихревых термоэлектрических токов Хиросе [16], с другой — анизотропии теплопроводности материала АОТ [17]. Это в конечном итоге приводит к повышению точности определения координат падающего луча.

Вольт-ваттная чувствительность такого КАТП представляется следующими выражениями:

$$S_x = S_z = \frac{\alpha'_{13}}{k} \cdot \frac{n}{a} = \frac{\alpha''_{13}}{k} \cdot \frac{n}{c}, \quad (6)$$

где α' и α'' — значения коэффициентов поперечной термо-эдс вдоль соответствующих осей x и z , при этом $\Delta x = \Delta z$.

Опытный образец приемника выполнялся на основе АОТ из монокристалла CdSb [15] в виде пластины с $a=c=12$ мм, $b=1$ мм. Периферийные микроконтакты 4 соединялись с электровыводами 3 с помощью золотого микропровода радиусом 10 мкм. При этом разрешающая способность КАТП по площади составляла $A_1 = \Delta x \cdot \Delta z = 0,25$ мм², а общее количество микроконтактов — $N=96$. Экспериментальные исследования КАТП проводились как при когерентном, так и неселективном видах излучений.

Результаты проведенных измерений (рис. 2) показывают, что выходные разности потенциалов $U_{\Delta x}(q)$ и $U_{\Delta z}(q)$, снимаемые с соответствующих электровыводов первого квадранта, характеризуются одинаковой координатной зависимостью. При этом некоторая их асимметрия вызвана, с одной стороны, ошибкой ориентации диагональной плоскости с выбранными кристаллографическими направлениями, с другой — технологическим разбросом местонахождения точечных микроконтактов.

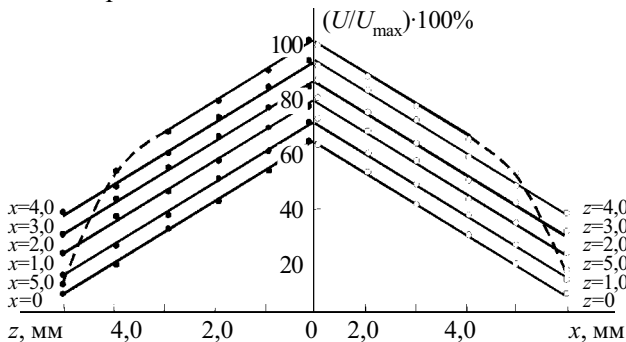


Рис. 2. Координатная чувствительность КАТП (разность потенциалов определялась между контактами AD и AC в I условном квадранте)

Для излучений с произвольной энергетической плотностью предложенный приемник использовался с соответствующим преобразователем электрических потенциалов. При этом информационно-аналитическая обработка этих потенциалов позволяет получить однозначную картину распределения плотности лучистой энергии в его поперечном сечении с заданной разрешающей способностью при отношении площадей поперечного сечения падающего луча к рабочей грани АОТ не более 0,2.

Изменение геометрических размеров АОТ a , b , c позволяет в некоторых пределах управлять величиной координатной чувствительности. В случае высо-

ких плотностей контролируемых лучистых потоков используется режим оптического пропуска [6]. В этом случае их спектральный диапазон несколько сужается.

Таким образом, расположение выбранных кристаллографических осей в диагональной плоскости АОТ позволяет создавать безмодуляционные КАТП с тождественным характером зависимостей «сигнал—координата», работающие в широком спектральном и динамическом диапазонах.

Выводы

1. Показана возможность создания анизотропных двухкоординатно-чувствительных приемников на основе поперечной термо-эдс с тождественной чувствительностью.

2. Предложенный приемник позволяет определять координаты теплового пятна, вызванного падающим излучением, в широких спектральном и динамическом диапазонах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Криксунов Л. З. Справочник по основам инфракрасной техники.— К.: Техника, 1980.
2. Кравцов Н. В., Стрельников Ю. В. Позиционно-чувствительные датчики оптических следящих систем.— М.: Наука, 1969.
3. Кагыз Г. П. Оптические датчики температуры.— М.: Госэнергоиздат, 1969.
4. Анагычук Л. И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства.— К.: Наукова думка, 1979.
5. Снарский А. А., Пальти А. М., Ащеулов А. А. Анизотропные термоэлементы // ФТП.— 1997.— Т. 31, № 11.— С. 1281—1298.
6. Ащеулов А. А., Гуцул И. В. Исследование анизотропных оптикотермоэлементов в случае различных оптических и тепловых режимов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2005.— № 4.— С. 10—18.
7. А. с. 1141954 СССР. Анизотропный термоэлектрический приемник неселективного излучения / А. А. Ащеулов, В. И. Ильин, В. М. Кондратенко, И. М. Раренко. — 1984.
8. Пат. 63394А Украины. Анизотропный термоэлектрический приемник випромінювання / А. А. Ащеулов, В. Г. Охрем.— 2004.— Бюл. № 1.
9. Пат. 65332А Украины. Анизотропный термоэлектрический приемник випромінювання / А. А. Ащеулов.— 2004.— Бюл. № 3.
10. Ащеулов А. А., Беспалько В. В., Раренко А. И. Координатно-чувствительный анизотропный термоэлектрический приемник излучения // Оптический журнал.— 1994.— № 2.— С. 51—53.
11. Пат. 2484 Украины. Анизотропный термоэлектрический приемник випромінювання / А. А. Ащеулов.— 2004.— Бюл. № 5.
12. Снарский А. А., Аджигай А. Г., Ащеулов А. А. Координатно-чувствительный анизотропный приемник излучения. Аналитическое описание и численное моделирование // Термоэлектричество.— 2005.— № 1.— С. 84—90.
13. Ащеулов А. А., Гуцул И. В. Анизотропные термоэлектрические координатно-чувствительные линейки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2006.— № 2.— С. 39—40.
14. Ащеулов А. А. Анизотропный радиационный термоэлемент в режиме оптического пропуска // Оптико-механическая промышленность.— 1979.— № 12.— С. 49—50.
15. Ащеулов А. А., Воронка Н. К., Маренкин С. Ф., Раренко И. М. Получение и использование оптимизированных материалов из антимонида кадмия // Неорганические материалы.— 1996.— Т. 12, № 9.— С. 1049—1060.
16. Королук С. Л., Пилат И. М., Самойлович А. Г. и др. Анизотропные термоэлементы // ФТП.— 1973.— Т. 7, № 4.— С. 725—734.
17. Самойлович А. Г., Слипченко В. Н. ЭДС анизотропного термоэлемента // Там же.— 1975.— Т. 9, № 3.— С. 126—131.

Н. И. ЛЕОНОВ, А. М. ЛЕМЕШЕВСКАЯ, Н. Л. ДУДАР,
С. Н. ГЕТЬМАН

Беларусь, г. Минск, НПО "Интеграл"
E-mail: office@bms.by

Дата поступления в редакцию
16.06 2006 г.

Оппоненты В. С. МАЛЫШЕВ (НПО "Интеграл", г. Минск),
к. т. н. В. А. МОСКАЛЮК (НТУУ "КПИ", г. Киев)

ОПТИМИЗАЦИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ГОРИЗОНТАЛЬНОГО p -КАНАЛЬНОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА

Определены конструкция, удельное сопротивление эпитаксиальной пленки и толщина подзатворного окисла, при которых получены требуемые значения порогового напряжения транзистора.

При создании современных силовых интегральных микросхем [1, 2] используется разнообразный набор элементов: ДМОП-, КМОП-, биполярные транзисторы, диоды, конденсаторы, резисторы. Чтобы изготовить интегральную схему с заданными свойствами, необходимо получить требуемые параметры вольт-амперных характеристик элементов этой схемы. Все элементы одной схемы формируются в едином технологическом процессе, параметры которого оказывают непосредственное влияние на параметры элементов. Важным и необходимым этапом разработки и оптимизации технологии изготовления новых изделий электронной техники является моделирование полупроводниковых структур с использованием как физических моделей операций, входящих в состав технологического маршрута, так и физических моделей переноса носителей заряда с целью расчета электрических характеристик проектируемого элемента ИС [3, 4].

В данной работе приводятся результаты оптимизационного моделирования операций технологического маршрута и электрических характеристик высоковольтного горизонтального p -канального МОП-транзистора [5]. Конечная цель исследований состояла в определении параметров технологического маршрута формирования высоковольтного горизонтального p -канального МОП-транзистора, обеспечивающих пороговое напряжение в диапазоне 0,8—1,8 В, пробивное напряжение сток-исток свыше 80 В и ток стока свыше 0,5 мА в открытом состоянии при напряжении на затворе $V_3=5$ В.

Моделирование p МОП-транзистора проводилось с использованием программного пакета компании Silvaco [6] — ведущего на мировом рынке разработчика программных средств, предназначенных для моделирования технологии/прибора/схемы. Моделирование технологического маршрута осуществлялось в среде модуля ATHENA (ядром которого является двумерная программа физического моделирования технологии SSuprem4), а расчет электрических характеристик исследуемого прибора проводился в среде модуля ATLAS (программа S-PISCES).

Для реализации высоковольтного горизонтального p -канального МОП-транзистора была выбрана конструкция (см. рис. 1), в которой сток и исток сформированы ионной имплантацией примеси бора в эпитаксиальную пленку n -типа. Сток можно разделить на две области:

- слаболегированная область p^- -стока;
- сильнолегированная область омического контакта p^+ .

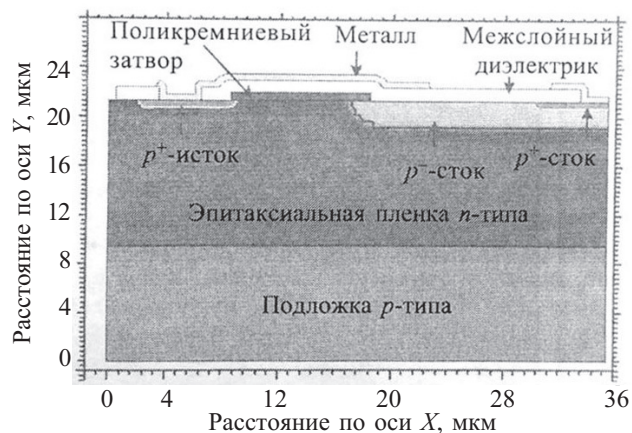


Рис. 1. Распределение примесей по структуре половины ячейки транзистора, полученное в результате моделирования

Область p^- -стока позволяет снизить напряженность электрического поля вблизи границы затвора и тем самым повысить пробивное напряжение транзистора. Исток формируется ионным легированием бора в эпитаксиальную пленку по маске поликремниевого затвора.

Расчет технологических параметров областей транзистора и режимов формирования этих областей проведен с помощью программы SSuprem4. Исходными данными для расчета являлись заданные значения пробивного напряжения сток-исток транзистора в закрытом состоянии, порогового напряжения в открытом состоянии и тока стока в открытом состоянии.

Моделирование технологического маршрута изготовления транзистора

Исследуемый технологический маршрут формирования структуры транзистора включает следующие операции:

- 1) осаждение эпитаксиальной пленки n -типа на подложку p -типа;

- 2) формирование поликремниевого затвора;
- 3) формирование p^- -областей стока посредством ионного легирования бором и его последующей разгонки;
- 4) формирование областей истоков и стоков p^+ -типа посредством ионного легирования бором и его последующей разгонки;
- 5) нанесение межслойного окисла и формирование в нем контактных окон;
- 6) напыление металла для формирования контактов к областям.

Результирующая структура горизонтального p МОП-транзистора показана на рис. 1 (вследствие симметрии достаточно исследовать только половину структуры). На рис. 2 приведено распределение потенциала по структуре половины ячейки транзистора, полученное в результате моделирования для случая, когда затвор транзистора закорочен с его истоком, а между стоком и истоком подается обратное напряжение смещения. Как видно из рис. 2, значение потенциала при подаче обратного напряжения смещения между стоком и истоком транзистора меняется от 0,55 В (наиболее удаленная от области p^+ -стока эквипотенциальная поверхность) до -161,5 В (ближайшая к p^+ -стоку эквипотенциальная поверхность).

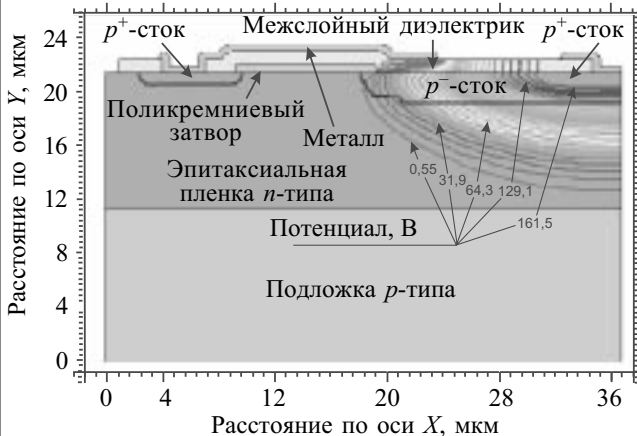


Рис. 2. Распределение потенциала по структуре половины ячейки транзистора, полученное в результате моделирования для случая, когда затвор транзистора закорочен с его истоком, а между стоком и истоком подается обратное напряжение смещения

Одна из целей настоящей работы состояла в получении структуры высоковольтного горизонтального p МОП-транзистора с величиной порогового напряжения в диапазоне 0,8—1,8 В. Основными технологическими параметрами, определяющими величину порогового напряжения исследуемого транзистора, являются толщина подзатворного окисла и удельное сопротивление ρ_v эпитаксиальной пленки.

Пороговое напряжение МОП-транзистора определялось из его вольт-амперной характеристики, когда сток транзистора закорочен с его затвором (диодная схема включения транзистора). Результаты расчетов зависимости тока стока I_c от напряжения на затворе V_3 с учетом разбросов по толщине подзатворного окисла ($d=75\pm 5$ нм) и удельного сопротивления эпитаксиальной пленки ($\rho_v=1,5\pm 0,225$ Ом·см) приведены на рис. 3.

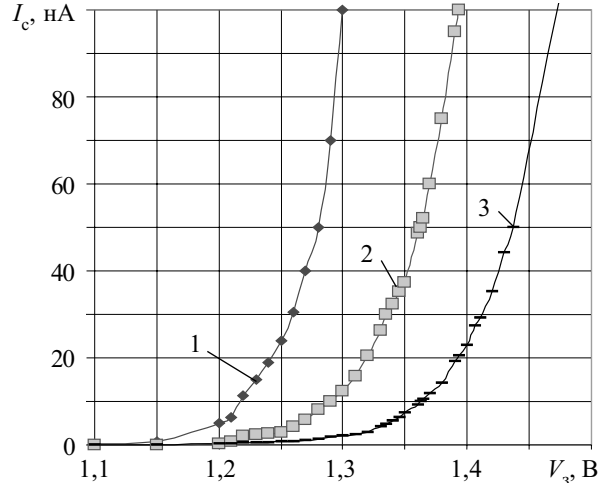


Рис. 3. Графики зависимости тока стока от напряжения на затворе для случая диодного включения p МОП-транзистора:

- 1 — $d=70$ нм, $\rho_v=1,725$ Ом·см; 2 — $d=75$ нм, $\rho_v=1,5$ Ом·см;
- 3 — $d=80$ нм, $\rho_v=1,275$ Ом·см

Пороговое напряжение определялось при токе стока $I_c=100$ нА, т. к. при этом токе рассматриваемый транзистор можно считать открытым. Как видно из рис. 3, при разбросах по толщине подзатворного окисла и удельного сопротивления эпитаксиальной пленки значения порогового напряжения p МОП-транзистора находятся в пределах заданных норм. Графики 1 и 3 представляют собой два крайних случая сочетания технологических параметров: график 1 получен в результате расчетов, когда максимально допустимое значение удельного сопротивления эпитаксиальной пленки ($\rho_v=1,725$ Ом·см) сочетается с минимально допустимой толщиной подзатворного окисла ($d=70$ нм), график 3 получен, когда минимально допустимое значение удельного сопротивления эпитаксиальной пленки ($\rho_v=1,275$ Ом·см) сочетается с максимально допустимой толщиной подзатворного окисла ($d=80$ нм). График 2 приведен для идеального случая, когда значения толщины подзатворного окисла и удельного сопротивления эпитаксиальной пленки являются центральными точками промежутков допустимых значений ($d=75$ нм и $\rho_v=1,5$ Ом·см).

Как показали расчеты (см. рис. 3), минимальное значение порогового напряжения $\approx 1,3$ В получено при сочетании максимально допустимого значения удельного сопротивления эпитаксиальной пленки ($\rho_v=1,725$ Ом·см) с минимально допустимой толщиной подзатворного окисла ($d=70$ нм), а максимальное значение порогового напряжения $\approx 1,47$ В достигается при сочетании минимально допустимого значения удельного сопротивления эпитаксиальной пленки ($\rho_v=1,275$ Ом·см) с максимально допустимой толщиной подзатворного окисла ($d=80$ нм). Для идеального (с точки зрения воспроизводимости технологического процесса) случая, когда значения толщины подзатворного окисла и удельного сопротивления эпитаксиальной пленки являются центральными точками допустимых значений ($d=75$ нм и $\rho_v=1,5$ Ом·см), пороговое напряжение транзистора составляет $\approx 1,39$ В (см. график 2 на рис. 3).

Расчеты показали, что полная активная структура высоковольтного горизонтального p МОП-транзистора с постоянным током стока в открытом состоянии свыше 0,5 мА имеет площадь $\approx 37 \times 67$ мкм². Результаты моделирования получены для половины структуры транзистора с шириной канала $W=1$ мкм. Полная структура p МОП-транзистора имеет ширину канала 100 мкм. Следовательно, величину тока стока, протекающего через данный транзистор в диодном включении при заданном напряжении на затворе, можно получить, умножив значение тока стока половины структуры на 100, т. к. с увеличением ширины канала ток стока увеличивается. На рис. 3 представлены данные моделирования для полноразмерной структуры p МОП-транзистора.

Сравнение экспериментальных данных с результатами моделирования

На основании результатов моделирования был разработан технологический маршрут изготовления высоковольтного горизонтального p МОП-транзистора с пробивным напряжением сток-исток свыше 80 В. Получены экспериментальные образцы и измерены их вольт-амперные характеристики. В процессе изготовления экспериментальных образцов p МОП-транзистора был проведен эксперимент как по толщине подзатворного окисла, так и по удельному сопротивлению эпитаксиальной пленки. Эксперимент проводился с учетом стандартности технологических операций серийного производства, т. е. использовались только стандартные значения удельного сопротивления эпитаксиальной пленки и толщины подзатворного окисла. Часть экспериментальных образцов была изготовлена на эпитаксиальной пленке с $\rho_v=1,5$ Ом·см и часть — на эпитаксиальной пленке с $\rho_v=2,0$ Ом·см. В свою очередь, часть образцов, полученных на эпитаксиальной пленке с $\rho_v=1,5$ Ом·см, имела толщину подзатворного окисла 60 нм и часть — толщину 75 нм. Аналогичная ситуация была и у образцов, полученных на эпитаксиальной пленке с $\rho_v=2,0$ Ом·см.

На рис. 4 представлены вольт-амперные характеристики (зависимости тока стока I_c от напряжения на затворе V_g), как полученные при моделировании (графики 1—3), так и измеренные на пяти экспериментальных образцах (графики а—д). Наиболее близкими к результатам моделирования оказались те экспериментальные образцы, которые были изготовлены в эпитаксиальной пленке с удельным сопротивлением $\rho_v=1,5$ Ом·см и имели толщину подзатворного окисла 75 нм. Повышение удельного сопротивления эпитаксиальной пленки приводит к понижению пороговых напряжений горизонтального p МОП- транзистора, увеличение толщины подзатворного окисла ведет к повышению его пороговых напряжений.

Графики а—д на рис. 4 мало отличаются друг от друга. Пороговые напряжения, полученные на экспериментальных образцах, превышают пороговые напряжения, полученные в результате моделирования, в среднем на 0,2 В и находятся в пределах промежутка требуемых значений. Поэтому для получения структуры исследуемого горизонтального высоковольтного p МОП-транзистора может быть использован технологический маршрут, в котором в процессе

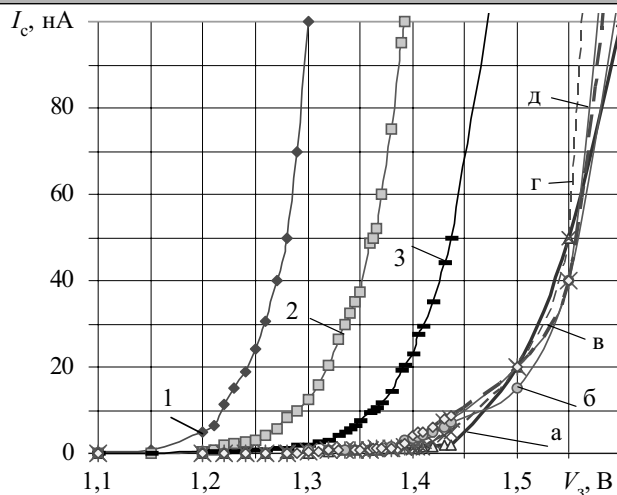


Рис. 4. Графики зависимости тока стока от напряжения на затворе для случая диодного включения p МОП-транзистора:

1—3 — графики, полученные при моделировании (см. рис. 3); а—д — соответствуют измерениям ВАХ на экспериментальных образцах

эпитаксии выращиваются пленка n -типа с удельным сопротивлением 1,5 Ом·см и подзатворный окисел толщиной 75 нм.

При изготовлении высоковольтного p МОП-транзистора следует использовать подзатворный окисел толщиной 75 нм, а не 60 нм. Это связано с тем, что при высокотемпературных операциях разгонки примесей, используемых при изготовлении элементной базы высоковольтных микросхем, имеет место диффузия фосфора из поликремниевого затвора через подзатворный окисел в область канала транзистора, и чем больше толщина подзатворного окисла, тем менее вероятно попадание фосфора в область канала через него.

Заключение

Результаты моделирования и экспериментального исследования технологии формирования высоковольтного горизонтального p -канального МОП-транзистора показали, что удельное сопротивление эпитаксиальной пленки n -типа 1,5 Ом·см и толщина подзатворного окисла 75 нм позволяют получить допустимый уровень порогового напряжения исследуемого p МОП- транзистора.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Флоренцев С. Тенденции развития приборов силовой электроники // Электронные компоненты. — 2004. — № 8. — С. 127—136.
2. Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки производства и применения силовых полупроводниковых приборов // Электротехника. — 2001. — № 12. — С. 2—12.
3. Моделирование элементов и технологических процессов / Под ред. П. Антонетти, Д. Антониадиса, Р. Даттона, У. Оулдхема. — М.: Радио и связь, 1988.
4. Блюхер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов. — М.: Энергоатомиздат, 1991.
5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Кн. 1. — М.: Мир, 1984.
6. <http://www.silvaco.com>

К. т. н. Б. М. РАССАМАКИН, к. т. н. В. А. РОГАЧЁВ,
к. т. н. С. М. ХАЙРНАСОВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"
E-mail: labhp@atep.ntu-kpi.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
05.10 2005 г. — 10.07 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. Е. ТРОФИМОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

КУЛЕРЫ НА ТЕПЛОВЫХ ТРУБАХ ДЛЯ ТЕПЛОАГРУЖЕННЫХ КОМПОНЕНТОВ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Приведены результаты экспериментальных исследований кулеров на тепловых трубах. Предложена новая конструкция кулера с улучшенными тепловыми и массовыми характеристиками.

Надежность и быстродействие современных персональных компьютеров (ПК) зависит от точности поддержания номинального теплового режима работы их основных тепловыделяющих микроузлов и элементов. По мере повышения производительности компьютерных компонентов возрастает и рассеиваемая ими тепловая мощность. При этом диапазон допустимых рабочих температур полупроводниковых компонентов ПК продолжает оставаться, как правило, неизменным. Поэтому проблема охлаждения теплонагруженных компонентов ПК становится все более острой.

В настоящее время широко используются штатные охлаждающие устройства процессоров ПК, называемые кулерами [1], сочетающие оребренную поверхность и низконапорный осевой вентилятор. Современные кулеры известных производителей, таких как Thermaltake, Titan, Maxtron, при мощностях рассеивания 65—75 Вт и температурном диапазоне 70—90°C (процессор под нагрузкой) характеризуются достаточно высокими предельными значениями теплового сопротивления — от 0,55 до 0,75 К/Вт. То есть традиционные кулеры уже недостаточно надежны для поддержания температуры мощных процессоров в рабочих пределах.

Все больше внимания привлекают альтернативные решения. Одно из них — охлаждающие устройства, использующие тепловые трубы. К ним можно отнести, например, новое поколение мультплатформенных кулеров класса high-end: Cooler Master Hyper6, Gigabyte 3D Cooler-Ultra, Thermaltake Silent Tower [2, 3]. Например, общая площадь поверхности теплообмена на участках конденсации тепловых труб Cooler Master Hyper6 составляет 3800 см², а Thermaltake Silent Tower (CL-P0025) — 7500 см².

Однако возможности дальнейшего развития площади теплоотдающей поверхности и ее эффективного обдува для кулеров таких конструкций весьма ограничены. К недостаткам мультплатформенных кулеров можно также отнести их большую массу, что вызывает трудности при компоновке (например, Cooler

Master Hyper6, выполненный из медных тепловых труб с оребрением, имеет массу 950 г). Кроме того, такая система охлаждения размещается внутри корпуса системного блока в области повышенных тепловыделений, т. е. работает в неблагоприятных условиях при температуре воздуха 45°C.

В настоящей работе предложены разработанные в НТУУ "КПИ" системы воздушного охлаждения на тепловых трубах, которые позволяют избежать указанных недостатков.

На рис. 1 представлена схема исследованных охлаждающих устройств.

Охлаждающий воздух подается с помощью вентилятора 1 к базовой теплоотдающей поверхности 2 сверху. В качестве имитатора тепловыделяющего компонента ПК использовался электронагреватель 3 с габаритными размерами 30×30×10 мм, который через теплопроводную пасту КПТ-8 плотно прижимался винтами к основанию базовой теплоотдающей поверхности теплоизолирующим фланцем 4. Во избежание тепловых потерь гладкая часть основания и нагреватель с прижимным фланцем закрывались теплоизоляцией.

Испарительные участки алюминиевой тепловой трубы (ТТ) Ø8 мм [4] закреплялись в межреберных

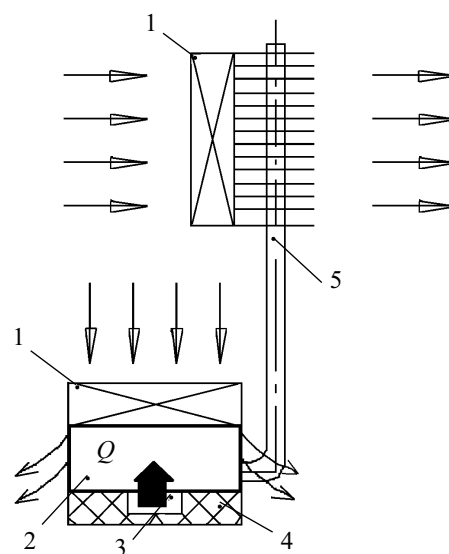


Рис. 1. Схема охлаждающего устройства:
1 — вентилятор; 2 — базовая теплоотдающая поверхность; 3 — нагреватель; 4 — теплоизолятор; 5 — тепловая труба

заворах базовой теплоотдающей поверхности с помощью термостойкого теплопроводного клевого соединения. Конденсационные участки ТТ оснащены поперечно-шайбовым оребрением, полученным способом накатки, в результате чего образуется идеальный тепловой контакт между ребрами базовой теплоотдающей поверхности и несущей стенкой ТТ. Поверхность конденсационных частей ТТ обдувается вторым вентилятором, закрепленным на их оребрении.

Общий вид исследованных охлаждающих устройств, разработанных в КПИ, приведен на **рис. 2, 3.**



Рис. 2. Охлаждающее устройство на двух тепловых трубах с пластинчатым оребрением



Рис. 3. Охлаждающее устройство на одной тепловой трубе с пластинчато-разрезным оребрением [5]

Для обдува теплоотдающих поверхностей применялись два малогабаритных вентилятора типа TFD-8025M12B, являющихся составной частью фирменного кулера Titan. Габаритные размеры осевого вентилятора 80×80×25 мм, частота вращения 2000 об/мин (RPM) при токе питания электродвигателя 0,11 А, шумовые характеристики не выше 30 дБ.

В исследованиях использованы две базовых алюминиевых теплоотводящих поверхности одинаковой площади (500 см²) — серийная для кулера Titan и пластинчато-разрезная [5], разработанная в КПИ. Площадь теплообмена оребренных конденсационных участков ТТ составила 1000 см², а общая площадь теплоотдающих поверхностей кулера достигала 1500 см².

Эксперименты проведены в диапазоне рассеиваемой тепловой мощности $Q=20...180$ Вт при температуре окружающего воздуха $t_{oc}=20...25^{\circ}\text{C}$.

Измерения температурного поля на теплоотдающих поверхностях систем охлаждения и температуры окружающего воздуха осуществлялись десятью медь-константановыми термопарами с диаметром проводов 0,16/0,10 мм. Термопары размещались на гладкой части основания базовой теплоотдающей поверхности, на стенках испарительных и конденсационных участков ТТ и вблизи всасывающих сечений вентиляторов. Максимальная температура кулера из-

мерялась термопарой, закрепляемой в центре между плоскими поверхностями нагревателя и основания базовой теплоотдающей поверхности.

Показания термопар регистрировались автоматизированной многоканальной системой измерения температур (АМСИТ), разработанной в КПИ, и выводились на экран ПК [6].

Электронагреватель питался переменным током через стабилизатор напряжения, а его мощность контролировалась ваттметром типа Д592 класса точности 0,1.

Поскольку нагреватель, гладкая часть теплоотдающей поверхности испарительной части ТТ, транспортные зоны ТТ покрываются слоем теплоизоляции, то принимается, что вся мощность, выделяемая электронагревателем, рассеивается оребренными поверхностями устройства.

Максимальное тепловое сопротивление системы охлаждения определяется как

$$R_{\max} = \Delta t_{\max} / Q,$$

где $\Delta t_{\max} = t_{\max} - t_{oc}$;

t_{\max} — максимальная температура (в центре основания) базовой теплоотдающей поверхности (соответствует температуре ядра процессора).

Относительная среднеквадратичная погрешность определения величины Δt_{\max} не превышала $\pm 5\%$.

На **рис. 4** приведены тепловые характеристики разработанных систем охлаждения для различных значений отводимой мощности при токе 0,11 А. Для срав-

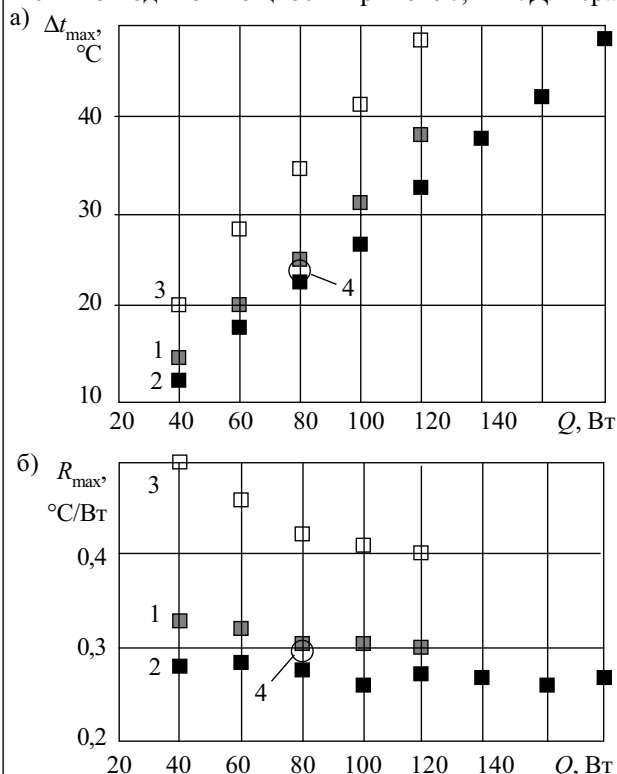


Рис. 4. Зависимости Δt_{\max} (а) и максимального теплового сопротивления (б) от величины отводимой мощности для различных систем охлаждения:

1 — кулер КПИ с двумя вентиляторами на двух ТТ (рис. 2); 2 — кулер КПИ (улучшенный) с двумя вентиляторами на одной ТТ (рис. 3); 3 — улучшенный кулер с одной ТТ и одним вентилятором на конденсационной части ТТ; 4 — Cooler Master Hyper6 (3000RPM)

нения на графиках нанесены значения Δt_{\max} и R_{\max} одного из лучших зарубежных аналогов (Cooler Master Hyper6 (3000RPM)) при $Q=80$ Вт.

Анализ полученных данных показал, что лучшими тепловыми характеристиками обладает кулер с одной тепловой трубой с двумя вентиляторами (2). Немного хуже тепловая эффективность кулера на двух трубах с двумя вентиляторами (1). Так, при рассеиваемой мощности 120 Вт для кулера с двумя ТТ значение Δt_{\max} на 18% выше, чем для кулера с одной ТТ. Худшие тепловые характеристики у кулера с одной ТТ и одним вентилятором (3).

Из всех рассмотренных кулеров система охлаждения на одной ТТ с двумя вентиляторами имеет самое низкое тепловое сопротивление, причем при значении отводимой мощности порядка 100 Вт его величина стабилизируется и составляет около $0,25^\circ\text{C}/\text{Вт}$ (рис. 4, б). Отметим, что такие характеристики получены благодаря применению клевого соединения между базовой поверхностью и испарительной частью ТТ, а также благодаря использованию интенсифицирующей теплообмен формы оребрения.

Таким образом, предлагаемый кулер на одной ТТ характеризуется низкими и стабильными значениями теплового сопротивления на уровне $0,25\text{—}0,27^\circ\text{C}/\text{Вт}$ в широком диапазоне отводимой мощности (80—180 Вт). Такая система охлаждения обладает сравнительно небольшой массой (до 500 г) и удобна при компоновке в рабочем объеме системного блока за счет гибкости тепловой трубы. Конструкция кулера предусматривает возможность дальнейшей модификации, например, за счет развития площадей поверхностей теплообмена, использования более эффективных обдувочных вентиляторов, а также применения более теплопроводных материалов в конструкции ТТ.

Предлагаемая система охлаждения может быть использована для дополнительного охлаждения других узлов ПК (жестких дисков, элементов системных плат и т. п.), либо компоноваться с вентилятором в вытяжном окне корпуса системного блока.

Дальнейшие исследования кулеров на ТТ следует проводить в направлении разработки конкретных конструктивных решений с учетом габаритных и компоновочных характеристик, развития площадей интенсифицирующих теплоотдающих поверхностей для испарительной и конденсационной частей тепловых труб, обеспечения надежного теплового контакта между поверхностью испарительной части тепловой трубы и основанием базовой теплоотдающей поверхности, а также выбора наиболее рациональной компоновки системы охлаждения в корпусе системного блока.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Макаров С. Процессорные кулеры: летнее изобилие // Компьютерное обозрение.— 2001.— № 29.— С. 16—31.
2. Крыницин В. Мультиплатформенные кулеры Cooler Master Hyper6, Gigabyte 3D Cooler-Ultra и Thermaltake Silent Tower // www.ixbt.com.— 22.09.04.
3. Крыницин В. Летние новинки GlacialTech // www.ixbt.com.— 02.08.05.
4. Рассамакин Б. М., Тарасов Г. В., Хайрнатов С. М. и др. Моделирование и анализ результатов наземных и летных испытаний соплопанели с тепловыми трубами на космическом аппарате АУОС-СМ-КФ // Космическая техника. Ракетное вооружение.— 2004.— С. 364—376.
5. Письменный Е. Н., Рогачёв В. А., Терех А. М., Бурлей В. Д. Влияние разрезки, поворотов и отгибки ребер на теплоаэродинамические характеристики поверхностей теплообмена // Промышленная теплотехника.— 2003.— Т. 25, № 1.— С. 10—16.
6. Рассамакин Б. М., Рогачёв В. А., Хайрнатов С. М. и др. Экспериментальное моделирование тепловых режимов эксплуатации оптико-электронного измерительного прибора для микро-спутника // Космічна наука і технологія.— 2003.— Т. 9, №4.— С. 34—39.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Зотов Ю. В. Проектирование встраиваемых микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы XILINX®.— М.: Горячая линия — Телеком, 2006.— 520 с.

Книга предназначена для самостоятельного изучения методики сквозного проектирования встраиваемых микропроцессорных систем на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) фирмы Xilinx®. Представлено подробное описание характеристик, архитектуры и системы команд микропроцессорных ядер семейств PicoBlaze™ и MicroBlaze™, применяемых в качестве основы встраиваемых систем. Рассмотрены этапы проектирования 8-разрядных микропроцессорных систем, реализуемых на базе ПЛИС с архитектурой FPGA, с использованием ядер семейства PicoBlaze, и их выполнение в рамках САПР серии Xilinx ISE™ (Integrated Software Environment) версии 7.1i. Дана развернутая характеристика основных этапов разработки 32-разрядных встраиваемых систем, выполняемых на основе микропроцессорных ядер семейства MicroBlaze. Рассмотрен процесс осуществления этих этапов с помощью комплекса средств автоматизированного проектирования встраиваемых микропроцессорных систем Xilinx Embedded Development Kit™ (EDK). Приведены исходные тексты VHDL-описаний микропроцессорных ядер семейств PicoBlaze. Материал, изложенный в книге, также может быть использован в процессе самостоятельного освоения средств проектирования 32-разрядных встраиваемых микропроцессорных систем Xilinx EDK версии 7.1i.

Для инженерно-технических работников, может быть полезна студентам и аспирантам, специализирующимся в области разработки микропроцессорных систем различного назначения.



К. т. н. Ю. Э. ПАЭРАНД, А. Ф. БОНДАРЕНКО

Украина, г. Алчевск, Донбасский государственный
технический университет
E-mail: paerand@mail.ru, bondarenkoaf@nm.ru

Дата поступления в редакцию
24.05 2006 г.

Оппоненты д. т. н. В. К. ЛЕБЕДЕВ, А. А. ПИСЬМЕННЫЙ
(ИЭС им. Е. О. Патона, г. Киев)

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ КОНТАКТНОЙ МИКРОСВАРКИ С ПРОГРАММИРУЕМОЙ ФОРМОЙ СВАРОЧНОГО ИМПУЛЬСА

Предложен источник питания для контактной микросварки, позволяющий повысить качество микросварного соединения путем обеспечения необходимой формы сварочного импульса.

Широкое применение в электронной промышленности и приборостроении находит контактная микросварка, к которой относят сварку деталей размером от нескольких микрометров до 0,5 мм.

Известно [1], что существенное влияние на условия нагрева, тепловыделения и на качество микросварного соединения оказывают величина и постоянство контактных сопротивлений. Известно также [2], что при неправильно подобранной программе параметров тока на начальных стадиях процесса сварки, когда проявляется наибольшая нестабильность контактных сопротивлений, может иметь место резкий перегрев металла в приконтактной области и, как следствие, его выплеск. В некоторых случаях наличие таких выплесков недопустимо.

Получение качественных микросварных соединений в настоящее время связано с применением источников питания, позволяющих формировать сварочные импульсы тока, напряжения и мощности специальной формы [3—6]. Важной задачей при создании таких источников питания является обеспечение необходимых динамических и энергетических параметров формируемых импульсов, их малой длительности, высокой воспроизводимости и возможности регулирования в реальном масштабе времени [3, 4, 6, 7]. Наибольшее распространение получили источники питания, обеспечивающие предварительный подогрев деталей импульсом тока малой мощности и сглаживание переднего фронта импульса сварочного тока [1], а также позволяющие программировать импульс сварочного тока, у которого мощность нарастает во времени по квадратичному закону [8]. Однако желаемое качество микросварных соединений такими способами удается получить не всегда. К тому же тенденция к миниатюризации элементов электронной техники ужесточает требования к параметрам сварочных импульсов и, соответственно, к характеристикам применяемого оборудования.

Целью настоящей работы является разработка источника питания для контактной микросварки, позволяющего повысить качество микросварного соеди-

нения путем обеспечения необходимой формы сварочного импульса.

Необходимая форма сварочного импульса может быть выбрана из следующих соображений. На начальной стадии процесса, когда происходит смятие микронеровностей, в случайных точках первоначального контакта образуются мостики. Для устранения перегрева этих мостиков до температуры кипения и выброса частиц из зоны контакта необходимо сохранить постоянную интенсивность тепловыделения на единицу площади истинного контакта:

$$q = \frac{Q}{S_k} = \text{const}, \quad (1)$$

где Q — общая интенсивность тепловыделения;
 S_k — площадь истинного контакта.

Если моделировать микронеровности поверхностей свариваемых деталей в виде пирамид с квадратным основанием [2, с. 11, 12, 99], то изменение размеров микронеровностей на начальном этапе сварки можно представить такой закономерностью:

$$y = y_0 + (a - y_0)(t/t_\Delta)^m, \quad (2)$$

где y — ширина стороны контактной площади;
 y_0 — начальная ширина стороны контактной площади;
 a — ширина основания контактной площади;
 t — текущее время;
 t_Δ — длительность протекания тока;
 m — показатель степени, зависящий от программы изменения давления электродов во времени.

На рис. 1 [2, с. 100] приведены зависимости ширины сторон контактных площадок y и их площади S_k в пределах времени длительностью t_Δ , построенные согласно соотношению (2). Анализ зависимости y на рис. 1 и выражения (2) показывает, что характер из-

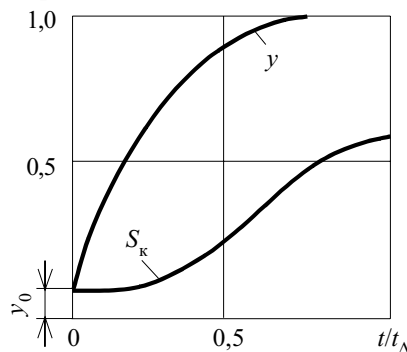


Рис. 1. Изменение геометрических параметров микронеровностей за время t_Δ

менения ширины сторон контактных площадок во времени нелинейный и может быть представлен степенной функцией. Так как в процессе смятия микронеровностей площадь контакта S_k увеличивается пропорционально второй степени ширины стороны контактной площадки, а общая интенсивность тепловыделения прямо пропорциональна мощности сварочного тока $P_{св}$, то условие постоянства тепловыделения (1) выполнится только в случае если $P_{св} = kt^n$, где $n=2m$, k — коэффициент пропорциональности.

Нелинейность зависимости u на рис. 1 свидетельствует о том, что условие постоянства тепловыделения на начальном этапе сварки можно выполнить подерживая показатель степени n , отличающийся от 2. Теоретическое определение необходимой величины n весьма затруднительно, поэтому на практике оптимальный закон изменения мощности импульса сварочного тока определяется опытным путем для каждого отдельно взятого случая (материал и конфигурация свариваемых деталей, программа изменения давления электродов во времени, материал и конфигурация сварочных электродов и т. д.). Характер изменения мощности при различных показателях степени n имеет вид, представленный на рис. 2, где t_ϕ — время фронта сварочного импульса (участок I), определяемое из условия выделения требуемого количества энергии ($0,2 \dots 0,4 W_{св}$); $t_{св}$ — время сварочного импульса; $t_{и}$ — время, соответствующее плоской вершине сварочного импульса (участок II).

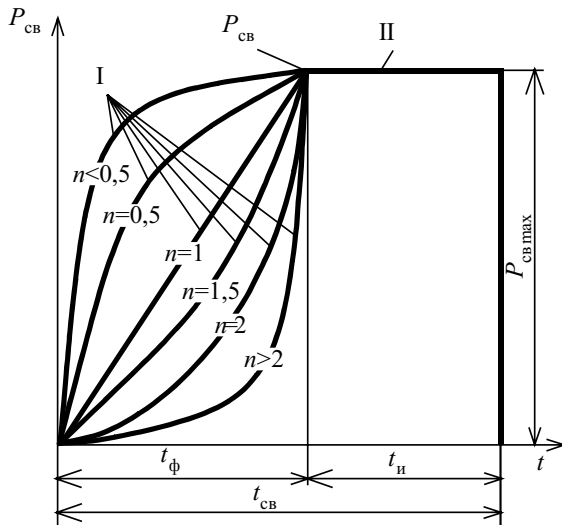


Рис. 2. Кривые мощности сварочного импульса для различных значений n

Таким образом, в течение времени, необходимого для стабилизации площади контакта свариваемых деталей (начальная стадия процесса), мощность сварочного тока необходимо увеличивать пропорционально времени в степени n — до выделения требуемого количества энергии. Для малогабаритных деталей она составляет $0,2-0,4$ от всей энергии сварки $W_{св}$ [8]. В дальнейшем площадь свариваемого контакта практически не изменяется, и мощность сварочного тока $P_{св}$ нужно поддерживать на постоянном уровне.

Закон изменения мощности на рассмотренных участках может быть записан в виде выражения

$$P_{св}(t) = \begin{cases} kt^n, & 0 \leq t \leq t_\phi; \\ P_{св\max}, & t_\phi \leq t \leq t_{св}. \end{cases} \quad (3)$$

Предлагается источник питания для контактной микросварки, позволяющий задавать необходимую форму сварочного импульса, обеспечивая при этом высокую точность регулирования (рис. 3). В состав источника питания входят источник сварочного тока ИСТ, регулятор сварочного тока РСТ, датчики сигналов обратной связи по сварочному току ДТ и по напряжению на электродах — ДН, блок перемножения БП, блок сравнения БС, буферный усилитель БУ и формирователь эталонного сигнала ФЭС.

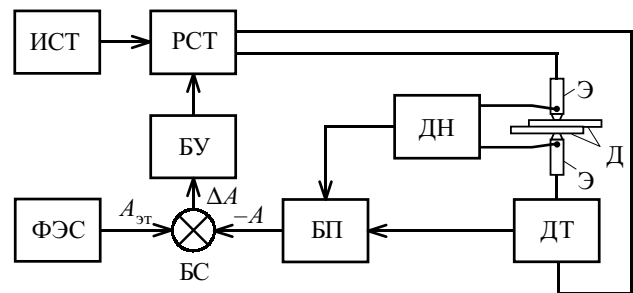


Рис. 3. Формирователь импульсов специальной формы для контактной микросварки

Источник питания работает следующим образом. После установки деталей Д и сжатия электродов Э источник питания запускается и в ФЭС начинает формироваться эталонный сигнал $A_{э\tau}(t)$, форма которого определяется из формулы

$$A_{э\tau}(t) = \begin{cases} k_1 t^n, & 0 \leq t \leq t_\phi; \\ A_{э\tau\max}, & t_\phi \leq t \leq t_{св}, \end{cases} \quad (4)$$

где $A_{э\tau}$ — амплитуда эталонного сигнала;
 k_1 — коэффициент пропорциональности.

Эталонный сигнал $A_{э\tau}$ подается на один из входов блока сравнения — и далее — на буферный усилитель, а с него — на регулятор сварочного тока. При этом в сварочном (силовом) контуре начинает протекать сварочный ток $I_{св}$, а на электродах возникает падение напряжения U_3 . Величины сварочного тока $I_{св}$ и напряжения между электродами U_3 преобразуются в датчиках ДТ и ДН в сигналы, пропорциональные этим величинам, и далее подаются на соответствующие входы блока перемножения. На выходе блока перемножения формируется сигнал, пропорциональный мгновенному значению мощности сварочного импульса:

$$A(t) = \frac{k_2}{t_{св}} \int_0^{t_{св}} U_3(t) \cdot I_{св}(t) dt, \quad (5)$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

Далее этот сигнал ($-A$ на рис. 3) подается на второй вход блока сравнения. Блок сравнения выделяет разность между эталонным сигналом и сигналом, пропорциональным значению мгновенной мощности сва-

рочного импульса. Таким образом, формируется разностный сигнал ΔA , несущий информацию об отклонении действительного значения мощности сварочного тока от заданного значения. Он усиливается буферным усилителем до уровня, необходимого для управления регулятором сварочного тока. При этом регулятор сварочного тока уменьшает или увеличивает сварочный ток в цепи так, чтобы мощность импульса сварочного тока изменялась по закону, определяемому эталонным сигналом.

В качестве источника сварочного тока применен емкостный накопитель энергии. Регулятор сварочного тока построен на параллельно соединенных полевых транзисторах MOSFET. Датчик тока реализован на безындуктивном шунте и быстродействующем операционном усилителе. Датчик напряжения, блок сравнения и буферный усилитель выполнены на быстродействующих операционных усилителях, а блок перемножения — на микросхеме аналогового перемножителя. Формирователь эталонного сигнала реализован на микроконтроллере и цифроаналоговом преобразователе (ЦАП), благодаря чему появляется возможность программирования и оперативного изменения любых параметров формируемого эталонного сигнала и тем самым задания требуемых параметров импульса мощности в сварочном контакте.

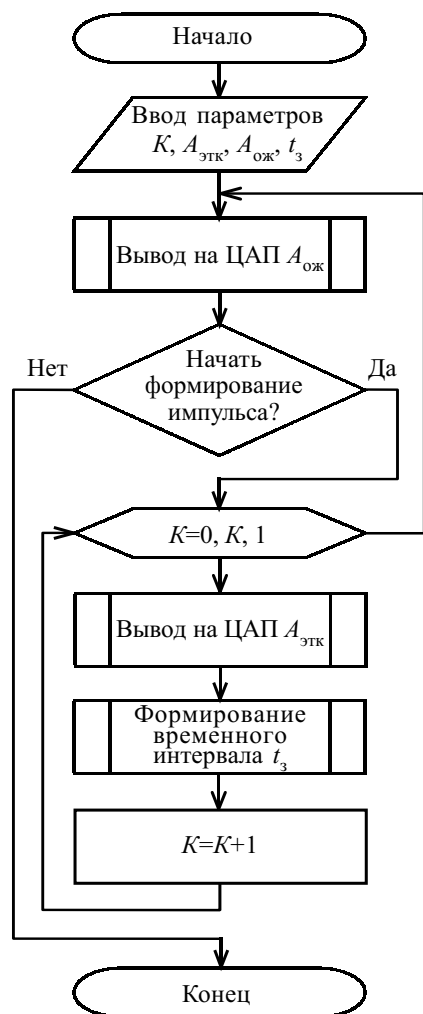


Рис. 4. Алгоритм формирования эталонного сигнала

При реализации ФЭС микроконтроллер используется для вычисления значений эталонного сигнала, а цифроаналоговый преобразователь — для преобразования этих данных в аналоговую форму. Реализация сложных временных зависимостей в микроконтроллере сопряжена, как правило, с трудностями организации вычислительного процесса. В таком случае рекомендуется создавать таблицы готовых решений (двоичных эквивалентов дискретных значений функции для каждого из периодов дискретизации) и записывать их в ячейки памяти микроконтроллера [9, с. 152]. В дальнейшем программа действий микроконтроллера сводится к последовательному опросу ячеек и выдаче кода на вход цифроаналогового преобразователя.

Формирование эталонного сигнала предлагается осуществлять следующим образом. На начальном этапе создается таблица данных, в которой содержится K элементов $A_{этк}$, соответствующих непрерывной функции $A_{эт}(t)$ на каждом интервале дискретизации Δt . Далее элементы таблицы данных $A_{этк}$, их количество K , значение сигнала в режиме ожидания запускающего импульса $A_{ож}$ и длительность интервала времени задержки $t_з$ заносятся в память микроконтроллера. Затем формирователь переходит в режим ожидания запускающего импульса и на его выходе устанавливается значение сигнала $A_{ож}$. При появлении запускающего импульса начинает выполняться цикл операций по выводу значений элементов таблицы данных на выход цифроаналогового преобразователя. В этом цикле осуществляется также формирование временной задержки заданной длительности, которая определяется необходимой скоростью обновления данных.

Алгоритм, реализующий описанный способ формирования эталонного сигнала, показан на рис. 4. Используя этот способ, можно задавать произвольные законы изменения эталонного сигнала. Существующие ограничения связаны только с требуемой точностью и минимально возможным временем вывода данных.

Авторами была проведена оценка повторяемости параметров резонаторов при изготовлении колебательных систем электромеханических фильтров (ЭМФ) с использованием предлагаемого источника питания. Конструкция колебательных систем ЭМФ представлена на рис. 5. В ее состав входят параллельно расположенные цилиндрические резонаторы, пьезоэлектрические преобразователи и проволоки связи. Микросварка используется для соединения цилиндрических резонаторов из элинварного сплава

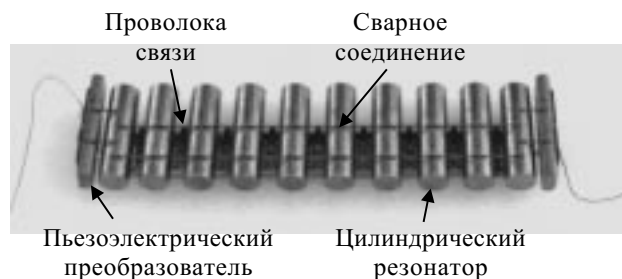


Рис. 5. Конструкция колебательной системы ЭМФ

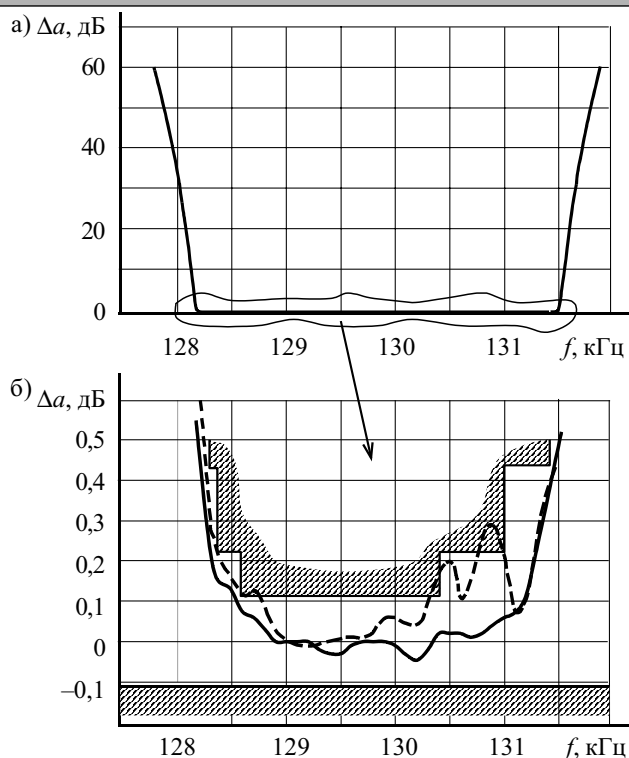


Рис. 6. АЧХ колебательных систем ЭМФ, полученные при сварке импульсами с показателем степени $n=2$ (штриховая кривая) и $n=1,8$ (сплошная кривая)

ва 44НХМТ диаметром 3 мм с проволокой 42НХТЮА диаметром 0,22 мм.

Наиболее чувствительным к свойствам сварного соединения параметром является резонансная частота резонаторов и коэффициент связи между ними, отклонение которых от нормы приводит к увеличению неравномерности АЧХ в полосе пропускания фильтра [10].

При задании различных по форме импульсов мощности сварочного тока (с различными показателями степени n) производилась сварка колебательных систем ЭМФ. В дальнейшем осуществлялись измерения АЧХ колебательных систем ЭМФ в полосе пропускания. На рис. 6 показаны АЧХ колебательных систем ЭМФ (в разных масштабах по вертикальной оси), представленные зависимостями относительного затухания Δa от частоты f , полученные при сварке импульсами с показателем степени $n=2$ (штриховая кривая) и $n=1,8$ (сплошная кривая). Заштрихованной областью на рис. 6, б представлена область недопустимых значений при соблюдении 1/20 норм Международного консультативного Комитета по телефонии и телеграфии (МККТТ). Режим с показателем степени $n=1,8$ был установлен опытным путем и позволил получить наилучшие результаты. Так, при $n=2$ после

сварки 20 колебательных систем ЭМФ лишь четыре удовлетворяли 1/20 норм МККТТ, остальные требовали последующей настройки, что значительно увеличивает трудоемкость изготовления и приводит к технологическим потерям. При $n=1,8$ после сварки такого же количества колебательных систем 12 из них удовлетворяли требованиям 1/20 норм МККТТ.

Разработанный источник питания для контактной микросварки позволяет программировать необходимую форму сварочного импульса за счет применения формирователя эталонного сигнала на базе микроконтроллера. Задание требуемого закона изменения сварочного импульса осуществляется в соответствии с предложенным алгоритмом, а выбор необходимой формы осуществляется простой сменой программного обеспечения.

Предложенный формирователь открывает широкие возможности при экспериментальных исследованиях в области контактной микросварки и позволяет осуществить подбор законов изменения импульса сварочного тока опытным путем исходя из материалов и конфигурации свариваемых деталей.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Технология и оборудование для точечной и рельефной конденсаторной сварки / Моравский В. Э., Ворона Д. С.— Киев: Наук. думка, 1985.
2. Кочергин К. А. Контактная сварка. — Л.: Машиностроение, 1987.
3. Леонов В. П., Атауш В. Е. Малоинерционный источник питания для микросварки и пайки с обратной связью по электроэнергетическим параметрам // В кн.: Припой для пайки современных материалов.— Киев: ИЭС им. Е. О. Патона, 1985.— С. 133—139.
4. Леонов В. П., Атауш В. Е., Греченкова А. А., Барабанщикова Л. А. Источник сварочного тока с программируемыми электрическими параметрами и формой импульса // Сварочное производство.— 1987.— № 1.— С. 27—28.
5. Паэранд Ю. Э., Бондаренко А. Ф. Особенности формирования импульсов тока для сварки малогабаритных деталей // Технічна електродинаміка.— 2005.— Тем. випуск. Ч. 3.— С. 28—31.
6. Атауш В. Е. Управляемые источники питания для контактной микросварки // Сварочное производство.— 1995.— № 6.— С. 29—30.
7. Автоматизация сварочных процессов / Под ред. В. К. Лебедева, В. П. Черныша.— К.: Вища шк., 1986.
8. А. с. 1214368 СССР. Устройство для управления процессом контактной точечной сварки / В. П. Леонов, В. Е. Атауш, Э. В. Бумбиерис, М. А. Калейс.— 1986.— Бюл. № 8.
9. Сташин В. В., Урусов А. В., Мологонцева О. Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах.— М.: Энергоатомиздат, 1990.
10. Паэранд Ю. Э., Кацман Ю. К. Влияние производственных погрешностей на коэффициент связи между резонаторами канального электромеханического фильтра // Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты.— 1990.— № 2.— С. 47—50.

К. т. н. В. А. НИКИТИНСКИЙ, к. т. н. Б. И. ЖУРАВЛЕВ

Украина, г. Рубежное, РФ Восточноукраинского национального университета им. Владимира Даля
E-mail: contact@rfvnu.lg.ua

Дата поступления в редакцию
27.02 2006 г.

Оппонент к. ф.-м. н. А. Н. ПЕТЛИЦКИЙ
(НПО "Интеграл", г. Минск)

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ИОНОВ НА ОСНОВЕ КОНТРАГИРОВАННЫХ РАЗРЯДОВ

Обеспечивается создание ускоренных пучков ионов с токами до 0,6 А и энергиями до 5 кэВ с равномерным распределением плотности тока ионов в поперечном сечении пучков площадью от 10^{-4} до 0,2 м².

Уникальные возможности ионно-лучевых технологий в вакууме стимулируют работы по созданию и усовершенствованию оборудования для этих целей. Наиболее ответственным звеном такого оборудования являются источники ионов, обеспечивающие ускоренные до требуемых энергий потоки ионов заданного поперечного сечения с равномерным распределением плотности тока по сечению.

Выходные параметры источника ионов определяются типом разряда, генерирующего плазму, из которой производится отбор ионов. Для повышения эффективности генерации заряженных частиц в плазмотронах применяется контрагирование разряда отверстием в промежуточном электроде, что позволяет разделить область интенсивной генерации плазмы с более высоким давлением и область формирования эмиссионной границы с низким давлением. Двойной электрический слой (ДЭС), образующийся с катодной стороны контрагирования разряда между плотной анодной и редкой катодной плазмами (рис. 1), создает ускоренные в противоположные стороны потоки электронов и ионов.

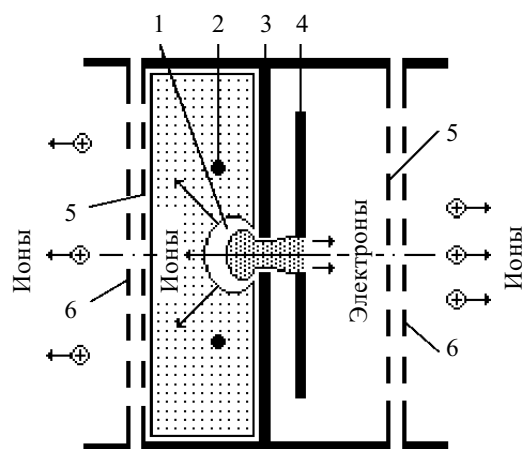


Рис. 1. Сравнение отбора ионов с катодной и анодной сторон контрагированного разряда:

1 — ДЭС; 2 — термокатод; 3 — промежуточный электрод; 4 — анод; 5 и 6 — система извлечения

В плазмотронах Арденне [1] используется амби-полярная диффузия ионов в направлении ускоренного потока электронов, и отбор ионов производится с анодной стороны ДЭС. До настоящего времени параметры высоковольтных пучков ионов, формируемых в дуоплазмотронах Арденне через одно эмиссионное отверстие, являются уникальными. Для технологических источников ионных пучков большой площади поперечного сечения требуемая энергия не превышает 5 кэВ, и для получения интенсивных пучков ионов используются многоапертурные системы извлечения ионов, образованные эмиссионным 5 и ускоряющим 6 электродами (см. рис. 1).

Фокусировка электронов двойным электрическим слоем в направлении контрагирования разряда является недостатком, т. к. приводит к большой неравномерности распределения плотности плазмы по радиусу и, соответственно, по обрабатываемой поверхности. Целесообразно использовать расфокусированный в ДЭС поток ионов при их отборе и формировании в пучок с катодной стороны контрагирования разряда.

Целью настоящей работы является оптимизация разрядной камеры с использованием специфических особенностей ДЭС.

Сравнение эффективности отбора ионов с катодной и анодной сторон при геометрическом контрагировании разряда (рис. 1) показало, что она примерно одинакова [2]. Напуск рабочего газа (аргона) в обоих случаях производился со стороны, противоположной отбору ионов. Введение магнитного поля с радиальной составляющей относительно оси контрагирования увеличивает напряжение дугового разряда и приводит к увеличению на порядок тока эмиссии ионов в обоих случаях.

При отборе ионов с катодной стороны контрагирования разряда введение со стороны анода ферромагнитного стержня 2 (см. рис. 2) в контрагирующее отверстие приводит к образованию кольцевой контрагирующей щели. При этом индукцию магнитного поля в области контрагирования можно уменьшить на порядок по сравнению с дуоплазмотронами до величин $\approx 0,1$ Тл и увеличить напряжение на разряде U_p до величин порядка 100 В, а также увеличить ток эмиссии ионов в несколько раз [3, 4]. Увеличение индукции магнитного поля более 0,2 Тл (до 0,4 Тл), а также подбор геометрии щели (ширина 2 мм при среднем диаметре 12 мм) и катодной полости (диа-

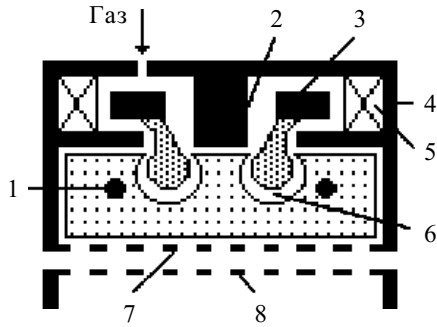


Рис. 2. Схема источника ионов на основе разряда в скрещенных полях:

1 — термокатод; 2 — стержень; 3 — анод; 4 — промежуточный электрод; 5 — катушка; 6 — ДЭС; 7 и 8 — система извлечения

метр более 80 мм, высота более 50 мм) позволили исключить термокатод (схема источника на рис. 2, но термокатод 1 отсутствует, а промежуточный электрод находится под потенциалом катода). Разряд реализован с холодным полым катодом за счет двухкаскадного последовательного объемного размножения электронов [5—8] при разрядном токе $I_p \approx 1$ А и напряжении $U_p \approx 300$ В.

Реализован и исследован пучково-плазменный разряд (ППР), контрагированный отверстием в холодном полом катоде, при $I_p \approx 1$ А и напряжении $U_p \approx 400$ В (рис. 3) [9, 10]. В этом разряде также имеет место двухкаскадное последовательное объемное размножение электронов.

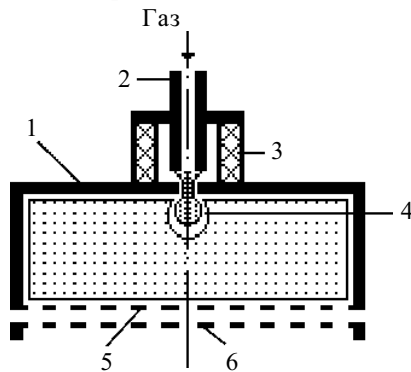


Рис. 3. Схема источника ионов на основе ППР:

1 — катод; 2 — анод; 3 — изолятор; 4 — ДЭС; 5 и 6 — система извлечения

Параллельно с источниками ионов разрабатывались сварочные электронные пушки на основе дугового контрагированного разряда с холодным магниевым катодом [11] и горячим самонакаливающимся капиллярным полым катодом с LaV_6 [12, 13]. Отбор электронов производился с анодной стороны контрагирования разряда.

С учетом накопленного опыта экспериментальных и теоретических исследований разрядов была разработана базовая конструкция разрядной камеры для получения интенсивных пучков ионов и электронов большого поперечного сечения различной формы (круг, прямоугольник, эллипс [14]).

Разделение разряда на три части [15], сообщаемые между собой через контрагирующие отверстия в промежуточном электроде (рис. 4), с напуском газа

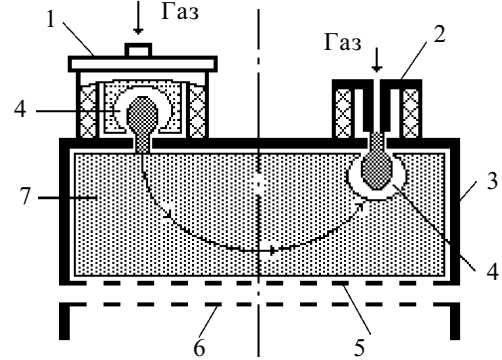


Рис. 4. Схема источника ионов с разворотом разряда на 180°:

1 — катод; 2 — анод; 3 — промежуточный электрод; 4 — ДЭС; 5 и 6 — система извлечения; 7 — синтезированная плазма

в герметизированную камеру с катодом 1 и в другую герметизированную камеру с анодом 2 позволяет поддерживать разряд через вакуумный объем, ограниченный промежуточным электродом, при давлениях порядка $6,7 \cdot 10^{-3}$ Па ($\approx 5 \cdot 10^{-5}$ мм рт. ст.). Это стало возможным благодаря созданию синтезированной плазмы 7 из ускоренных двойными электрическими слоями потоков электронов из катодной и ионов — из анодной камер, что позволяет при том же разрядном токе удвоить ток эмиссии ионов. При размещении катодной и анодной камер с одной стороны, противоположной общему многоапертурному эмиссионному электроду 3, возможно обеспечение пучков произвольной формы поперечного сечения с равномерным распределением плотности тока ионов по сечению за счет увеличения числа анодных камер.

На рис. 5 схематически представлена конструкция источника ионов на основе дугового контрагированного разряда [15, 16]. Разрядная камера включает катодный и анодный узлы, расположенные по одну сторону от промежуточного электрода, что облегчает охлаждение электродов и подключение их к источнику питания.

Основным узлом, определяющим работоспособность источника ионов, является катодный. Сравнение двух катодов — горячего молибденового катода с капиллярным каналом диаметром 0,2 мм, внешним диаметром 3 мм и внутренней полостью диаметром 2 мм с расположенной в ней крошкой из гексаборида лантана и холодного магниевый катода с пленкой окиси на его поверхности — показало, что для разборных технологических вакуумных установок магниевый катод проще в изготовлении, дешевле и удобнее в эксплуатации. Катодный узел (электроды 7, 8) с магниевым катодом 6 закреплен в держателе катода 5. Тонкая пленка окиси на поверхности магниевый катода способствует инициированию катодного пятна на ее пробое.

Работа катода на инертном газе (аргон) за несколько десятков минут приводит к очистке катода от пленки окиси, и дуга гаснет. Для регенерации пленки окиси магния в режиме постоянного дугового разряда в катодный узел подается смесь аргона с кислородом в соотношении 9:1. Увеличение процентного содержания кислорода приводит к возникновению на рабочей поверхности катода толстых окисных образо-

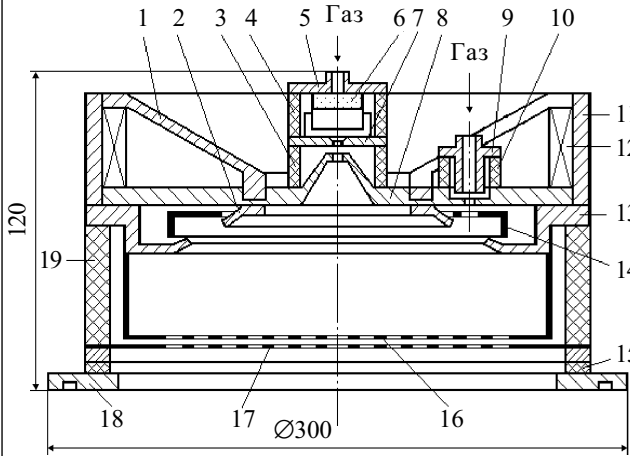


Рис. 5. Конструкция источника ионов:

1, 11 — магнитоводы; 2, 13 — полюса электромагнита; 3, 4, 10, 15, 19 — изоляторы; 5 — держатель катода; 6 — катод; 7 — поджигающий электрод; 8 — промежуточный электрод; 9 — аноды; 12 — катушка; 14 — анодное кольцо; 16 — эмиссионный электрод; 17 — ускоряющий электрод; 18 — фланец

ваний и кратеров, что в свою очередь вызывает нестабильность тока дуги и разрушение катода в виде отдельных макрочастиц. Практическая подготовка смеси газов в устройстве осуществлялась с помощью калиброванной течи из пористого никеля, которая сообщалась с атмосферой или кислородным баллоном.

Низкий стартовый ток самостоятельной дуги (порядка 1 А), такой же по величине, как и в случае с горячим капиллярным катодом, реализуется на холодном катоде только на магнии, что, вероятно, обусловлено небольшой разницей между температурами плавления и кипения магния.

Катодный узел автономно обеспечивает поток электронов в вакуум с током от 1 до 10 А с энергией порядка 20 эВ следующим образом.

После подачи рабочего вещества и напряжения от блока питания разряда сначала зажигается самостоятельный дуговой разряд с катодным пятном между катодом 6 и поджигающим электродом 7. Из-за ограничения тока балластным сопротивлением в цепи электрода 7 разряд через контрагирующее отверстие диаметром 1,5 мм в этом электроде перебрасывается на электрод 8. Электрический слой, образующийся с катодной стороны контрагирующего отверстия, ускоряет и фокусирует электроны в выходное отверстие в электроде 8. Фиксация анодной части дуги контрагирующим отверстием обеспечивает постоянство потока электронов в вакуум независимо от положения катодного пятна [17].

Для генерации направленных в вакуум потоков ионов в промежуточном электроде 8 имеется несколько контрагирующих отверстий, и против них соосно устанавливаются анодные узлы, включающие аноды 9 и изоляторы 10. Ограничение тока в цепи промежуточного электрода балластным сопротивлением перебрасывает разряд на аноды 9. Против анодов образуются сгустки плазмы диаметром порядка 10 мм, отделенные от синтезированной в вакууме плазмы электрическими слоями. Генерация частиц в сгуст-

ках обусловлена пучково-плазменным взаимодействием электронов, ускоренных в слое [9]. Ионы, ускоренные в слоях до энергий порядка 10 эВ, поступают в вакуум расходящимися потоками. Из катодного узла через выходное отверстие в вакуум также поступают ионы вслед за электронами за счет амбиполярной диффузии.

Расположение анодов 9 вокруг катодного узла и их число определяются технологическими условиями. Для получения равномерной плотности потока против катодного узла в вакууме ставится специальный экран (на рисунке не показан).

Для повышения степени ионизации атомов и энергии ионов, ускоренных электрическими слоями из плотной плазмы у анодов, вводится радиальное магнитное поле с помощью ферромагнитных полюсов 2 и 13, катушки 12 и магнитоводов 1 и 11, а электрод 8 выполняется из немагнитного металла. Кольцо 14, имеющее потенциал анодов, служит для организации замкнутого дрейфа электронов в скрещенных электрическом и магнитном полях.

Расположение между разрядом и обрабатываемыми изделиями многоапертурной системы извлечения (эмиссионный 16 и ускоряющий 17 электроды) позволяет формировать потоки ионов или электронов с большим поперечным сечением и энергиями в несколько килоэлектронвольт [16].

После зажигания разряда в камере у эмиссионного электрода образуется синтезированная плазма, из которой при подаче напряжения между ускоряющим 17 и эмиссионным 16 электродами производится отбор соответствующего типа частиц (ионов или электронов) и формирование их в пучок. Данный источник позволяет получать пучки ионов любых газов, включая кислород, пары ацетона. При использовании плоской системы извлечения (электроды 16 и 17) получены пучки ионов аргона с токами $I_{п}$ до 0,6 А при ускоряющих напряжениях от 0,5 до 5 кВ с неравномерностью распределения плотности тока ионов до 10% в поперечных круглом или прямоугольном се-

Тип источника ионов	Назначение	$I_{п}$, А	$S_{п}$, см ²
Разряд с горячим катодом			
На основе разряда с вольфрамовым катодом [4]	Ионно-лучевое травление фотошаблонов и пленок субмикронных	0,3	80
На основе разряда с капиллярным катодом с LaB ₆ [12]	интегральных микросхем, очистка подложек перед напылением пленок	0,2	200
Разряд с холодным катодом			
На основе разряда, контрагированного в скрещенных полях [8]	Дополнительно к перечисленному выше: ионно-лучевое травление	0,15	80
На основе пучково-плазменного разряда [10]	фоторезистов фотошаблонов, подгонка сопротивлений	0,05	80
На основе разряда с магниевым катодом с четырьмя анодами [15]: — без магнитного поля; — с магнитным полем	пленочных резисторов, доокисление оптических покрытий, корректировка состава сверхпроводящих пленок пучком ионов кислорода, точная доводка поверхностей	0,2	400
		0,6	до 2000

чениях пучков площадью $S_{\text{п}} 0,04 \text{ м}^2$. Площадь поперечного сечения пучка уменьшалась до 10^{-4} м^2 при использовании вогнутой в сторону разряда сферической системы извлечения и размещении обрабатываемого изделия вблизи центра сферы [14]. Площадь поперечного сечения пучка увеличивалась до $0,2 \text{ м}^2$ при изменении вогнутости системы извлечения на противоположную и размещении обрабатываемого изделия на расстоянии порядка $0,6 \text{ м}$ от устройства.

Был разработан внутривакуумный вариант источника ионов без принудительного охлаждения с капиллярным самонакаливающимся катодом с крошкой LaV_6 . Нейтрализация заряда ионов в пучке обеспечивается без использования термокатаода [18].

В таблице приведены конкретные технологические процессы, для которых разрабатывались рассмотренные в статье источники ионов, и некоторые выходные параметры этих источников.

Заключение

В разработанных источниках ионов для обработки в вакууме больших поверхностей максимально использованы специфические особенности двойного электрического слоя, а именно, реализованы ускоренные в ДЭС потоки как электронов, так и ионов, в вакуум в сторону многоапертурного эмиссионного электрода. Получена возможность формировать пучки произвольного сечения за счет соответствующего расположения анодов на промежуточном электроде, уменьшена на порядок напряженность магнитного поля, необходимая для повышения в несколько раз напряжения ДЭС.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ardenne M. Tabellen der electronenphysik, ionenphysik und übermicroscopie.— Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1956.
2. Никитинский В. А., Захаров А. С., Ковалев В. В. Два способа извлечения ионов из контрагированного разряда // Тр. Новочеркасского политехнического ин-та.— 1976.— Т. 324.— С. 78—90.
3. Никитинский В. А., Захаров А. С. Выход ионов в вакуум из разряда, контрагированного в скрещенных электрическом и магнитном полях // Журнал технической физики.— 1974.— Т. 44, № 6.— С. 1333—1334.

4. Журавлев Б. И., Никитинский В. А., Захаров А. С. Источник ионов на основе разряда, контрагированного в скрещенных полях // Приборы и техника эксперимента.— 1977.— № 4.— С. 204—206.

5. Никитинский В. А., Журавлев Б. И. Разряд, контрагированный в скрещенных полях, с холодным полым катодом // Журнал технической физики.— 1980.— Т. 50, № 2.— С. 440—441.

6. Никитинский В. А., Журавлев Б. И. Условия существования разряда с холодным катодом, контрагированного в скрещенных полях // Там же.— 1982.— Т. 52, № 5.— С. 880—883.

7. Никитинский В. А., Журавлев Б. И., Гапоненко А. Т. Двухкаскадный самостоятельный разряд низкого давления // Там же.— 1985.— Т. 55, № 8.— С. 1637—1639.

8. Журавлев Б. И., Никитинский В. А., Гапоненко А. Т. Газоразрядный источник ионов с холодным катодом // Приборы и техника эксперимента.— 1985.— № 4.— С. 157—158.

9. Стогний А. И., Никитинский В. А., Журавлев Б. И. Двухкаскадный самостоятельный разряд низкого давления без магнитного поля // Журнал технической физики.— 1988.— Т. 58, № 5.— С. 993—995.

10. Журавлев Б. И., Прилепский В. В., Горлатов В. С. Технологический источник ионов // Приборы и техника эксперимента.— 1993.— № 3.— С. 215—218.

11. Лозовой Б. С., Каплан А. А., Никитинский В. А. и др. Геометрия проплавления сварного шва с помощью плазменного источника электронов // Сварочное производство.— 1980.— № 5.— С. 19—20.

12. Пат. 1568793 России. Источник заряженных частиц / В. А. Никитинский, С. И. Обьедков, А. И. Стогний, О. А. Богатырев.— 1995.— Б. И. № 9.

13. Никитинский В. А., Богатырев О. А. Высоковольтный разряд с катодным пятном при постоянном напряжении на электродах // Письма в Журнал технической физики.— 1988.— Т. 54, № 4.— С. 347—349.

14. Пат. 1210607 России. Устройство для ионно-лучевой обработки / М. А. Фурман, В. А. Никитинский, Б. И. Журавлев и др.— 1995.— Б. И. № 8.

15. Пат. 1616412 России. Источник заряженных частиц / В. А. Никитинский, О. А. Богатырев, С. И. Обьедков.— 1995.— Б. И. № 10.

16. Никитинский В. А., Гапоненко А. Т., Обьедков С. И. Источники ионов непрерывного действия // Приборы и техника эксперимента.— 1992.— № 4.— С. 244.

17. Nikitinsky V. A., Kreindel Yu. E. The constricted discharge of low pressure with the cathode spot in magnetic field // 10th Intern. Conf. Phenomena Ioniz. Gases.— Oxford.— 1971.— P. 217.

18. Журавлев Б. И., Никитинский В. А., Гапоненко А. Т. Компенсация заряда пучка ионов без использования термокатаода // Журнал технической физики.— 1987.— Т. 57, № 9.— С. 1826—1828.

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Взаимовлияние объектов малых размеров в микросхеме. (Россия, г. Санкт-Петербург)
- Свойства легированных углеродных (алмазоподобных) пленок. (Украина, г. Одесса)
- Измеритель мощности ультрафиолетового излучения в диапазонах УФ-А, УФ-В, УФ-С и их комбинаций. (Украина, г. Киев)
- Повышение надежности изделий электронной техники на стадии производства. (Молдова, г. Кишинев)
- Исследование возможностей дистанционного неразрушающего тепловизионного контроля состояния взлетно-посадочных полос в аэропортах. (Украина, г. Киев)
- Опыт применения европейского стандарта PSS-49 при разработке низкотемпературных тепловых труб для пассивной системы теплового контроля микроспутника BIRD. (Украина, г. Киев)
- Экспериментальное исследование температурного поля радиатора кулера. (Украина, г. Киев)
- Тестер терапевта. (Россия, г. Таганрог)

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции



Д. ф.-м. н. А. В. КАРИМОВ, к. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА,
Ш. Ш. ЮЛДАШЕВ, Ш. Ш. БОЛТАЕВА

Узбекистан, г. Ташкент, НПО «Физика-Солнце»
E-mail: karimov@uzsci.net

Дата поступления в редакцию
14.11 2005 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Н. Н. ГРИГОРЬЕВ
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

ФИЗИКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОЛУЧЕНИЯ РЕЗКОГО $p-n$ -ПЕРЕХОДА

Приведен способ получения резкого $p-n$ -перехода методом жидкостной эпитаксии. На основе эпитаксиальных $p-n$ -переходов изготовлены полевые транзисторы, подтвердившие эффективность предложенного способа.

При получении $p-n$ -перехода на поверхности полупроводника диффузионной технологией или путем выращивания слоя противоположной полярности граница $p-n$ -перехода может сместиться относительно металлургической вследствие различия концентрации носителей. При этом происходит дополнительная диффузия примесей в сторону слаболегированной области. В результате $p-n$ -переход может получиться не резким [1]. Сохранение резкости $p-n$ -перехода и, одновременно, совершенства выращиваемого слоя требует специального подхода. Так, для повышения совершенства выращиваемых слоев рост эпитаксиального слоя ведут при малых скоростях охлаждения ($0,2^\circ\text{C}/\text{мин}$). При этом если концентрация носителей одной из областей будет намного больше другой, то во время выращивания слоя может произойти диффузия носителей из подложки в выращиваемую пленку или наоборот, что приведет к расширению $p-n$ -перехода [2].

Целью настоящей работы является улучшение структуры слоев и получение более резкой границы $p-n$ -перехода за счет совмещения физической границы с металлургической.

Концепция получения резкого $p-n$ -перехода заключается в том, что между сильнолегированной и слаболегированной областями вводится слой с типом проводимости, совпадающим с типом проводимости сильнолегированной области [3]. В результате получается, например, p^+-p-n -переход с выращенной тонкой промежуточной p -областью. При этом во время роста промежуточного слоя будет осуществляться частичная диффузия из p^+ -области в p -слой.

Другая особенность — ослабление диффузии примесей из сильнолегированной области — обеспечивается за счет переменной скорости выращивания слоя другого типа проводимости.

Для получения резких $p-n$ -переходов на основе соединений арсенида галлия использовали специально изготовленное устройство жидкостной эпитаксии.

Рост эпитаксиальных слоев арсенида галлия, содержащих $p-n$ -переход, осуществлялся в графито-

вом устройстве (рис. 1), для чего устройство с расплавами и подложками помещали в кварцевый реактор, продуваемый потоком очищенного водорода. Затем всю систему нагревали до $840\text{--}850^\circ\text{C}$, после выдержки в течение $30\text{--}50$ мин включали программируемое охлаждение с начальной скоростью $3,3^\circ\text{C}/\text{мин}$ и снимали нижние слои перемещением подвижной пластины 6 в направлении положения Б. Далее расплав 5 приводили в контакт с рабочей подложкой 2 (положение В), в этот момент второй расплав 4 автоматически входит в контакт с холостой подложкой другого типа проводимости 3.

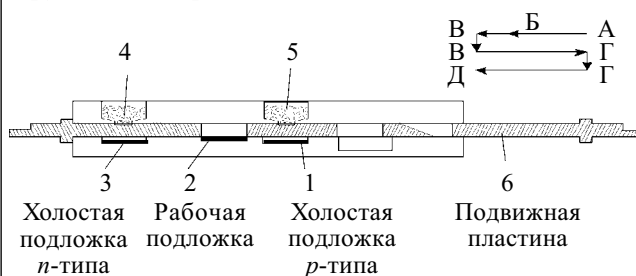


Рис. 1. Разрез устройства выращивания эпитаксиальных слоев

Охлаждение осуществляется с переменной скоростью, определяемой выражением

$$V_n = 3,3 - (3 \dots 4) \cdot 10^{-1}, \text{ }^\circ\text{C}/\text{мин}, \quad (1)$$

с интервалом времени между различными скоростями

$$\Delta t_n = 1,7 \cdot 2^n, \text{ мин}, \quad (2)$$

где $n = 1, 2, 3, 4$.

С момента включения охлаждения (см. рис. 2) при скоростях охлаждения $V_0 = 3,3^\circ\text{C}/\text{мин}$ и $V_2 = 2,9^\circ\text{C}/\text{мин}$ растет первый эпитаксиальный слой. Далее при достижении 845°C удаляют первый расплав с рабочей

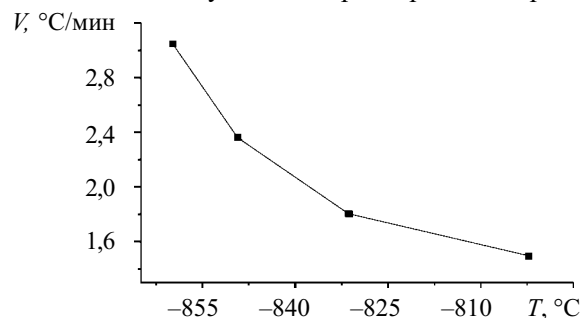


Рис. 2. Температурно-временная диаграмма технологического процесса

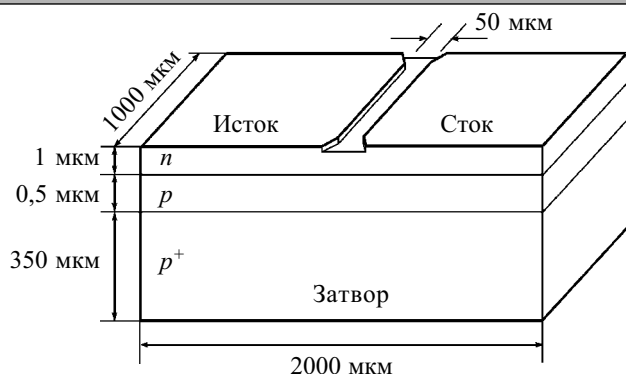


Рис. 3. Структура полевого транзистора с эпитаксиальным резким $p-n$ -переходом (максимальные размеры)

подложки и приводят второй расплав в контакт с поверхностью первого выращенного слоя. При последующем охлаждении системы до 750°C в интервале времени

$$\Delta t_{2-3} = 1,7 \cdot 2^n, \text{ мин} \quad (3)$$

(где $n = 2, 3$) и соответствующих скоростях охлаждения $V_2 = 2,5^{\circ}\text{C}/\text{мин}$, $V_3 = 2,1^{\circ}\text{C}/\text{мин}$, $V_4 = 1,7^{\circ}\text{C}/\text{мин}$ растёт второй эпитаксиальный слой, образующий $p-n$ -переход с первым эпитаксиальным слоем. Для прекращения роста слоя расплав удаляли с поверхности подложки.

Далее, после достижения 750°C , систему охлаждали со скоростью $7-10^{\circ}\text{C}/\text{мин}$ до 600°C , затем отключали нагрев.

На основе полученных эпитаксиальных слоев с резкими $p-n$ -переходами изготавливали полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом в качестве затвора (рис. 3). Как показано на рис. 4, зависимость емкости $p-n$ -перехода от запирающего напряжения в координатах U и $1/C^2$ даёт прямую линию, что подтверждает резкость полученного эпитаксиального перехода.

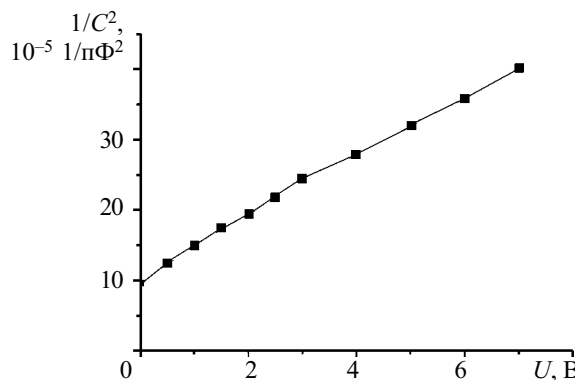


Рис. 4. Зависимость емкости $p-n$ -перехода от запирающего напряжения

Полевые транзисторы, полученные на основе эпитаксиальных $p-n$ -переходов, имели ярко выраженное насыщение тока стока, полную отсечку канала при напряжениях, меньших пробойного, что обусловлено резкостью $p-n$ -перехода и совершенством кристаллической структуры эпитаксиальных слоев [4].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Смирнова Н. Б., Михайлов Л. Н., Бобров А. П. и др. Особенности распределения цинка в эпитаксиальных пленках на основе твердого раствора $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ // Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы. — 1974. — Вып. 2. — С. 109—113.
2. Машнин С. В., Преснов В. А., Хлудков С. С. Электрические свойства диффузионных $p-n$ -переходов в арсениде галлия // В сб.: Арсенид галлия. Вып. 2. (Прилож. к ж-лу Известия вузов. Физика. — 1969. — № 5). — С. 152—156.
3. А. с. 762253 СССР. Способ получения $p-n$ -переходов на основе полупроводниковых соединений A^3B^5 / А. В. Каримов, М. Мирзабаев. — 1980.
4. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М. Физические явления в арсенидгаллиевых структурах с микрослойным квазиизопериодическим переходом. — Ташкент: Фан, 2005.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Оура К., Катаяма М., Лифшиц В. Г. и др. Физика поверхности: введение. — М.: Наука, 2006. — 40 л.

Монография — дополненный перевод с английского книги «Surface Science — an Introduction», опубликованной издательством «Springer — Verlag», Berlin, Heidelberg, в 2003 г. в серийном издании «Library of Congress Cataloging-in-Publication Data». Охватывает основные области физики поверхности, включая теоретические представления и анализ экспериментальных данных, полученных в последние 3—4 года. Библиографический аппарат содержит обзоры ведущих специалистов в области сверхвысоковакуумной туннельной микроскопии и спектрального анализа поверхности за 1998—2002 гг. Книгу отличают современность, системность, достаточная простота изложения.

Для специалистов в области физики поверхности, полупроводниковой микро- и нанoeлектроноскопии, студентов.

Е. Л. ЖАВЖАРОВ, д. ф.-м. н. В. М. МАТЮШИН

Украина, Запорожский национальный технический университет
E-mail: jin@zntu.edu.ua

Дата поступления в редакцию
13.04 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. Е. КУТНИЙ
(ННЦ "ХФТИ", г. Харьков)

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ АТОМАРНОГО ВОДОРОДА С ПОВЕРХНОСТЬЮ МОНОКРИСТАЛЛОВ КРЕМНИЯ

Определена стабильность во времени потенциала поверхности кристаллов кремния после их модификации, выявлена зависимость механизма взаимодействия атомарного водорода с кристаллами от их параметров.

Развитие современной науки и техники неразрывно связано с переходом к нанoeлектронике, что обуславливает уменьшение размеров элементов до субмикронных. Это приводит к усилению роли поверхности применяемых материалов, и к повышению требований к поверхности.

Особый интерес вызывают структуры, образованные разнородными материалами, например металлом и полупроводником. Электрические свойства таких гетеросистем зависят от состояния контактирующей поверхности материалов, а значит, и от среды, с которой взаимодействовала поверхность в процессе изготовления структуры.

К таким средам относится и водород, который не только является фоновой примесью, постоянно контактирующей с поверхностью полупроводниковых кристаллов, но и активной технологической средой, используемой для модификации тех или иных свойств поверхности кристалла. В связи с этим становится важным изучение влияния атомарного водорода на параметры поверхности полупроводника как части будущей интегральной схемы в условиях, при которых проводится модификация гетерограницы "металл—полупроводник".

Данная работа посвящена изучению процессов взаимодействия атомарного водорода с монокристаллами кремния.

Методика проведения эксперимента

Исследовались кристаллы кремния *n*-типа, легированные фосфором, с удельным сопротивлением 0,3 Ом·см, ориентацией (100); кристаллы кремния *p*-типа, легированные бором, с удельным сопротивлением 1,0 Ом·см, ориентацией (111); кристаллы кремния *n*-типа, легированные фосфором, с удельным сопротивлением 10 Ом·см и ориентацией (100) и (111). Поверхность кристаллов — химически полированная.

Проведено три варианта исследований. Первый вариант: влиянию атомарного водорода подвергались кристаллы кремния со слоем состаренного природ-

ного окисла. Второй вариант: перед обработкой в H образцы кристаллов подвергались очистке от окисла путем химического травления в HF с последующей кратковременной промывкой в деионизованной воде. Толщина окисла оценивалась эллипсометрическим методом и составляла 3—4 нм для состаренного окисла и примерно 1 нм для свежепротравленной поверхности. Третий вариант: определялось влияние обработки в H свежепротравленной поверхности кремния на параметры изготовленных из них структур "металл—полупроводник". Опытные образцы подвергались травлению в HF, после чего часть кристалла обрабатывалась атомарным водородом. Путем термического испарения в вакууме через маску проводилось нанесение одного из контактов — пленки никеля. Для создания второго электрического контакта с обратной стороны на всю площадь механически втиралась паста галлия. ВАХ структур "металл—полупроводник" исследовались на промышленно изготовленной автоматизированной установке.

Атомарный водород получали путем диссоциации молекулярного водорода в высокочастотной плазме. Молекулярный водород выделялся из раствора КОН (20%) в дистиллированной воде путем электролиза. Далее водород пропускать через форбаллон для улавливания капель КОН, осушительный столбик, заполненный гранулированной щелочью КОН, и поступал в рабочую камеру. Концентрация атомов водорода измерялась калориметрическим методом и составляла примерно 10^{19} м^{-3} при давлении в рабочей камере 20 Па.

Использование магнитной ловушки и расположение исследуемых образцов в камере на расстоянии 25 см от области разряда позволило исключить попадание радикалов гидроксила и ионов водорода на образцы [1]. Таким образом, над поверхностью образцов находилась атомарно-молекулярная смесь водорода. Время обработки образцов варьировалось от 30 до 720 секунд.

Величина работы выхода электрона определялась на основе измерений контактной разницы потенциалов (КРП) методом динамического конденсатора [2]. Точность измерения контактной разницы составляла $\pm 0,005$ эВ. Перед измерениями КРП кристаллы выдерживались при комнатных условиях с целью установления равновесного с окружающей средой состояния. По поверхности образцов наблюдался раз-

брос КРП ($\leq \pm 0,01$ эВ) вдоль поверхности, поэтому результирующее значение находилось как среднее арифметическое серии измерений. Измерение КРП кристаллов осуществлялось перед обработкой, после обработки атомарным водородом, а также через некоторое время после выдержки образцов при комнатных условиях.

Для измерения сопротивления кристаллов кремния во время обработки атомарным водородом были созданы тестовые структуры: по краям пластинок кремния $5 \times 60 \times 0,3$ мм после снятия в HF окисла наносилась галлиевая паста, играющая роль омических контактов. На пасту с помощью прижимных контактов подсоединялся электрический контакт, место контакта покрывалось компаундом.

Результаты экспериментов и их обсуждение

Исследование потенциала поверхности кристаллов кремния показало, что обработка атомарным водородом приводит к увеличению работы выхода всех образцов. Изменение потенциала поверхности образцов *n*-Si и *p*-Si от времени обработки атомарным водородом представлено на **рис. 1**. Как видно, потенциал поверхности изменяется уже после 30 с взаимодействия с атомарным водородом, а после 180—300 с взаимодействия потенциал поверхности достигает некоторого равновесного состояния. Для последующих исследований было выбрано время взаимодействия 180 с.

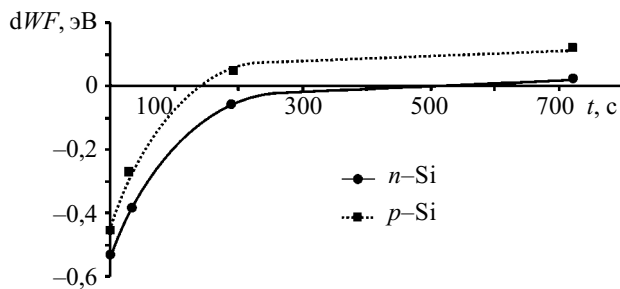


Рис. 1. Изменение потенциала поверхности образцов от времени обработки атомарным водородом

Как видно из рис. 1, потенциал поверхности *dWF*, а значит, и работа выхода *n*- и *p*-Si, до обработки атомарным водородом отличаются незначительно ($0,06 \pm 0,01$ эВ), что объясняется явлением так называемого „пиннинга” уровня Ферми за счет наличия поверхностных состояний и „загрязнений” [3, с. 32—33]. Взаимодействие атомарного водорода с поверхностью как *n*-, так и *p*-Si приводит к увеличению потенциала поверхности, т. е. работы выхода. При этом экспериментально зафиксировано, что большее влияние испытывает *p*-Si (111). Наблюдаемое отличие во взаимодействии атомарного водорода с опытными кристаллами может быть связано как с разной кристаллографической ориентацией, так и с типом проводимости кристаллов (за счет процессов комплексообразования водорода с атомами примеси бора и фосфора [4, 5]).

Измерения, выполненные *in-situ*, показали, что сопротивление образцов изменяется во время обработки до 20%, а после прекращения обработки сопротивление возвращается к своему первоначально-

му значению за считанные секунды. Это явление объясняется явлением генерации носителей заряда [6] во время рекомбинации атомарного водорода на поверхности кристалла и процессами адсорбции. Поскольку сопротивление обработанного образца в равновесном состоянии не отличается от необработанного, то можно принять, что при условиях проведения эксперимента комплексообразования с атомами примеси не происходит. Таким образом, несколько разная реакционная способность опытных образцов должна быть связана с разной ориентацией образцов. Согласно [7, с. 480—481], плотность разорванных связей на поверхности кремния (111) больше, чем на поверхности (100), а следовательно, удельная активность поверхности (111) к взаимодействию с водородом тоже больше.

Исследования воздействия атомарного водорода на поверхность кристаллов *n*-Si (100) и (111) с одинаковым удельным сопротивлением подтвердили предположение о разной реакционной способности поверхностей ориентации (100) и (111). Изменение потенциала для Si (111) оказалось на 0,07 эВ больше, чем для Si (100). Следовательно, взаимодействие атомарного водорода с поверхностью полупроводника не зависит от типа проводимости и определяется состоянием поверхности — количеством разорванных связей, адсорбированными частицами и т. д.

Исследование процессов релаксации потенциала поверхности образцов при выдержке в комнатных условиях показало, что их поведение существенно зависит не только от обработки в H, но и от предыдущих процессов обработки кристаллов. На всех опытных образцах наблюдается уменьшение работы выхода во времени. Релаксация потенциала поверхности образцов с состаренным естественным и свежим тонким слоем SiO₂ представлена на **рис. 2**. Потенциал поверхности образцов с состаренным окислом уменьшается почти до начального состояния за 36—48 ч. На образцах, протравленных непосредственно перед обработкой в H, потенциал поверхности значительно отличается от необработанного даже после 240 ч выдержки (разница потенциалов обработанного и контрольного образцов составляет 0,180 эВ). То есть наблюдаются бесповоротные изменения потенциала

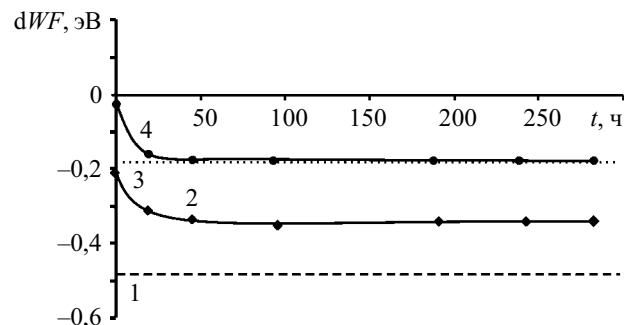


Рис. 2. Релаксация потенциала поверхности обработанных в H образцов (300 с) при выдержке в комнатных условиях:

1, 2 — образец Si со свежепротравленной поверхностью соответственно до обработки в H и после нее; 3, 4 — образец Si с состаренным слоем естественного окисла соответственно до обработки в H и после нее

поверхности, а следовательно, и модификация поверхности и приповерхностных слоев полупроводника после обработки в Н.

Исходя из картины изменения потенциала разных поверхностей можно предположить, что изменение потенциала на образцах с состаренным окислом происходит преимущественно за счет физической адсорбции. Поскольку потенциал поверхности образцов с тонким свежим слоем окисла при выдержке в комнатных условиях изменяется незначительно и остается на уровне, который существенно отличается от состояния до обработки, то для такой поверхности наиболее вероятной является модификация потенциала поверхности за счет химической адсорбции.

Для объяснения экспериментальных зависимостей можно предположить следующую модель взаимодействия атомарного водорода с поверхностью Si. Атомарный водород адсорбируется на поверхности полупроводника и увеличивает тем самым потенциал поверхности. При этом если поверхность была покрыта слоем состаренного природного окисла, то наиболее вероятной оказывается физическая адсорбция водорода. Потенциал поверхности таких образцов при выдержке в комнатных условиях уменьшается до первоначального за 36—48 ч или, как показывает эксперимент, еще быстрее — при нагревании. На поверхности свежепротравленных образцов может реализоваться механизм хемосорбции, при котором водород вступает во взаимодействие с разорванными связями на поверхности полупроводника. Потенциал поверхности таких образцов остается отличным от необработанных образцов в течение длительного времени. При этом в результате взаимодействия атомарного водорода с Si потенциал поверхности с ориентацией (111) изменяется больше, чем с ориентацией (100), в результате большего количества разорванных связей [7].

Исследования вольт-амперных характеристик (ВАХ) структур "металл—полупроводник" подтвердили предложенную модель. На всех опытных образцах наблюдается отличие ВАХ структур, которые были изготовлены из обработанного атомарным водородом полупроводника, от ВАХ структур, изготовленных из необработанного полупроводника. Типичные вольт-амперные характеристики контакта "металл—полупроводник" (Ni—Si) представлены на рис. 3. Обработка поверхности полупроводника атомарным

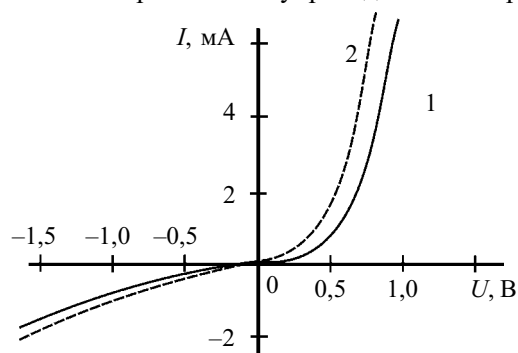


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики структур Ni—Si, изготовленных с Si, обработанным в Н (1) и не обработанным в Н (2)

водородом приводит к увеличению так называемой „пятки” прямой ветви ВАХ. Отличие характеристик сохраняется даже после 3 мес выдержки, что свидетельствует о необратимых изменениях параметров поверхности. Расчеты, выполненные на основе анализа ВАХ [7, с. 178—197] по экспериментальным данным, показали, что в среднем величина барьера после обработки атомарным водородом увеличивается на поверхности Si (111) на 0,22—0,25 эВ (с 0,53 до 0,77 эВ) и на 0,1—0,13 эВ (с 0,66 до 0,78 эВ) на поверхности (100). Таким образом, исследования ВАХ контактов "металл—полупроводник" подтвердили возможность долговременной модификации потенциала поверхности Si под действием атомарного водорода в достаточно широких границах, а также зависимость эффекта от кристаллографической ориентации поверхности кристалла.

Выводы

При взаимодействии атомарного водорода с кристаллами полупроводников происходит модификация свойств поверхности и приповерхностных слоев кристаллов. При этом наблюдаются следующие эффекты.

Обработка кристаллов кремния атомарным водородом приводит к изменению потенциала поверхности, которая соответствует увеличению работы выхода. При обработке кристаллов в Н с концентрацией $\approx 10^{19} \text{ м}^{-3}$ изменение потенциала составляет $\approx 0,3$ эВ как для *n*-Si, так и для *p*-Si. Это изменение происходит в первую очередь за счет адсорбции атомарного водорода.

Процессы взаимодействия атомарного водорода с кристаллами кремния разного типа проводимости при данных условиях эксперимента не отличаются, поскольку комплексообразования не наблюдается. Как показали измерения, на поверхности полупроводника уровень Ферми является закрепленным около середины запрещенной зоны, и эффект влияния на свойства приповерхностного слоя как *n*-Si, так и *p*-Si, оказывается одинаковым.

На взаимодействие атомарного водорода с поверхностью кристалла существенное влияние оказывает состояние поверхности. Так, для образцов кремния с состаренным слоем природного окисла при обработке их атомарным водородом наиболее вероятным является механизм физической адсорбции. Для свежепротравленных образцов реализуется еще и вариант химической адсорбции с образованием связей водорода с разорванными связками на поверхности кристалла. Потенциал такой поверхности остается отличным от потенциала контрольных образцов даже после 240 ч выдержки при комнатных условиях, а вольт-амперные характеристики структур, изготовленных на модифицированной поверхности, отличаются от контрольных в течение всего периода исследования.

Интенсивность взаимодействия атомарного водорода с поверхностью кремния зависит от плотности поверхностных состояний. Так, при одинаковых условиях взаимодействия с атомарным водородом поверхность Si с ориентацией (111) испытывает большие изменения потенциала, чем поверхность с ориентацией (100).

Таким образом, под действием атомарного водорода происходит необратимая модификация электрофизических параметров кристаллов Si, а следовательно, и влияние на параметры структур, которые изготавливаются на модифицированной поверхности. Это необходимо учитывать при разработке и использовании технологий модификации и управления параметрами гетероструктур на основе Si [8].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Волькенштейн Ф. Ф., Горбань А. Н., Соколов В. А. Радиалорекомбинационная люминесценция полупроводников.— М.: Наука, 1976.
2. Вудраф Д., Делчар Т. Современные методы исследования поверхности.— М.: Мир, 1989.
3. Проблемы физики поверхности полупроводников / Под ред. О. В. Снитко.— К.: Наук. думка, 1981.

4. Феклисова О. В., Ярыкин Н. А. Взаимодействие водорода с радиационными дефектами в кремнии *p*-типа проводимости // Физика и техника полупроводников— 2001.— Т. 35, вып. 12.— С. 1417—1422.
5. Rizk R., P. de Mierry, Ballutaud D. et al. Hydrogen diffusion and passivation processes in *p*- and *n*-type crystalline silicon // Phys. Rev. B.— 1991.— Vol. 44.— P. 6141—6151.
6. Горбань А. Н., Савченко Н. М., Швец Ю. А. Вентильный эффект в полупроводнике с *p-n*-переходом при рекомбинации атомов водорода на его поверхности // Физика и техника полупроводников.— 1976.— Т. 10, вып. 12.— С. 2381—2384.
7. Малер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем.— М.: Мир, 1989.
8. Жавжаров Е. Л., Матюшин В. М. Низкотемпературная модификация медных пленок под воздействием атомарного водорода // Технология и конструирование в радиоэлектронной аппаратуре (ТКЭА).— 2006.— № 1.— С. 50—53.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

