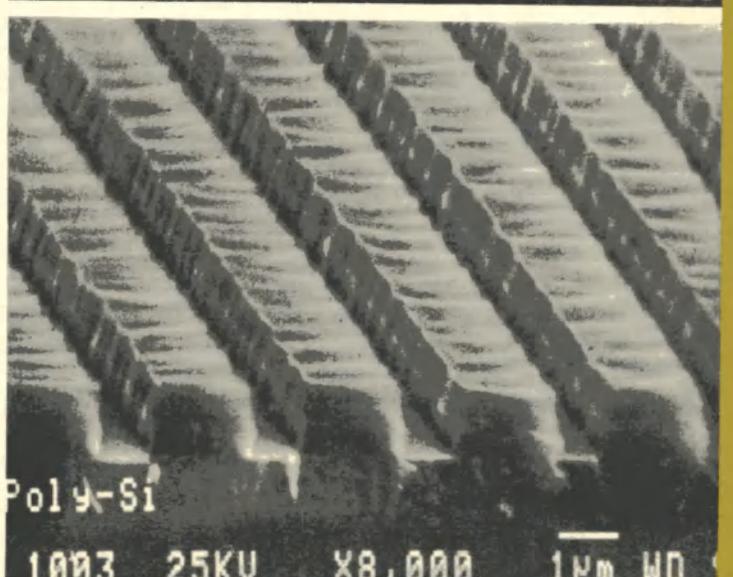
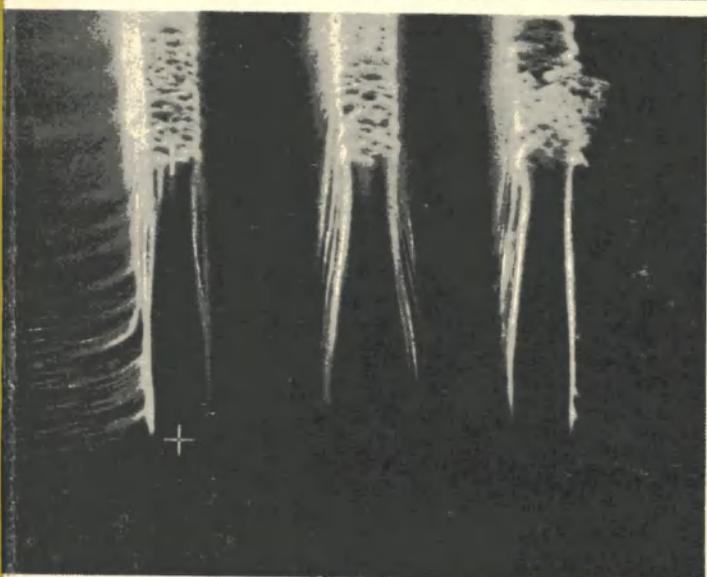
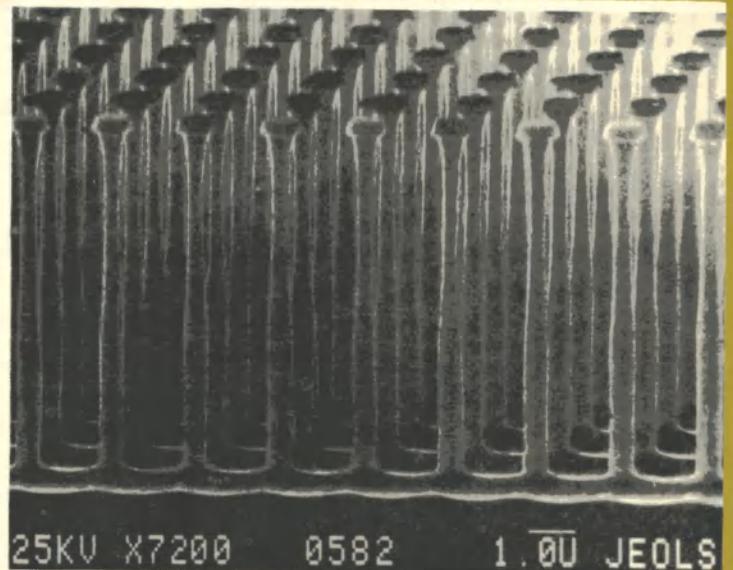
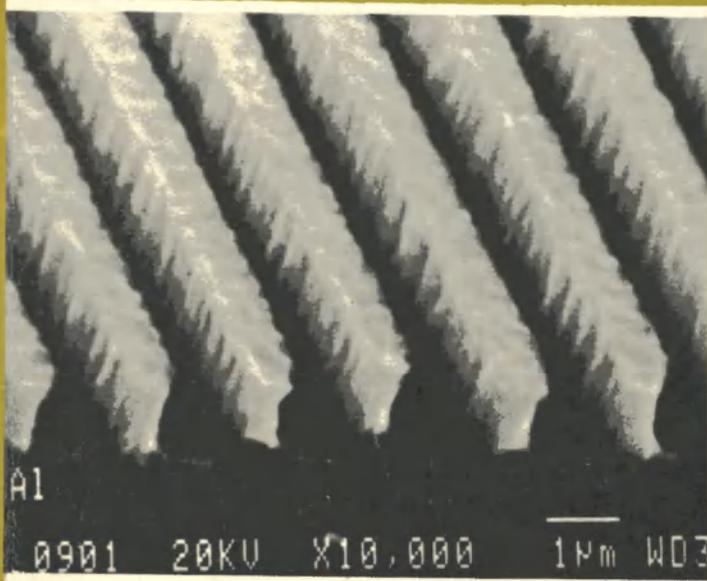




ЭЛЕКТРОННАЯ ПРОМЫШЛЕННОСТЬ

**РАЗВИТИЕ НОВЫХ ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ
В ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**

обеспечивает
формирование субмикронных структур
с уникальными свойствами



Система дистанционного измерения изменения параметров ИЭТ

«ИВС-ГЛЮОН»

— уникальное компьютерное средство для автоматизированного дистанционного измерения изменения электрических параметров ИЭТ: цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), резисторов, наборов резисторов и делителей напряжения, подвергшихся воздействию сильных дестабилизирующих факторов (электромагнитной импульсной помехе, тепловому удару и т.д.).

Измерительно-вычислительная система позволяет проводить прямые измерения времени потери работоспособности контролируемых изделий. Измеренные значения контролируемых параметров хранятся в ПЗУ микроЭВМ, что позволяет осуществлять многократный и детальный анализ и документирование результатов воздействия факторов на ИЭТ.

ИВС состоит из блока измерения, цифровая информация с выхода которого по оптико-волоконным линиям связи длиной до 300 м передается в вычислительный блок на базе микроЭВМ. Контролируемое ИЭТ, монтируемое на специальной выносной плате, размещается в зоне воздействия фактора на расстоянии до 3 м от блока измерения.

ИЗМЕРЯЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИЭТ

— смещение нуля и погрешность в крайней точке диапазона преобразования ЦАП, интегральная и дифференциальная нелинейности ЦАП, а также их изменения в процессе и после воздействия;

— относительное изменение сопротивления резистора и коэффициента деления делителя напряжения.

ПАРАМЕТРЫ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ИЭТ

Число двоичных разрядов ЦАП до 18

Относительное отклонение сопротивления резистора и коэффициента деления делителя напряжения от номинального значения не хуже чем $\pm 10^{-3}\%$

Диапазон номинальных значений сопротивлений

1—10 кОм

Диапазон измерения мгновенных значений напряжения переменного тока, отражающих изменение параметра ИЭТ

$\pm 1—10$ мВ ($\pm 5\%$)

Число запоминаемых дискретных значений напряжения в диапазоне исследуемых временных интервалов от 1 мс до 2 ч до 1024

Время измерения одного параметра ИЭТ не более 5 мин

Температура окружающей среды 10—30°C

Габаритные размеры блока измерения 140×260×360 мм

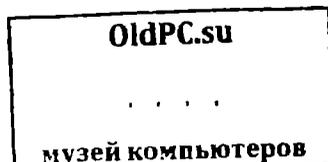
Возможна доработка системы ИВС (увеличение числа каналов до 10) или проведение исследований изделий заказчика по его требованиям на договорной основе.

Поставка системы «ИВС-ГЛЮОН» может осуществляться по прямым договорным связям.

Обращаться по адресу: 440060, г. Пенза, пр. Строителей, 88—133. Телефон: 46-05-81.

ЭЛЕКТРОННАЯ ПРОМЫШЛЕННОСТЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ



Издается с 1970 г.

08 / 1991

СОДЕРЖАНИЕ

ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Состояние и перспективы развития сверхширокополосных коаксиальных узлов диапазонов СВЧ и КВЧ. <i>Тупикин В. Д., Мещанов В. П., Кац Б. М., Попова Н. Ф.</i>	3
СБИС квазипараллельного канала звука с низкочастотным демодулятором для телевизоров и видеомagneтофонов. <i>Мечкаев А. Е., Григорьев В. С.</i>	13
Многостандартная СБИС звукового тракта телевизоров. <i>Мечкаев А. Е., Абрамов В. К., Григорьев В. С.</i>	15
Многофункциональная СБИС КР1051УР2 звукового тракта многостандартных телевизоров новых поколений. <i>Мечкаев А. Е., Абрамов В. К., Григорьев В. С., Арискин Н. А.</i>	16
БИС звукового канала телевизоров со стереофоническим звуковым сопровождением. <i>Мечкаев А. Е., Григорьев В. С., Митин В. С.</i>	18
СБИС видеопроцессора К174ХА33 для обработки телевизионных видеосигналов. <i>Сурайкин А. И., Силицын В. С.</i>	20
Модель системы синхронизации, проектируемой на основе библиотеки полузаказных ИС функциональных узлов. <i>Кочанов С. К., Маркин В. В.</i>	24
Нелинейная динамическая макромодель полузаказной ИС управляемого генератора. <i>Кочанов С. К., Маркин В. В.</i>	28

ИССЛЕДОВАНИЯ. РАЗРАБОТКИ. ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Характеристики элементов КМОП ИС на основе КНИ- и КНС-структур. <i>Руденко Т. Е., Руденко А. Н., Лысенко В. С., Лиманов А. Б., Гивергизов Е. И.</i>	36
Свойства аморфных пленок сплавов тугоплавких металлов, полученных методом ионно-плазменного распыления. <i>Чистяков Ю. Д., Мочалов А. И., Ахумян А. Л.</i>	41

ТЕХНОЛОГИЯ

Инновации производства

Экологически безопасное плазменное травление кремнийсодержащих материалов. <i>Новожилов А. Ф., Путря М. Г., Рыбачук Е. Н., Чаплыгин Ю. А.</i>	42
Контроль качества отмытки поверхности стекла К-8. <i>Жиронкин В. И., Паршин Г. С., Свиин Н. Н., Фроленков К. Ю., Ходырева М. А.</i>	44
ГПМ получения эпитаксиальных структур для диодов с барьером Шоттки. <i>Курзон В. С., Глазов В. П., Друзь Б. Л., Никулин Е. А.</i>	46
Фотополимерные микрорельефные антибликовые фильтры для средств отображения информации. <i>Ходосевич О. А., Каминский Б. В.</i>	49

ОБОРУДОВАНИЕ

Специальное технологическое

Установка плазмохимического осаждения и травления полупроводниковых и диэлектрических слоев. <i>Кудряшов Б. Г., Литвиненко С. А., Юдин В. С.</i>	52
Стол для точного позиционирования полупроводниковых пластин. <i>Чуприн В. Д., Демидов И. И.</i>	54
Двухкоординатный стол для сборки и контроля деталей. <i>Несвижский В. Б., Талин В. А., Феффер А. И.</i>	54

Контрольно-измерительная аппаратура

Комплекс функционального контроля винчестерских накопителей. <i>Баронца В. Д., Гречихин М. А., Демидов С. А., Смирнов Г. И.</i>	55
---	----

Моделирование в РЭМ-метрологии линейных размеров. <i>Куликов В. А., Матвеев Ю. А., Ушаков М. А.</i>	57
Исследование метрологических характеристик периодических мер, аттестуемых с помощью поверхностных акустических волн. <i>Куликов В. А., Тимашев В. В., Федорец В. Н.</i>	60
Бесконтактный цифровой термометр БЦТ-001. <i>Никулин В. Б., Фишель И. Ш., Кононов В. Ю.</i>	63

ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

Матричные ЭСП-БИС серии К1520. <i>Кошманов В. Ф., Михайлов В. М., Попов В. И., Розинов В. Л., Савостин Ю. А.</i>	74
Интегральные реляторные микросхемы КФ1100СКЗА,Б. <i>Волгин Л. И.</i>	77
КМОП БИС многофункционального временного устройства КР512ПС12. <i>Куценко А. А., Шемякин Н. В.</i>	81
Новый монолитный 10-разрядный ЦАП КС1118ПА6А,Б с временем установления 10 нс. <i>Марцинкявичюс А.-И., Андрионас В. А.</i>	84
Микросхема КР537РУ11В	85
Диодная оптопара АОД149А с открытым оптическим каналом для устройств автоматического учета потребляемой электроэнергии. <i>Алешин А. В., Биленко Ю. Д., Сурков Л. В.</i>	86
Фоточувствительные матричные ПЗС для телевизионных систем высокой четкости. <i>Вишневецкий Г. И., Выдревич М. Г., Писаревский А. Н., Татаурщикова С. Г.</i>	87
Гибридный прибор на основе усилителя яркости с микроканальной пластиной и ПЗС-матрицы. <i>Михайлов-Теплов Н. Н., Густова С. Б., Плахов С. А., Заонарев О. Ф.</i>	91
Приборы фоточувствительные	92
Полупроводниковые приборы	93
Изделия квантовой электроники	94
Рентгеновские приборы	97
Новые малогабаритные защитные разрядники. <i>Березина Т. И., Пожарская Г. Т.</i>	99
Радиодетали	101
Импульсно-периодический азотный лазер с повышенной наработкой на отказ и стабильной мощностью. <i>Бретенькова Г. Л., Горлов А. И., Зубарева Н. Н., Матвеев В. И., Скоз В. С., Токунов Ю. М.</i>	104

РЕКЛАМА

Система дистанционного измерения изменения параметров ИЭТ "ИВС-ГЛЮОН"	2-я стр. обл.
Лазерный проекционный микроинтерферометр с усилителем яркости	3-я стр. обл.
Разрядники вакуумные и газонаполненные	4-я стр. обл.
Керамический порошок Н100/0	23
БАЗИС – автомат загрузки и сортировки интегральных микросхем	64
Отладочный пульт "Растр" и комплект цифровых процессоров типа КМ1813ВЕ1	65

Главный редактор Ю. А. Козлов

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. А. Афанасьев, А. И. Боровской, С. С. Булгаков, В. П. Буц, В. Д. Вернер, Г. Г. Горбунова (*ответственный секретарь*), А. П. Грибачев, Б. Г. Грибов, Ю. Х. Гукетлев, Г. Я. Гуськов, Н. Д. Девятков, В. Л. Дшхунян, Н. Н. Евтихий, В. А. Егоров, В. И. Жильцов, Г. М. Зверев, В. И. Иванов, Ю. А. Кузнецов, В. В. Лебедев, С. Н. Мазуренко, Б. Н. Махалин, А. Р. Назарьян (*зам. главного редактора*), В. И. Никишин, А. Г. Олейников, Е. Е. Онегин, В. В. Симонов, В. А. Сотников, В. Д. Степанов, П. М. Стуколов (*зам. главного редактора*), В. М. Терехов, А. Н. Тихонов, А. С. Уксусов, В. Н. Уласюк, В. Е. Фетисов, А. Т. Яковлев

Издательство ЦНИИ "Электроника", Москва 117415
Телефоны: 432-92-72, 432-92-27
Справки по опубликованным материалам – телефон 432-91-31

Научные редакторы: Крылова Т. Р., Кокорева И. В., Михайлова Л. Н.
Выпускающий редактор Щербакова Т. Э.
Технический редактор Румянцева Л. М.
Художник Чернецов В. А.
Корректоры: Грачева В. П., Зотова И. П., Козырева Л. П.

Формат 60x90/8	Подписано в печать 06.08.91 г.	Уч.-изд. л. 15
Индекс 3833	Объем 13 п. л.	Цена 4 р.
	Тираж 3300 экз.	Заказ 947

К 1-й стр. обложки

Субмикронные топологические структуры для СБИС, полученные на кремнии с помощью современных методов литографии.

Адрес редакции: 117415, Москва, просп. Вернадского, 39 Телефоны: 432-92-72, 432-92-27

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ УЗЛОВ ДИАПАЗОНОВ СВЧ И КВЧ

канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. В. Д. Тупикин, д-р техн. наук
В. П. Мещанов, канд. техн. наук Б. М. Кац, канд. техн. наук
Н. Ф. Попова

Разработанные прецизионные пассивные сверхширокополосные коаксиальные функциональные узлы сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн являются основой контрольно-измерительной аппаратуры нового поколения.

Совершенствование контрольно-измерительной аппаратуры (КИА) диапазонов СВЧ и КВЧ связано прежде всего с расширением диапазонов рабочих частот, с повышением ее производительности и универсальности. Возможности технической реализации такого оборудования определяются, с одной стороны, уровнем развития аппаратурных и программных средств автоматизации процессов измерений, а с другой — наличием пассивных узлов, используемых для реализации СВЧ-трактов КИА: (делителей и сумматоров мощности, направленных ответвителей, согласованных и рассогласованных нагрузок и др.). Опыт отечественного и зарубежного приборостроения свидетельствует о том, что несмотря на прогресс в развитии машинных методов обработки результатов измерений, существенное снижение требований к электрическим параметрам функциональных узлов невозможно, поскольку обеспечение требуемых метрологических и эксплуатационных показателей КИА в этом случае потребовало бы применения вычислительных средств крайне высокого быстродействия.

Диапазоны рабочих частот измерительной аппаратуры определяются широкополосностью входящих в нее узлов СВЧ, поэтому развитие коаксиальных устройств идет по пути увеличения их широкополосности при сохранении достигнутых ранее других технических параметров. Такая тенденция обусловлена тем, что несмотря на некоторое усложнение разработки и изготовления сверхширокополосных узлов их серийное производство и внедрение

дают значительный технический и экономический эффект.

Преимущества сверхширокополосных функциональных устройств привлекают значительное внимание отечественных и зарубежных



Тупикин В. Д. Директор ЦНИИ измерительной аппаратуры. Окончил Саратовский государственный университет. В 1974 году получил степень кандидата физико-математических наук в Саратовском государственном университете.

Основные научные разработки связаны с исследованием активных и пассивных устройств СВЧ различного функционального назначения. Является автором книги и около 200 статей.



Мещанов В. П. Начальник отдела ЦНИИ измерительной аппаратуры. В 1965 г. окончил Саратовский государственный университет. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию во Всесоюзном НИИ радиотехники, в 1985 г. — докторскую диссертацию в Московском физико-техническом институте.

Основные научные разработки связаны с развитием теории неоднородных линий передачи, исследованием структур пассивных устройств СВЧ различного функционального назначения, разработкой методов параметрической оптимизации, исследованием и проектированием устройств СВЧ на основе ступенчатых и плавных неоднородных линий передачи.

Автор 4 книг и более 200 статей.

Кац Б. М. Начальник лаборатории ЦНИИ измерительной аппаратуры. В 1974 г. окончил Саратовский государственный университет. В 1985 г. получил степень кандидата технических наук в Московском НИИ радио.

Основные научные разработки связаны с применением численных методов параметрической оптимизации в области проектирования устройств СВЧ, разработкой и программной реализацией численных методов анализа и синтеза линий передачи сложных форм поперечного сечения, исследованием и проектированием устройств СВЧ на основе ступенчатых и плавных неоднородных линий передачи: направленных ответвителей, делителей и сумматоров мощности, фильтров.

Автор одной книги и более 40 статей.

Попова Н. Ф. Начальник лаборатории ЦНИИ измерительной аппаратуры. В 1971 г. окончила Саратовский государственный университет. В 1990 г. получила степень кандидата технических наук в Минском радиотехническом институте.

Основные разработки связаны с исследованием и внедрением различных типов функциональных устройств СВЧ (согласованных и рассогласованных нагрузок, сумматоров мощности, зондовых головок, направленных детекторов).

Автор двух книг и более 50 статей.

специалистов к их исследованию и разработке практических конструкций.

Ниже рассмотрены основные научные и технические проблемы, связанные с разработкой сверхширокополосных устройств, и приведены результаты, полученные в ЦНИИ измерительной аппаратуры, — одном из лидеров в развитии данного научно-технического направления.

Разработка сверхширокополосного устройства предполагает решение следующих научных задач: задания структуры устройства и элементной базы, используемой для его реализации; построения математической модели; параметрической оптимизации.

Выбор структуры сверхширокополосного устройства осуществляли из следующих двух групп. К первой относятся структуры на основе элементов с сосредоточенными постоянными [1], ко второй — на основе элементов с распределенными постоянными — отрезков линий передачи (ЛП) с Т-волнами [2—4].

Преимуществом устройств на структурах первой группы являются уменьшенные габариты и масса. В то же время эти устройства характеризуются повышенными потерями, верхние границы их частотных диапазонов, как правило, не превосходят единиц гигагерц. Ограничение частотного диапазона со стороны высоких частот обусловлено технологическими сложностями изготовления микроминиатюрных элементов (конденсаторов, индуктивностей, трансформаторов) и невозможностью обеспечения достаточной их добротности.

Преимущества устройств со структурами второй группы обусловлены двумя важными свойствами ЛП с Т-волнами: отсутствием частоты отсечки доминантного типа (Т-типа) электромагнитной волны и малой дисперсией. Эти свойства делают линии с Т-волнами наиболее удобными для реализации практически всех известных типов сверхширокополосных устройств, работающих от дециметрового до миллиметрового диапазонов длин волн. В связи с этим основное внимание исследователей уделяется именно этой группе структур.

В качестве основных элементов устройств на основе ЛП с Т-волнами используются отрезки неоднородных многосвязных линий передачи. Наибольшее применение имеют два типа неоднородных линий передачи (НЛП): ступенчатые НЛП, образованные каскадным соединением отрезков однородных ЛП и характеризующиеся кусочно-постоянными законами изменения погонных параметров вдоль направления распространения электромагнитной волны, и плавные НЛП, представляющие собой отрезки ЛП с плавно изменяющимися геометрическими размерами, для которых указанные законы являются непрерывными.

Наличие сосредоточенных электрических неоднородностей, учет которых в математической модели ступенчатой НЛП в большинстве случаев затруднен, ограничивает возможности использования ступенчатых НЛП при построении сверхширокополосных устройств. Возможности использования в этих целях плавных НЛП, у которых неоднородности отсутствуют, являются существенно более широкими. В то

же время применение плавных НЛП в ряде сверхширокополосных устройств (направленных ответвителях с малым переходным ослаблением, делителях мощности и т.д.) имеет ряд проблем технологического характера.

Одной из наиболее важных задач, решаемых в процессе синтеза сверхширокополосного устройства, является выбор геометрической конфигурации ЛП. При этом к конструкции ЛП предъявляется ряд требований: малые дисперсия фазовой скорости и погонные параметры ЛП; простота технологии и небольшая стоимость изготовления ЛП; стабильность (временная, климатическая, механическая) геометрии ЛП; устойчивость электрических параметров ЛП к отклонению геометрических размеров; широкий диапазон варьирования погонных параметров при изменении геометрических размеров ЛП; удобство стыковки ЛП с одиночными коаксиальными ЛП, являющимися основой стандартных коаксиальных соединителей.

Прежде всего используемые ЛП должны удовлетворять требованию малой дисперсии. В наибольшей степени это свойство присуще линиям с однородным и, в особенности, воздушным заполнением. Поэтому именно они находят применение при создании прецизионных сверхширокополосных устройств. Известно множество типов ЛП с однородным заполнением, в большей или меньшей степени соответствующих отмеченным выше требованиям [4, 5]. Перспективным является использование модификаций одиночных и связанных коаксиальных ЛП, поперечные сечения которых показаны на рис. 1 а, б [4]. При выполнении условий $h \rightarrow R_1$; t_1 ; $t_2 \rightarrow R_0$; $S_2 \rightarrow 2R_1$; $S_1 \rightarrow S_2$ линии на рис. 1 преобразуются в одиночные коаксиальные линии с круглыми проводниками. Вероятно, что именно эти типы ЛП, как наиболее удобные для сопряжения с одиночными коаксиальными ЛП, найдут широкое применение при освоении миллиметрового диапазона длин волн.

Разработка математических моделей сверхширокополосных устройств представляет серьезную научную проблему. Построение модели сводится к решению электродинамической задачи о дифракции электромагнитных

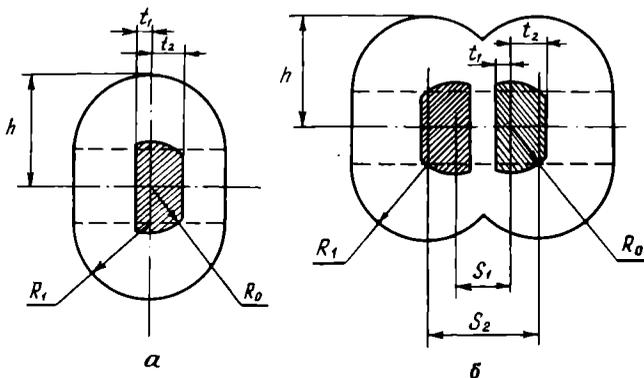


Рис. 1. Одиночная (а) и связанная (б) модифицированные коаксиальные линии передачи

волн Т-типа на системе сосредоточенных и распределенных неоднородностей. Вследствие значительной сложности прямого численного решения таких задач наибольшее применение находят сравнительно простые одноволновые модели ступенчатых и плавных НЛП, основанные на использовании упрощающего предположения о малости влияния на процесс распространения Т-волн высших нераспространяющихся типов волн. Именно эти модели были использованы при создании лучших на сегодняшний день сверхширокополосных пассивных устройств дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн. Однако разработка перспективных устройств миллиметрового диапазона длин волн с использованием одноволновых моделей затруднена, поскольку уменьшение поперечных размеров НЛП (требуемое для обеспечения адекватности одноволновой модели) ведет к большим технологическим трудностям при изготовлении НЛП.

В процессе оптимизации устройства в рамках одноволновой модели НЛП решаются две задачи. При решении первой определяются оптимальные, с точки зрения выполнения функций устройства, законы изменения погонных параметров НЛП, при решении второй — осуществляется синтез геометрии НЛП, обеспечивающей реализацию оптимальных законов изменения погонных параметров. Решение первой задачи не имеет каких-либо особенностей в случае сверхширокополосных устройств по сравнению со случаями, рассмотренными в работе [4]. В то же время решение второй должно выполняться с учетом специфики разрабатываемого устройства, а именно: тип ЛП и законы изменения геометрических размеров должны задаваться таким образом, чтобы были обеспечены минимальные изменения геометрических конфигураций соседних отрезков однородных ЛП, образующих ступенчатую НЛП, и высокая плавность изменения геометрии плавной НЛП. Указанные плохоформализуемые требования важны с точки зрения минимизации неучитываемых эффектов, обусловленных многоволновым характером электромагнитных процессов в реальных НЛП.

Анализ современного состояния и тенденций развития в области разработки и серийного выпуска сверхширокополосных устройств свидетельствует о правильности высказанных выше соображений о свойствах их структур. Преимущественные позиции в метровом и нижней области дециметрового диапазонов длин волн занимают сверхширокополосные устройства на основе элементов с сосредоточенными постоянными. Серийно выпускается широкая номенклатура сверхширокополосных устройств такого типа [6—8]. В число их входят направленные ответвители, многоканальные делители мощности, гибридные устройства, мосты и т.д. Верхние границы рабочих диапазонов частот этих устройств достигают 2 ГГц, отношение граничных частот к некоторым устройствам превосходит 200. Устройства наиболее удобны для использования в трактах промежуточной частоты контрольно-измерительной и радиолока-

ционной аппаратуры. В то же время возможность создания сверхширокополосных устройств на основе элементов с сосредоточенными постоянными для сантиметрового диапазона длин волн маловероятна.

Дециметровый и сантиметровый диапазоны длин волн освоены сверхширокополосными узлами, реализованными на основе ступенчатых и плавных НЛП. Сверхширокополосные узлы общего применения в основном выполнены на ступенчатых НЛП с однородным диэлектрическим заполнением. Для реализации

прецизионных узлов используются, как правило, плавные НЛП с воздушным заполнением. Необходимо отметить, что вследствие существенных научных и технологических сложностей сверхширокополосные узлы последнего типа выпускаются серийно только несколькими ведущими фирмами США: Narda, Hewlett-Packard, Wiltron, Krytar. Известны также отечественные разработки сверхширокополосных коаксиальных устройств СВЧ. В качестве примера в табл. 1—4 приведены параметры наиболее широко используемых сверхширокополос-

Таблица 1

ПАРАМЕТРЫ КОАКСИАЛЬНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

Модель (фирма)	Диапазон частот, ГГц	Номинальное ослабление, дБ	Перепад ослабления, дБ (ГГц)	Направленность, дБ (ГГц)	$K_{ст} U_{max}$
456 (ЦНИИИА)	0,5—12,5	10±1	+4(0,5—1) ±1(1—12,5)	25	1,3
3202 В-10 (Narda) *	1—12,4	10±1,5	±0,4	15(1—8) 12(8—12,4)	1,35
456-01 (ЦНИИИА)	0,5—12,5	20±1	+4(0,5—1) ±1(1—12,5)	30	1,25
373-03 (ЦНИИИА)	0,6—12,5	20±1	+3(0,6—1) ±1(1—12,5)	30	1,25
779 D (H.-P.) **	1,7—12,4	20±0,5	±0,75	30(1,7—4) 26(4—12,4)	—
457 (ЦНИИИА)	1,5—18	10±1	±1	18	1,35
3222-16 (Narda) ***	1—18	16±1	±0,5	15(1—12,4) 12(12,4—18)	1,4
373 (ЦНИИИА)	1,5—18	20±1	±1,5	25	1,3
11691 D (H.-P.) **	2—18	22	±1,0	30(2—8) 26(8—18)	—
458 (ЦНИИИА)	2—26,5	10±1	±1	18	1,35
458-07 (ЦНИИИА)	1—26,5	10±1	+2(1—2) ±1(2—26,5)	15	1,35
2611 (Krytar) ****	1,7—26,5	10±1	±0,4(1,7—18) ±0,65(1,7—26,5)	15(1,7—12,4) 13(12,4—26,5)	1,5
458-01 (ЦНИИИА)	2—26,5	20±1	±1	25	1,3
4247-20 (Narda) *****	6—26,5	20±1	±0,8	13	1,45
458-11 (ЦНИИИА)	1—26,5	20±1	+4(1—2) ±1(2—26,5)	20(1—18) 16(18—26,5)	1,3
2616 (Krytar) ****	1,7—26,5	16±1	±0,4(1,7—18) ±0,65(1,7—26,5)	15(1,7—18) 13(18—26,5)	1,45

Источники данных * — каталог продукции фирмы Narda, 1988 г., с. 154
 ** — каталог продукции фирмы Hewlett-Packard, 1989 г., с. 346
 *** — каталог продукции фирмы Narda, 1988 г., с. 155
 **** — журнал «Microwaves & RF», 1989 г., № 8, с. 94
 ***** — каталог продукции фирмы Narda, 1988 г., с. 151

Таблица 2

ПАРАМЕТРЫ КОАКСИАЛЬНЫХ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Модель (фирма)	Диапазон частот (поддиапазоны), ГГц	Потери, дБ	Ампл. баланс, дБ	Изоляция, дБ	$K_{ст} U_{max}$
017 (ЦНИИИА)	0,6—2,6	—	—	20	1,3
ZAPD-2 Mini-Circuits	1—2	0,4	0,1	19	1,2
027-01 (ЦНИИИА)	1—4	—	0,5	20	1,3
ZAPD-4 Mini-Circuits	2—4,2	0,8	0,4	18	1,2
027 (ЦНИИИА)	3,2—12,5	—	0,5	18	1,4
3324-2 (Narda)	2—8 (2—4) (4—8)	0,7	0,2 0,3	20	1,35
3664 (ЦНИИИА)	1,5—18 (1,5—4) (4—18)	0,2 0,5	0,1 0,3	17 20	1,3 1,4
3456-2 (Narda)	2—18 (2—8) (8—18)	0,6 1,3	0,3 0,5	20 19	1,5 1,5

Источники данных

- * — журнал «Microwaves & RF», 1986, № 9, с. 59
- ** — каталог продукции фирмы Narda, 1988 г., с. 206
- *** — каталог продукции фирмы Narda, 1988 г., с. 208

ных функциональных узлов СВЧ-направленных ответвителей, делителей мощности, резистивных нагрузок отечественного и зарубежного производства. Из таблиц видно, что основные электрические параметры отечественных и зарубежных узлов близки. Разработанные в ЦНИИИА узлы экспонировались на отечественных и зарубежных выставках и награждены золотыми медалями ВДНХ СССР (1987 г.) и международной ярмарки «Лейпциг-88».

Основная тенденция развития сверхширокополосных коаксиальных узлов (рис. 2) связана с ростом их абсолютной и относительной широкополосности. Первый показатель характеризуется величиной $\zeta = f_2 - f_1$ (разностью верхней f_2 и нижней f_1 частот рабочего диапазона устройства); второй — величиной $\kappa = f_2/f_1$ (перекрытия рабочего диапазона). Динамика роста величин ζ , κ видна из рис. 3.

Предельное значение ζ для узлов с коаксиальными соединителями в канале 7/3,04 мм составляет ≈ 19 ГГц; аналогичный показатель для узлов с соединителями в каналах 3,5/1,52; 2,4/1,042 мм составляет 34, 50 ГГц. Дальнейший рост величины ζ может быть обеспечен за счет уменьшения поперечных сечений ЛП, образующих конструкции устройств (в частности, одиночных коаксиальных ЛП, на основе которых реализуются соединители устройства), либо, что более перспективно, использования многомодовых ЛП с повышенным затуханием высших типов электромагнитных волн.

Таблица 3

ПАРАМЕТРЫ КОАКСИАЛЬНЫХ СОГЛАСОВАННЫХ НАГРУЗОК

Модель (фирма)	Сечение канала, мм	Диапазон частот, ГГц	Мощность, Вт	$K_{ст} U_{max}$ (ГГц)
115 (ЦНИИИА)	7/3,04	0—12,5	0,25	1,05
2053 (Narda)	7/3,04	0—12,4	0,25	1,05(0—4) 1,10(4—12)
071 (ЦНИИИА)	7/3,04	0—18,0	1,0	1,10
909A/012 (H.-P.)	7/3,04	0—18,0	2,0	1,11(0—12,4) 1,30(12,4—18)
115-02 (ЦНИИИА)	7/3,04	0—18,0	0,25	1,05(0—15) 1,10(15—18)
378N (Narda)	7/3,04	0—18,0	1,0	1,10
114 (ЦНИИИА)	3,5/1,52	0—26,5	0,25	1,10(0—18,0) 1,25(18,0—26,5)
909D (H.-P.)	3,5/1,52	0—26,5	2,00	1,12(0—12,4) 1,22(12,4—26,5)
4130 (EMC Technology)	3,5/1,52	0—26,5	0,25	1,20

Источники данных

- * — каталог продукции фирмы Narda, 1988, с. 44
- ** — каталог продукции фирмы Hewlett-Packard, 1989 г., с. 344
- *** — журнал «Microwaves & RF», 1987, № 4, с. 212

ПАРАМЕТРЫ КОАКСИАЛЬНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Модель (фирма)	Сечение канала, мм	Диапазон частот, ГГц	Чувствительность, мкВ/мкВ/Вт	Перепад чувствительности, дБ	Направленность, дБ	$K_{ст} U_{max}$
5388 (ЦНИИИА)	7/3,04	0,3—1,3	3,0	$\pm 0,7$	30	1,15
5399 (ЦНИИИА)	7/3,04	0,6—12,5	3,0	$\pm 1,5$	30	1,25
5337 (ЦНИИИА)	7/3,04	1,5—18,0	2,0	$\pm 2,0$	35	1,30
202008020 (Krytar)*	7/3,04	2,0—8,0	4,0	$\pm 0,3$	20	1,20
5680 (ЦНИИИА)	3,5/1,52	2,0—26,5	2,0	$\pm 1,0$	25	1,35
204020020 (Krytar)*	3,5/1,52	4,0—20,0	4,0	$\pm 0,6$	16	1,35
206026520 (Krytar)*	3,5/1,52	6,0—26,5	4,0	$\pm 1,0$	14	1,45

Источники данных

* — журнал «Microwaves & RF», 1989 г., № 8, с. 94

В настоящее время значение χ для сверхширокополосных узлов общего применения достигает 40—100, а для прецизионных узлов составляет 10—18 [6—8]. Основным лимитирующим фактором для роста величины χ является увеличение продольных размеров устройства. Можно полагать, что разработка и внедрение новых типов высококачественных диэлектриков позволит увеличить значения χ для узлов общего применения до 150—250 и для прецизионных узлов до 20—40.

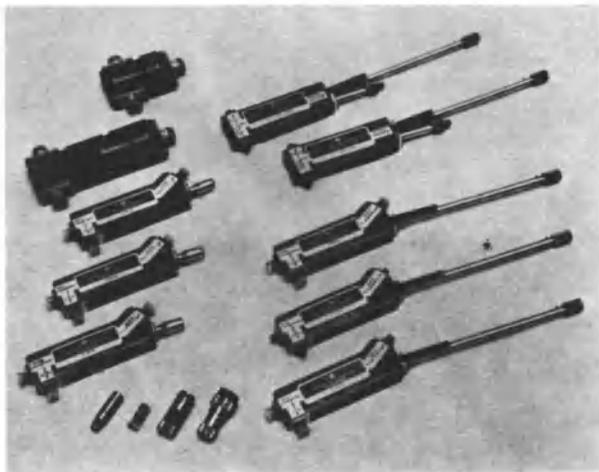


Рис. 2. Сверхширокополосные узлы СВЧ

Результаты исследований и разработки в ЦНИИИА широкой гаммы коаксиальных функциональных устройств, включающих направленные ответвители, делители мощности, направленные детекторы, согласованные нагрузки, фильтры, трансформаторы, фазовращатели отражены в публикациях [4, 9—24]. Ниже приведены краткие сведения по основным типам устройств.

Направленные ответвители (НО) используются для выполнения разнообразных функций по обработке сигналов в трактах СВЧ. Параметры ряда разработанных и выпускаемых серийно моделей сверхширокополосных прецизионных НО приведены в табл. 1. Ответвители

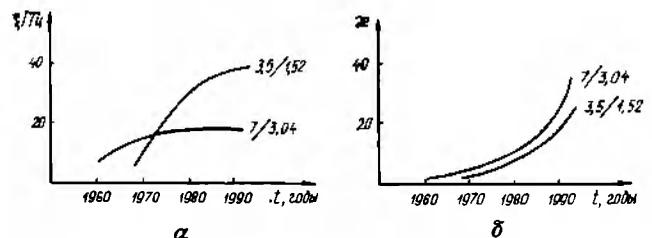


Рис. 3. Динамика роста абсолютной (а) и относительной (б) ширины рабочей полосы частот прецизионных узлов диапазонов СВЧ и КВЧ.

ли реализованы на основе связанных коаксиальных НЛП с воздушным заполнением (см. рис. 1). Синтез внутренней геометрии НО выполнен с помощью численных методов электродинамики и параметрической оптимизации [6]. Для достижения наивысшей направленности разработанные конструкции имеют встроенные нагрузки, реализованные либо на основе СВЧ-резисторов типа С6-7, С6-3 (диапазон частот до 26,5 ГГц), либо на основе объемных ферроэпоксидных поглотителей. Выходы НО образованы коаксиальными соединителями сечением 7/3,04 или 3,5/1,52 мм в соответствии с ГОСТ 13317-89. Узлы, поставляемые на экспорт, комплектуются прецизионными коаксиальными соединителями типа *N* (*female*) либо *APC* — 3,5 мм (*female*) в соответствии с требованиями МЭК. Для обеспечения возможности долговременной эксплуатации узлов и стабильности их параметров корпуса соединителей изготавливаются из нержавеющей стали, а внутренние проводники — из сплава БрБ2 с золотым покрытием. Внешний вид одной из конструкций представлен на рис. 4.

Рассмотренные модели НО составили основу направленных детекторов, параметры которых приведены в табл. 4.

Двухканальные делители мощности (табл. 2) созданы на основе ступенчатых и плавных неоднородных линий передачи с воздушным заполнением. Делители с рабочими диапазонами частот 0,6—2,6; 1—4; 3,5—12,5 ГГц (рис. 5) выполнены на основе ступенчатых линий между которыми размещены квазисосредоточенные сопротивления развязки. Сверхширокополосный делитель с рабочим диапазоном частот 1,5—18 ГГц реализован на основе связанных плавных линий передачи с распределенным сопротивлением развязки.

Выходы делителей образованы коаксиальными соединителями сечением 7/3,04 мм в соответствии с ГОСТ 13317-89 либо соединителями типа *N* (для узлов, поставляемых на экспорт).

Согласованные нагрузки (табл. 3) выполнены на основе плавных НЛП с поверхностными потерями. Входы нагрузок (рис. 6) образованы коаксиальными соединителями сечением 7/3,04, 3,5/1,52 мм в соответствии с ГОСТ 13317-89. Модели, предназначенные для экспорта, имеют соединители типа *N* (*f*, *m*) и *APC* — 3,5 (*f*, *m*). Поглощение мощности происходит в СВЧ-резисторах типа С6-3 или С6-7. Высокое качество согласования нагрузок достигнуто за счет выполнения внутреннего диаметра экранирующего проводника в зоне расположения резистора по оригинальному закону, описываемому полиномом 3-й степени [16]. Наиболее перспективным для разработки сверхширокополосных нагрузок диапазона КВЧ являются комбинированные нагрузки (рис. 7), образованные каскадным соединением НЛП с объемными и поверхностными потерями.

Наряду с рассмотренными устройствами выполнены исследование и разработка в рам-

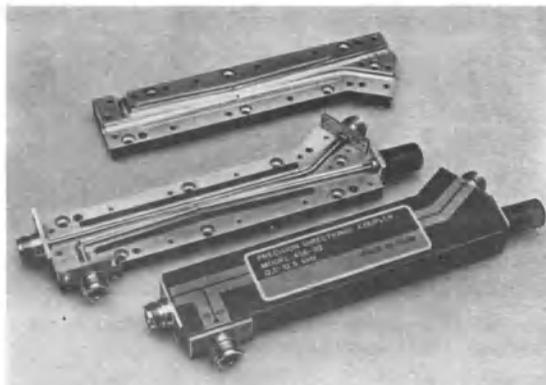


Рис. 4. Сверхширокополосный направленный ответвитель

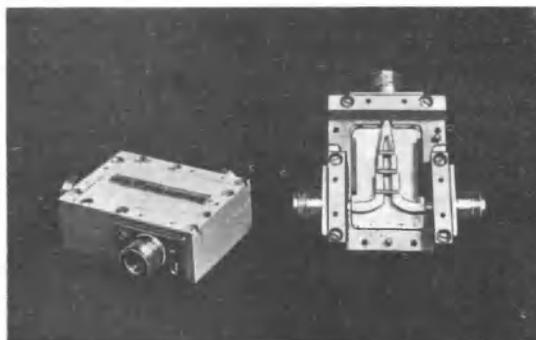


Рис. 5. Ступенчатые двухканальные делители мощности



Рис. 6. Основные элементы комбинированной согласованной нагрузки



Рис. 7. Резистивные согласованные нагрузки

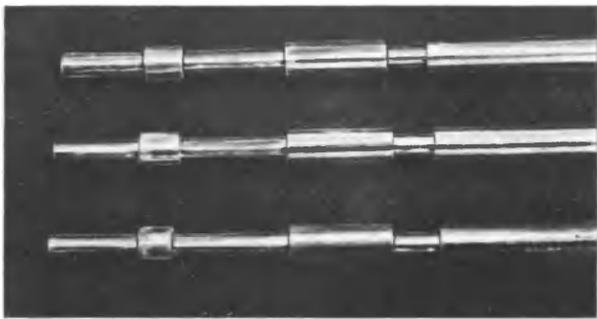


Рис. 8. Внутренние проводники коаксиального трансформатора сопротивлений



Рис. 9. Ступенчатые фильтры класса II

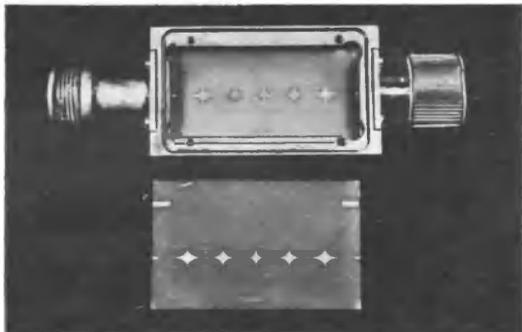


Рис. 10. Микрополосковый фильтр на основе плавной НЛП



Рис. 11. Фильтр гармоник на основе плавно-ступенчатой НЛП

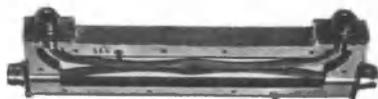


Рис. 12. Фильтр гармоник на основе связанных НЛП

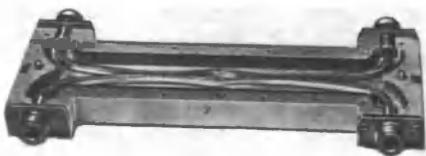


Рис. 13. Элемент фильтра на основе тандемного соединения связанных НЛП

ках конкретных технических заданий трансформаторов волновых сопротивлений, фильтров, фазовращателей. Отдельные модели устройств показаны на рис. 8—13. Особенностью разработанных конструкций является применение одиночных и связанных ступенчатых НЛП класса II, образованных каскадным соединением неэквидистантных отрезков ЛП (рис. 8, 9) и плавных НЛП (рис. 10—13). Это позволило обеспечить технологичность конструкций и высокие электрические параметры [21].

Таким образом, перспективы развития коаксиальных пассивных устройств диапазонов СВЧ и КВЧ определяются успехами как в исследовании проблем синтеза, так и в освоении новых технологических процессов. Решаются эти проблемы комплексно по двум основным направлениям. Первое связано с теоретическим и экспериментальным исследованием устройств на основе линий передачи с Т-волнами и волнами, близкими к ним по структуре поля, и включает в себя изучение структур пассивных устройств, разработку математических моделей, параметрическую оптимизацию новых структур, разработку конструкций СВЧ-узлов и экспериментальную отработку. Второе базируется на результатах первого и связано с разработкой и внедрением в серийное производство коаксиальных узлов для стационарной и бортовой контрольно-измерительной и приемо-передающей аппаратуры метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. При решении ряда проблем достигнут уровень ведущих зарубежных фирм, а в ряде вопросов теоретического и экспериментального характера превзойден (см. табл. 1, 2, 3, 4). Полученные при разработке сверхширокополосных устройств положительные результаты обусловлены в первую очередь применением новых конструкторско-технологических решений, не имеющих зарубежных аналогов (большинство из которых защищено авторскими свидетельствами), а также созданием методологии проектирования, базирующейся на максимальном использовании возможностей численного анализа и оптимизации. Разработанные модели узлов характеризуются меньшей стоимостью по сравнению с зарубежными аналогами.

Проведенные исследования послужили основой эффективного подхода к синтезу сверхширокополосных устройств, позволили значительно увеличить абсолютную и относительную ширину рабочей полосы частот. Имеющаяся научная и технологическая база позволит разрабатывать новое поколение сверхширокополосных функциональных устройств с коаксиальными соединителями уменьшенного сечения (2,4/1,042 мм). Изготовлены и исследованы первые образцы устройств (коаксиальных и коаксиально-волноводных переходов, согласованных нагрузок, направленных ответвителей) с рабочими диапазонами частот до 40—50 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевощиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами.— М.: Радио и связь, 1984.— 104 с.
2. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ.— М.: Связь, 1971.— 387 с.
3. Устройства сложения и распространения мощностей высокочастотных колебаний./ Под ред. З.И.Моделя.— М.: Сов. радио, 1980.— 296 с.
4. Кац Б.М., Мещанов В.П., Фельдштейн А.Л. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами./ Под ред. В.П.Мещанова.— М.: Радио и связь, 1984.— 287 с.
5. Ганстон М.А.Р. Справочник по волноводным сопротивлениям фидерных линий СВЧ.— М.: Связь, 1976.— 150 с.
6. Каталог фирмы «Hewlett-Rackard», 1989.
7. Каталог фирмы «Adams and Russell», 1984.
8. Каталог фирмы «Narda», 1989.
9. Мещанов В.П., Тупикин В.Д., Чернышев С.Л. Коаксиальные пассивные устройства.— Изд. Саратовского государственного университета, 1990.— 447 с.
10. Справочник по элементам полосковой техники./ О.И.Мазепова, В.П.Мещанов, Н.И.Прохорова и др.— Под ред. А.Л.Фельдштейна.— М.: Связь, 1979.— 336 с.
11. Мещанов В.П., Цоц И.А. Новые свойства тандемного соединения отрезков связанных линий передачи.— Радиотехника и электроника, 1989, т. 34, № 1, с. 28—34.
12. Структурный синтез направленных ответвителей на неоднородных линиях передачи/ М.В.Лапшова, В.П.Мещанов, В.В.Ошмарин, Л.В.Шикова.— Радиотехника и электроника, 1990, т. 35, № 6, с. 1154—1158.
13. Кац Б.М., Мещанов В.П. Минимумная оптимизация СВЧ-делителей мощности.— Радиотехника и электроника, 1983, т. 28, № 12, с. 2347—2358.
14. Кац Б.М., Мещанов В.П., Попова Н.Ф. Синтез ступенчатых нагрузочных устройств СВЧ.— Радиотехника и электроника, 1985, т. 30, № 9, с. 1709—1712.
15. Кац Б.М., Мещанов В.П., Попова Н.Ф. Исследование резистивных нагрузок для линий передачи

с Т-волнами. Электронная техника. Серия 10, 1988, вып. 1(67), с. 29—32.

16. Экспериментальное исследование широкополосных согласованных нагрузок для коаксиальных линий передачи/ В.Г.Голубев, Б.М.Кац, В.П.Мещанов, Н.Ф.Попова.— Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника.— 1987.— Вып. 4.— С. 7—11.

17. Синтез ступенчатых переходов II класса/ В.П.Мещанов, С.А.Салий, И.А.Цоц, Л.В.Шикова.— Радиотехника и электроника, 1984, т. 29, № 10, с. 1896—1905.

18. Мещанов В.П., Чумаевская Г.Г., Цоц И.А. Ступенчатые трансформаторы волновых сопротивлений класса II с максимально плоскими амплитудно-частотными характеристиками.— Радиотехника и электроника, 1989, т. 34, № 1, с. 195—198.

19. Бачинина Е.Л., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Машинный синтез фильтров гармоник на основе чередующихся отрезков однородной и неоднородной линий передачи.— Радиотехника и электроника, 1982, т. 27, № 11, с. 2121—2126.

20. Мещанов В.П., Салий С.А., Шикова Л.В. Фильтры на одиночных линиях с плавным изменением волнового сопротивления.— Радиотехника и электроника, 1984, т. 29, № 2, с. 281—286.

21. Экспериментальное исследование фильтров СВЧ на основе неоднородных линий передачи/ Мещанов В.П., Кац Б.М., Шикова Л.В. и др.— Радиотехника и электроника, 1988, т. 33, № 1, с. 69—74.

22. Мещанов В.П., Шикова Л.В. Исследование структур устройств СВЧ на основе четырехполюсников, образованных из восьмиполюсников.— Радиотехника и электроника, 1989, т. 34, № 3, с. 474—484.

23. Мещанов В.П., Шикова Л.В., Метельникова И.В. Синтез ступенчатых фазовращателей на основе линий передачи с Т-волнами.— Радиотехника и электроника, 1988, т. 33, № 9, с. 1845—1852.

24. Мещанов В.П., Чумаевская Г.Г. Экспериментально-расчетный метод синтеза радиотехнических устройств.— Радиотехника и электроника, 1985, т. 30 № 3, с. 544—549.

Статья поступила 26 апреля 1991 г.



НАУЧНО-ВНЕДРЕНЧЕСКАЯ ФИРМА

«ПЛАТАР»

МАЛОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ

РАЗРАБАТЫВАЕТ И ИЗГОТОВЛЯЕТ ДЛЯ ИОННО-ПЛАЗМЕННОЙ ТЕХНОЛОГИИ

— ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ИСТОЧНИКИ ИОНОВ ТИПА КАУФМАН,

— УСТАНОВКИ НА БАЗЕ ИСТОЧНИКОВ ИОНОВ С СИСТЕМАМИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ПОДАЧИ РАБОЧЕГО

ТЕЛА. ОРИГИНАЛЬНАЯ КОНСТРУКТИВНАЯ ОСНАСТКА ОБЕСПЕЧИВАЕТ ВОЗМОЖНОСТЬ МОНТАЖА ИСТОЧНИКОВ В ЛЮБЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ВАКУУМНЫЕ ПОСТЫ И СТЕНДЫ.

Технические характеристики источников ионов

Рабочее тело	Ag, O ₂ , N ₂ , CF ₄ , SF ₆ и др.
Энергия ионов, эВ	50—2000 (5000)
Плотность тока пучка ионов, мА/см ²	до 2—5 (20)
Неравномерность плотности тока, %	менее ±(5—10)
Выходные размеры пучка ионов, мм	
диаметр	до 200
длина × ширина	до 400 × 100

Предприятие обеспечивает пуско-наладочные работы, обучение персонала, гарантийное обслуживание.

Обращайтесь по адресу: 107065 Москва, а/я 97.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ЗВУКОВОГО ТРАКТА МНОГОСТАНДАРТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

В соответствии с технической концепцией основных направлений развития базовых моделей многостандартных телевизоров цветного изображения новых поколений (аналоговых ТЦИ-2А, аналого-цифровых ТЦИ-АЦ и цифровых ТЦИ-2Ц) предусматривается поэтапная разработка и освоение перспективных моделей телевизоров новых поколений, отличающихся высоким техническим уровнем и улучшенным качеством изображения и звука, расширенными потребительскими свойствами, наличием дополнительных сервисных функций, высокой эксплуатационной экономичностью и надежностью, успешно конкурирующих на мировом рынке с лучшими зарубежными моделями по совокупности реализуемых свойств.

Возрастающие требования к техническому качеству телевизионного вещания приводят к поиску оптимальных путей повышения качества изображения и звукового сопровождения (ЗС) телевизионных передач, необходимости использования новых эффективных методов передачи и обработки телевизионных сигналов промежуточных частот изображения U_{11} и звука U_{12} . От современных телевизионных приемников требуется такое же высокое качество ЗС, как и при стереофоническом радиовещании. Стереофоническое воспроизведение звука получило всеобщее признание за высокую естественность, чистоту и объемность звучания, прозрачность и богатство тембров, наличие широкой звуковой панорамы, динамичности, что улучшает эмоциональное воздействие телевизионных передач. Высококачественное объемное стереофоническое звучание повышает реальность изображаемых сцен, создает ощущение присутствия, пространственности и движения.

*В настоящее время разработаны для этих целей четыре интегральных микросхемы звукового тракта многостандартных телевизоров и видеоманитофонов новых поколений: многофункциональная СБИС КР1051УР2; многостандартная СБИС, реализующая режимы работы в квазипараллельном канале звука с частотной модуляцией (ЧМ) несущих звука по западногерманской стереофонической системе с двумя независимыми несущими звука и параллельном канале с амплитудной модуляцией (АМ) несущей звука по французскому стандарту монофонического ЗС; БИС звукового канала телевизоров по советской стереофонической системе с частотной и полярной модуляциями (ЧМ-ПМ) несущей звука; СБИС квазипараллельного канала звука с низкочастотным (НЧ) демодулятором для телевизоров и видеоманитофонов.**

Микросхемы изготовлены по стандартной планарно-эпитаксиальной технологии с изоляцией элементов обратносмещенным р—п-переходом и содержат на кристалле от 132 до 500 элементов. Использование данных микросхем для преобразования и обработки многостандартных телевизионных сигналов изображения и звука позволяет создать высококачественные, надежные и компактные модули звукового тракта отечественных многостандартных телевизоров и видеоманитофонов новых поколений с улучшенным качеством монофонического, двуязычного и стереофонического ЗС телевизионных передач.

* Адрес организации-разработчика и изготовителя микросхем: 430904, г. Саранск, п/о Ялга, Мордовское ордена Октябрьской Революции производственное объединение «Орбита».

Телефоны: 3-88-37, 3-87-03. Телетайп: 256131, 256195.

Телеграф: Рубин, Квант.

СБИС КВАЗИПАРАЛЛЕЛЬНОГО КАНАЛА ЗВУКА С НИЗКОЧАСТОТНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ ДЛЯ ТЕЛЕВИЗОРОВ И ВИДЕОМАГНИТОФОНОВ

А.Е.Мечкаев, В.С.Григорьев

Многофункциональная СБИС предназначена для работы по методу квазипараллельного звукового сопровождения (КЗС) в звуковом тракте перспективных моделей черно-белых и цветных телевизоров и видеомагнитофонов с улучшенным качеством монофонического, двуязычного и стереофонического звукового сопровождения (ЗС) телевизионных передач. СБИС работает на следующие телевизионные стандарты телевизоров и видеомагнитофонов, предназначенных для поставок на внутренний рынок и на экспорт: D/K (восточноевропейский), В/G (западногерманский), I (английский), M (американо-японский), N (южноамериканский).

Метод КЗС или квазипараллельного канала звука [1] основан на новом принципе обработки телевизионных сигналов промежуточных частот (ПЧ) изображения U_{11} и звука U_{12} и получение сигнала биения второй промежуточной частоты (ПЧ2) звука U_{01} с частотой $F_0 = f_1 - f_2$, где f_1, f_2 — соответственно частоты сигналов U_{11} и U_{12} выбранного телевизионного стандарта.

СБИС практически реализует метод КЗС, сочетая в себе преимущества наиболее распространенного «классического» метода одноканального ЗС (ОЗС) и метода параллельного ЗС (ПЗС) и устраняющего их недостатки, что позволяет значительно улучшить качество ЗС телевизоров и видеомагнитофонов, повысить их помехоустойчивость, получить отношение сигнал—шум более 50 дБ [2, 3]. При методе ОЗС, основанном на совместной обработке сигналов U_{11} и U_{12} с разделением их только после видеодетектора или видеоусилителя, в лучшем случае достигается значение

этого параметра до 40 дБ, которое сильно снижается при возникновении звуковых помех и фазовой модуляции сигнала U_{11} . Метод ПЗС обеспечивает отдельную обработку сигналов U_{11} и U_{12} после селектора каналов (СК) и устраняет недостатки метода ОЗС, однако он очень чувствителен к расстройке частоты СК, резко снижающей соотношение сигнал—шум.

Микросхема (см. рисунок) выполняет следующие функции:

- усиление с автоматической регулировкой усиления (АРУ) выделяемых после СК телевизионных сигналов U_{11} и U_{12} выбранного телевизионного стандарта, в трехкаскадном широкополосном регулируемом усилителе промежуточной частоты (УПЧ), обеспечивающего усиление не менее 60 дБ в полосе частот 30—50 МГц;

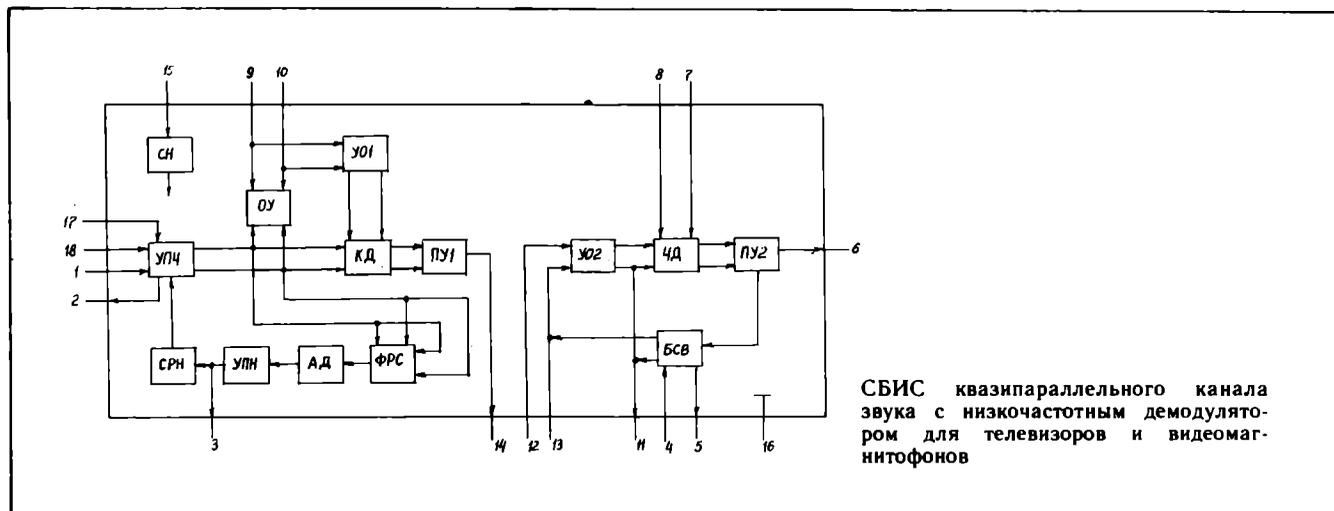
- формирование из выходного сигнала УПЧ стабильного по фазе опорного сигнала в опорном усилителе (ОУ), подключенном к внешнему опорному резонансному контуру 1, настроенному на частоту f_1 соответствующего стандарта;

- формирование из опорного сигнала ОУ в усилителе-ограничителе (УО1) стабильного по фазе и амплитуде сигнала управления квадратурного детектора (КД);

- демодуляция усиленных сигналов U_{11} и U_{12} в КД (линейном смесителе), построенном на базе аналогового балансного перемножителя для получения после смешения этих сигналов сигнала ПЧ2 звука U_{01} с частотой f_0 , определяемой выше приведенной формулой;

- усиление в предварительном усилителе (ПУ1) сигнала U_{01} ;

- усиление и ограничение в широкополос-



СБИС квазипараллельного канала звука с низкочастотным демодулятором для телевизоров и видеомагнитофонов

ном восьмикаскадном усилителе-ограничителе (УО2) с общим коэффициентом усиления не менее 72 дБ сигнала U_{01} с формированием стабильных по фазе и амплитуде управляющих импульсов напряжения для работы частотного детектора (ЧД);

— демодуляция усиленного сигнала U_{01} в ЧД, подключенном к внешнему опорному контуру 2, настроенному на частоту f_0 , для получения низкочастотного (НЧ) сигнала ЗС U_{02} ;

— усиление сигнала U_{02} в предварительном усилителе ПУ2;

— электронная коммутация НЧ сигнала ЗС в блоке сопряжения с видеомагнитофоном (БСВ) при работе с видеомагнитофоном в режимах «запись» и «воспроизведение» звука. Для переключения видеомагнитофона в указанные режимы на вывод 4 СБИС подается управляющее напряжение, при этом сигнал ЗС снимается с вывода 5.

Система АРУ, предназначенная для поддержания на заданном уровне сигналов U_{11} и U_{12} на выходе УПЧ при изменении в широком диапазоне (не менее 60 дБ) его входных сигналов, формирует сигнал управления работой УПЧ и состоит из схемы формирования регулирующего сигнала (ФРС), амплитудного детектора (АД) усилителя постоянного напряжения (УПН), внешнего емкостного фильтра АРУ, схемы распределения регулирующего напряжения (СРН).

Стабильность работы каскадов СБИС при изменениях режима (напряжения питания и температуры окружающей среды) обеспечивается внутренним стабилизатором напряжения (СН).

Основные электрические параметры СБИС

Напряжение питания	10,8—13,2 В
Ток потребления	40—75 мА
Выходное напряжение второй промежуточной частоты звука	не менее 30 мВ
Чувствительность	не более 150 мкВ
Диапазон АРУ по напряжению	не менее 60 дБ
Минимальное входное напряжение УО2	не более 100 мкВ
Выходное напряжение низкой частоты	не менее 500 мВ
Коэффициент гармоник	не более 2%
Отношение сигнал—шум	не менее 44 дБ
Напряжение на выводе 4 при переходе в режим «запись»	не более 4 В
«воспроизведение»	не менее 9 В

Кристалл СБИС размером $3,45 \times 1,75$ мм содержит 412 элементов, из них 199 активных. Конструктивно СБИС выполнена в стандартном 18-выводном пластмассовом корпусе типа 2104.18-6.

Одна многофункциональная СБИС квазипараллельного канала звука с НЧ демодулятором заменяет в звуковом тракте две микросхемы — К174УР8 и К174УР4 или К174УР8 и К174УР11, что позволяет получить компактные, высококачественные и надежные модули звукового тракта перспективных моделей многостандартных телевизоров и видеомагнитофонов, поставляемых на внутренний рынок и на экспорт, с улучшенным качеством монофонического, двуязычного и стереофонического ЗС телевизионных передач.

ЛИТЕРАТУРА

1. БИС К174УР8 квазипараллельного звукового канала для телевизоров и видеомагнитофонов/ А.Е.Мечкаев, Н.А.Арискин, В.К.Абрамов и др.— Электронная промышленность, 1990, вып. 1, с. 50.
2. Integrierte schaltungen zur aufbereitung von fernsehstereo- und fernseh-zweitton-signalen.— Valvo Technische Information, 1983, p. 1—7.
3. R e h a k M., K r i e d t H. Quasi-paralleltonkanal für störungsfreien fernseh-ton.— Funkschau, 1979, N 7, p. 349—352.

Назначение выводов

Вывод	Назначение
1, 18	Вход ПЧ1
2, 17	Обратная связь 1
3	Фильтр АРУ
4	Блокировка УО2 в режиме «воспроизведение»
5	Выход НЧ (при работе с видеомагнитофоном)
6	Выход НЧ (при работе с телевизором)
7, 8	Опорный контур 2
9, 10	Опорный контур 1
11	Обратная связь
12, 13	Вход ПЧ2
14	Выход КЗС
15	Напряжение питания (положительное)
16	Напряжение питания (отрицательное)

НОВАЯ КНИГА

Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. Пер. с польск. — М.: Мир, 1991. — 28 л., ил.

Приводятся методы анализа и расчета схем на основе усилителей с переключаемыми конденсаторами, подкрепленные большим количеством практических примеров. Приведены описания программ для анализа подобных схем на ЭВМ, в частности широко применяемой программы SCANDAL.

МНОГОСТАНДАРТНАЯ СБИС ЗВУКОВОГО ТРАКТА ТЕЛЕВИЗОРОВ

А.Е.Мечкаев, В.К.Абрамов, В.С.Григорьев

Микросхема работает практически на все мировые стандарты аналогового телевидения и реализует режимы работы в квазипараллельном канале звука с частотной модуляцией (ЧМ) несущих звука (стандарты монофонического, двуязычного и стереофонического ЗС: западноевропейский *B/G*, восточноевропейский *D/K*, английский *I*, американо-японский *M*, южноамериканский *N*) и параллельном канале звука с амплитудной модуляцией (АМ) несущей звука (французский стандарт *L* монофонического ЗС) телевизоров, поставляемых на внутренний рынок и на экспорт.

СБИС (см. рисунок) выполняет следующие основные функции:

в квазипараллельном канале звука

- усиление с автоматической регулировкой усиления (АРУ) выделяемых после селектора каналов (СК) телевизионных сигналов промежуточных частот (ПЧ) изображения U_{11} и звука U_{12} выбранного телевизионного стандарта в трехкаскадном широкополосном регулируемом усилителе промежуточной частоты (УПЧ), обеспечивающем усиление не менее 60 дБ в полосе частот 30—50 МГц;

- формирование из выходного сигнала УПЧ в опорном усилителе (ОУ) стабильного по фазе опорного сигнала;

- формирование из опорного сигнала ОУ в усилителе-ограничителе (УО1) стабильного по фазе и амплитуде сигнала управления квадратного частотного детектора (КД);

- демодуляция усиленных сигналов U_{11} и U_{12} в КД (линейном смесителе), построенном на базе аналогового балансного перемножителя, для получения после смещения этих сигналов ЧМ— сигнала второй ПЧ-звука U_{01} с частотой $f_{01} = f_1 - f_2$, где f_1, f_2 — соответственно частоты сигналов U_{11}, U_{12} выбран-

ного телевизионного стандарта;

- усиление в предварительном усилителе (ПУ1) сигнала U_{01} ;

в параллельном АМ канале звука

- усиление в УПЧ с АРУ выделяемого после СК телевизионного АМ-сигнала ПЧ-звука U_{13} с частотой $f_3 = 32,4$ МГц;

- формирование из выходного сигнала УПЧ в усилителе-ограничителе (УО2) стабильного по амплитуде и фазе опорного сигнала управления синхронного амплитудного детектора (АД);

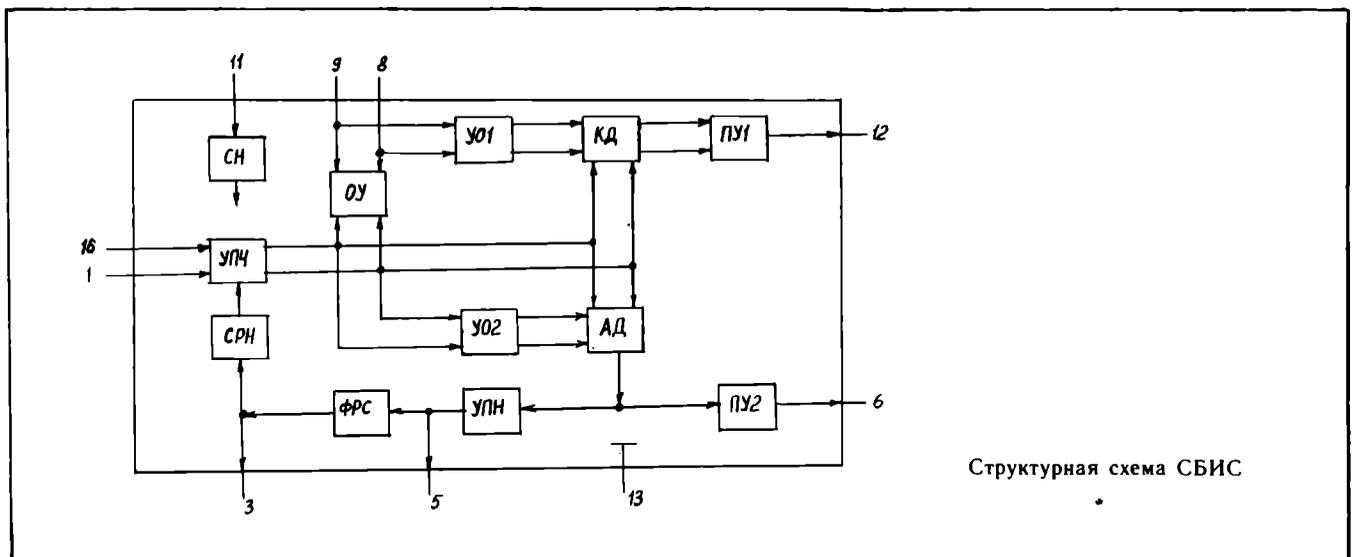
- демодуляция усиленного сигнала U_{13} в АД с выделением низкочастотного (НЧ) сигнала звука U_{02} с частотой f_{02} ;

- усиление в предварительном усилителе (ПУ2) сигнала U_{02} .

Система АРУ, предназначенная для поддержания на заданном уровне сигналов изображения и звука на выходе УПЧ при изменении в широком диапазоне (не менее 60 дБ) его входных сигналов, формирует с минимальными помехами сигнал управления работой УПЧ и состоит из АД, усилителя постоянного управляющего (регулирующего) напряжения (УПН), внешнего емкостного фильтра 1АРУ, схемы формирования регулирующего сигнала (ФРС), внешнего емкостного фильтра 2АРУ, схемы распределения регулирующего напряжения (СРН).

Функциональные узлы СБИС построены на традиционных для интегральной схемотехники дифференциальных усилителях и обрабатывают телевизионные сигналы изображения и звука с минимальными амплитудными, частотными и фазовыми искажениями.

Многостандартная СБИС имеет один общий вход подачи телевизионных сигналов изображения и звука и два отдельных выхода для реализации квазипараллельного и параллельного АМ каналов звука. Для обеспечения тре-



Структурная схема СБИС

буемых режимов работы СБИС используются следующие общие функциональные узлы: УПЧ, АРУ, стабилизатор напряжения (СН), обеспечивающий стабильность работы каскадов СБИС при изменениях напряжения питания и температуры окружающей среды.

При практической реализации квазипараллельного канала звука входные сигналы U_{11} и U_{12} выбранного телевизионного стандарта, выделяемые после СК полосовым фильтром, формирующем требуемые амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики УПЧ, усиливаются каскадами УПЧ с АРУ, затем поступают в КД (на один вход непосредственно с выхода УПЧ, а на другой с фазовым сдвигом 90° через УО1, подключенный к внешнему опорному резонансному контуру, настроенному на частоту f_1 соответствующего стандарта) для получения сигнала биения U_{01} с частотой f_{01} , который после предварительного усиления в ПУ1 и фильтрации внешним пьезокерамическим полосовым фильтром, настроенным на частоту f_{01} , поступает для дальнейшей обработки на другие микросхемы звукового тракта-усилителя промежуточной частоты звука и усилитель низкой частоты (УНЧ).

При реализации параллельного АМ канала звука выделяемый после СК полосовым фильтром входной сигнал U_{13} после усиления в УПЧ с АРУ поступает в АД (на один вход непосредственно с УПЧ, а на другой через УО2, подключенный к внешнему опорному контуру, настроенному на частоту $f_1 = 38,9$ МГц стандарта L) для выделения НЧ сигнала звука U_{02} с частотой f_{02} , который предварительно усиливается в ПУ2 и затем усиливается другой микросхемой звукового тракта — УНЧ.

Назначение выводов

Вывод	Назначение
1, 16	Вход ПЧ
3	Фильтр 2АРУ
5	Фильтр 1АРУ
6	Выход параллельного АМ канала звука
8, 9	Опорный контур
11	Напряжение питания (+ U_{cc})
12	Выход квазипараллельного канала звука
13	Напряжение питания (- U_{cc})

Основные электрические параметры

Напряжение питания 10,8—13,2 В
 Ток потребления 30—70 мА
 Выходное напряжение
 по квазипараллельному каналу не менее 250 мВ
 по параллельному каналу АМ не менее 300 мВ
 Чувствительность
 по квазипараллельному каналу не более 150 мкВ
 по параллельному каналу АМ не более 100 мкВ
 Диапазон АРУ по напряжению
 по квазипараллельному каналу не менее 60 дБ
 по параллельному каналу АМ не менее 60 дБ
 Коэффициент гармоник по параллельному каналу АМ не более 3%
 Напряжение закрывания УПЧ 7,5—10,5 В

СБИС содержит на кристалле размером $2,8 \times 2,3$ мм 340 элементов, из них 150 активных. Конструктивно выполнена в стандартном 16-выводном двухрядном пластмассовом корпусе типа 2103.16-9.

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СБИС КР1051УР2 ЗВУКОВОГО ТРАКТА МНОГОСТАНДАРТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

А.Е.Мечкаев, В.К.Абрамов, В.С.Григорьев,
 Н.А.Арискин

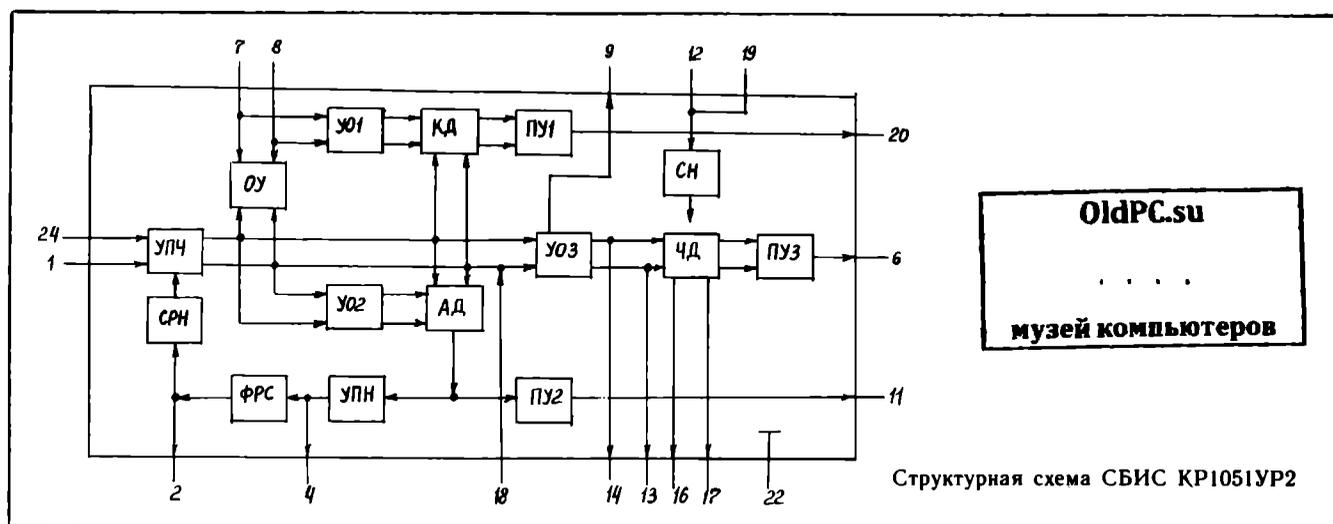
Микросхема (см. рисунок) работает практически на все мировые стандарты аналогового телевидения и реализует режимы работы в следующих каналах звука:

— квазипараллельном с частотной модуляцией (ЧМ) несущих звука (стандарты моно-, стерео- и двуязычного ЗС — западноевропейский B/G , восточноевропейский D/K , английский I , американо-японский M , южноамериканский N) — усиление с автоматической регулировкой усиления (АРУ) выделяемых после селектора каналов (СК) сигналов U_{11} и U_{12} выбранного телевизионного стандарта, частотное детектирование усиленных сигналов U_{11} и U_{12} для получения после смещения этих сигналов сигнала второй ПЧ звука U_{01} с частотой $f_{01} = f_1 - f_2$, где f_1, f_2 — соответственно

частоты сигналов U_{11} и U_{12} , предварительное усиление сигнала U_{01} ;

— параллельном с амплитудной модуляцией (АМ) несущей звука (французский стандарт L монофонического ЗС) — усиление с АРУ выделяемого после СК АМ-сигнала ПЧ-звуча U_{13} с частотой $f_3 = 32,4$ МГц, амплитудное детектирование усиленного сигнала, предварительное усиление полученного после детектирования низкочастотного (НЧ) сигнала ЗС U_{02} ;

— параллельном ЧМ канале звука с частотной и полярной модуляциями (ЧМ-ПМ) несущей звука (новый стандарт D/K , СССР двуязычного и стереофонического ЗС) — усиление и частотное детектирование выделяемого после СК комплексного стереосигнала звука (КСС) U_{14} с частотой $f_4 = 31,5$ МГц с подавлением несущей частоты f_4 , предварительное усиление полученного после детектирования сигнала U_{03} .



В функциональных узлах, обрабатывающих телевизионные сигналы изображения и звука с минимальными амплитудными, частотными и фазовыми искажениями, используются традиционные для интегральной схемотехники дифференциальные усилители:

для реализации квазипараллельного канала звука

— трехкаскадный широкополосный регулируемый усилитель промежуточных частот сигналов изображения и звука (УПЧ), обеспечивающий усиление не менее 60 дБ телевизионных сигналов в полосе частот 30—50 МГц с формированием требуемых амплитудно-частотной фазочастотной характеристик,

— систему АРУ для поддержания на заданном уровне сигналов изображения и звука на выходе УПЧ при изменении в широком диапазоне (не менее 60 дБ) его входных сигналов, формирующую с минимальными помехами сигнал управления работой УПЧ, и состоящую из амплитудного детектора (АД), усилителя постоянного управляющего (регулирующего) напряжения (УПН), внешнего емкостного фильтра 1 АРУ, схемы формирования регулирующего сигнала (ФРС), внешнего емкостного фильтра 2 АРУ, схемы распределения регулирующего напряжения (СРН),

— усилитель опорного сигнала (ОУ), формирующий стабильный по фазе опорный сигнал для управления работой квадратурного частотного детектора (КД), подключенный к внешнему опорному резонансному контуру 1, настроенному на частоту f_1 соответствующего стандарта,

— усилитель-ограничитель (УО1), формирующий из выходного сигнала ОУ стабильный по амплитуде и фазе управляющий сигнал для работы КД,

— квадратурный частотный детектор КД (линейный смеситель), построенный на базе балансного аналогового перемножителя, для формирования из выходного сигнала УПЧ и управляющего сигнала УО1 сигнала биения второй ПЧ звука частотой f_{01} ,

— предварительный усилитель (ПУ1) для усиления выходного сигнала КД;

для реализации параллельного АМ канала звука

— УПЧ с АРУ,

— усилитель-ограничитель (УО2), подключенный к внешнему контуру 1, настроенному на частоту $f_1 = 38,9$ МГц стандарта L , для формирования управляющего работой синхронного амплитудного детектора АД опорного сигнала с постоянной амплитудой и фазой,

— амплитудный детектор АД, предназначенный для выделения НЧ сигнала звука U_{02} частотой f_{02} из усиленного УПЧ сигнала ПЧ звука U_{13} частотой $f_3 = 32,4$ МГц,

— предварительный усилитель низкой частоты (ПУ2), обеспечивающий усиление НЧ сигнала звука АД U_{02} ,

для реализации параллельного ЧМ канала звука

— УПЧ с АРУ,

— широкополосный восьмикаскадный усилитель-ограничитель (УО3) комплексного стереосигнала звука с несущей частотой $f_4 = 31,5$ МГц с общим усилением не менее 72 дБ с формированием необходимых для работы частотного детектора (ЧД) управляющих импульсов напряжения, стабильных по фазе и амплитуде,

— квадратурный частотный детектор ЧД, подключенный к внешнему опорному контуру 2, настроенному на несущую частоту $f_4 = 31,5$ МГц стандарта D/K , СССР, обеспечивающий частотную демодуляцию КСС с подавлением несущей частоты,

— предварительный усилитель (ПУ3) для усиления выходного сигнала ЧД U_{03} .

Многостандартная СБИС КР1051УР2 имеет один общий вход подачи телевизионных сигналов изображения и звука и три отдельных выхода для реализации режимов работы в квазипараллельном, параллельном с амплитудной модуляцией, параллельном с частотной модуляцией каналах звука. Для осуществления всех требуемых режимов работы СБИС используются следующие общие функциональные узлы: УПЧ, АРУ и стабилизатор напряжения (СН), обеспечивающий стабильность работы каскадов СБИС при изменениях напряжения питания и температуры окружающей среды.

Назначение выводов

Вывод	Назначение
1, 24	Вход ПЧ
2	Фильтр 2АРУ
4	Фильтр 1АРУ
6	Выход параллельного АМ канала звука
7, 8	Опорный контур 1
9, 18	Обратная связь
11	Выход параллельного ЧМ канала звука
12, 19	Напряжение питания (+U _{cc})
13, 14	Выход УОЗ
16, 17	Опорный контур 2
20	Выход квазипараллельного канала звука
22	Напряжение питания (-U _{cc})

Основные электрические параметры
СБИС КР1051УР2

Напряжение питания 10,8—13,2 В
 Ток потребления 40—90 мА
 Выходное напряжение
 по квазипараллельному каналу не менее 250 мВ
 по параллельному каналу АМ не менее 300 мВ
 по параллельному каналу ЧМ 200—300 мВ
 Чувствительность
 по квазипараллельному каналу не более 150 мкВ
 по параллельному каналу АМ не более 100 мкВ
 по параллельному каналу ЧМ не более 150 мкВ
 Диапазон АРУ по напряжению не менее 60 дБ
 Коэффициент гармоник по параллельному каналу
 амплитудной модуляции не более 3%
 частотной модуляции не более 2%
 Коэффициент подавления амплитудной модуляции в параллельном канале ЧМ не менее 32 дБ
 Напряжение закрывания УПЧ 7,5—10,5 В

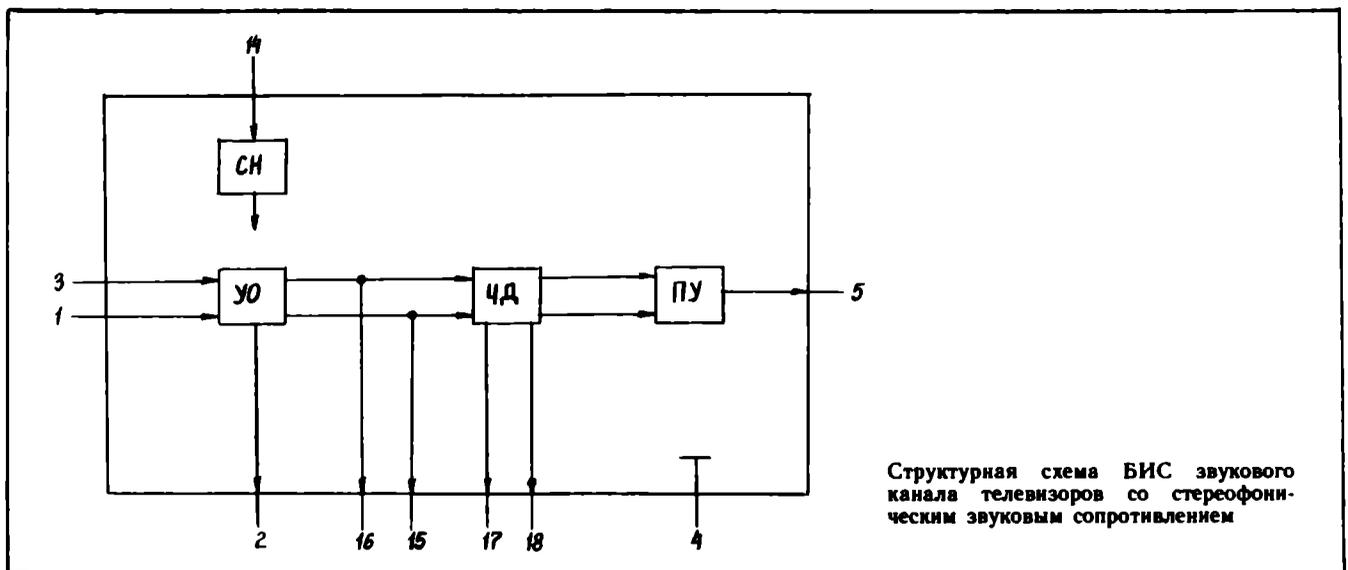
СБИС содержит на кристалле размером 4,20×2,60 мм 500 элементов, из них 224 активных. Конструктивно выполнена в стандартном 24-выводном двухрядном пластмассовом корпусе типа 2120.24-5.

БИС ЗВУКОВОГО КАНАЛА ТЕЛЕВИЗОРОВ СО СТЕРЕОФОНИЧЕСКИМ ЗВУКОВЫМ СОПРОВОЖДЕНИЕМ

А.Е.Мечкаев, В.С.Григорьев, В.С.Митин

БИС предназначена для работы в канале звука аналоговых, аналого-цифровых и цифровых телевизоров со стереозвуковым и двуязычным сопровождением передач с частотной и полярной модуляциями (ЧМ-ПМ) несущей звука с частотой стандарта D/K $f_n = 31,5$ МГц, максимальной девиацией частоты $\Delta f = \pm 50$ кГц.

БИС (см. рисунок) выполняет функции усиления, ограничения и частотного детектирования выделяемого после селектора каналов (СК) комплексного стереосигнала звука (КСС) с подавлением несущей звука с частотой f_n , предварительного усиления полученного после детектирования сигнала U_0 . Функциональные узлы БИС построены на тра-



диционных для интегральной схемотехники дифференциальных усилителях:

— широкополосный восьмикаскадный усилитель-ограничитель (УО) звукового сигнала U_1 с общим коэффициентом усиления по напряжению:

$$K_{уо} = 8Ku = 8(9...10) = 72...80, \text{ дБ},$$

где Ku — коэффициент усиления по напряжению одного каскада УО с формированием стабильных по фазе и амплитуде управляющих импульсов напряжения для работы частотного детектора (ЧД);

— квадратурный ЧД на базе балансного аналогового перемножителя, подключенный к внешнему опорному контуру, настроенному на несущую частоту $f_n = 31,5$ МГц, обеспечивающий частотную демодуляцию с малыми искажениями сигнала КСС с подавлением несущей;

— предварительный усилитель (ПУ) для усиления с минимальными искажениями выходного сигнала ЧД U_0 ;

— стабилизатор напряжения (СН), обеспечивающий стабильность работы каскадов БИС при изменениях напряжения питания и температуры окружающей среды.

Дальнейшая обработка сигнала КСС проводится в другой функциональной части канала звука — стереодекодере, выполняющем функции преобразования КСС в полярно-модулированные колебания (ПМК) путем восстановления (подъема на 14 дБ) подавленной в телепередатчике поднесущей с двойной строчной частотой телевизионной развертки $f_n = 2f_{стр} = 31,25$ кГц с помощью цепи восстановления поднесущей, декодирование ПМК с целью разделения звуковых сигналов низкой частоты

стереопары, которыми промодулирована по амплитуде поднесущая передатчика, фильтрация в фильтре частот этих сигналов от надтональных высокочастотных составляющих*.

Назначение выводов

Вывод	Назначение
1, 3	Вход КСС
2	Обратная связь
4	Напряжение питания ($-U_{cc}$)
5	Выход КСС
14	Напряжение питания ($+U_{cc}$)
15, 16	Выход УО
17, 18	Опорный контур

Основные электрические параметры БИС

Напряжение питания	10,8—13,2 В
Ток потребления	15—35 мА
Выходное напряжение	200—300 мВ
Чувствительность	не более 150 мкВ
Коэффициент гармоник	не более 2%
Коэффициент подавления амплитудной модуляции	не менее 32 дБ

Микросхема имеет малое количество внешних навесных элементов в типовой схеме включения телевизора, что позволяет снизить трудоемкость сборки и наладки модулей телевизионного канала звука.

* Жмурин П.М. Стереодекодере. — М.: Связь, 1980.

**ОДНОСЛОЙНЫЕ
И ДВУХСЛОЙНЫЕ
ТОНКОПЛЕНОЧНЫЕ
ГИБРИДНЫЕ
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ
СХЕМЫ
НА МЕТАЛЛИЧЕСКИХ
И СИТАЛЛОВЫХ
ПОДЛОЖКАХ,
ТОНКОПЛЕНОЧНЫЕ
РЕЗИСТИВНЫЕ СБОРКИ
ПОВЫШЕННОЙ
ТОЧНОСТИ**

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ
ЗАВОД «ПРОТОН»**
При Московском институте
электронной техники

принимает заказы
на разработку
и изготовление
разовых партий
и мелких серий
гибридных
интегральных
микросхем

**ВЫСОКОЕ
КАЧЕСТВО
И ОПЕРАТИВНЫЙ
ВЫПУСК
ИЗДЕЛИЙ
ГАРАНТИРУЕТСЯ**

Заказы направлять по адресу: 103498, Москва, завод «Протон»
телефон: 534-73-91, 534-44-36

СБИС ВИДЕОПРОЦЕССОРА К174ХА33 ДЛЯ ОБРАБОТКИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ВИДЕОСИГНАЛОВ

А.И.Сурайкин, В.С.Синицын

СБИС видеопроцессора К174ХА33 для телевизоров цветного изображения (ТЦИ) четвертого (4УСЦТ) и пятого (5УСЦТ) поколений осуществляет аналоговую обработку сигналов основных цветов R, G, B, формируемых из двух цветоразностных сигналов (R—Y, B—Y), что позволяет широко применять ее совместно с декодерами цвета всех стандартов (PAL, SECAM, NTSC).

ИС К174ХА33 (рис. 1) представляет собой усовершенствованный вариант ИС К174ХА17, которая в настоящее время широко применяется в моделях ЗУСЦТ [1]. Схема серии К174ХА33 совместима с выпускаемыми ИС К174ХА16, К174ХА31, К174ХА28, а также с разрабатываемыми ИС — К174ХА27, К174ХА32. Наличие в ИС К174ХА33 узлов приема внешних сигналов R, G, B позволяет использовать ТЦИ в качестве цветного терминала.

СБИС К174ХА33 выполняет следующие функции:

- фиксацию на уровне 4,2 В (во входных каскадах цветоразностных сигналов) и на уровне 2,7 В (во входном каскаде сигнала яркости);
- линейную регулировку насыщенности в каскадах цветоразностных сигналов;
- формирование сигнала G—Y (матрирование);
- формирование сигналов основных цветов в RGB-матрице;
- коммутацию и регулировку внешних R, G, B-сигналов;
- привязку на уровне «черного» внешних R, G, B-сигналов;
- линейную регулировку яркости и контрастности R, G, B-сигналов;
- ограничение максимального тока луча;
- гашение обратного хода строчной и кадровой развертки;
- электронную регулировку уровня «белого» в каналах R, G, B;
- автоматическую регулировку уровня запирания кинескопа и компенсацию тока утечки в каналах R, G, B.

Микросхему К174ХА17 от ИС К174ХА33 отличает следующее:

— фиксация на уровне «черного» осуществляется не только во входных каскадах цветоразностных сигналов, но и во входном каскаде сигнала яркости, что позволяет значительно повысить входное сопротивление канала яркостного сигнала во время обратного хода по строкам;

— каскад включения внешних R, G, B-сигналов имеет конструкцию, позволяющую фиксировать внешние сигналы R, G, B на искусственный уровень «черного» при их длительном включении (при этом сигналы усилителя промежуточной частоты не создают помех). При кратковременном включении внешних сигналов R, G, B привязка осуществляется на уровне «черного» матрированных сигналов R, G, B устрояя, тем самым, скачки уровня «черного»;

— в ИС имеются узлы автоматической регулировки уровня запирания кинескопа;

— регулировка уровня «белого» осуществляется по всем трем каналам (R, G, B), тогда как в ИС К174ХА17 только по двум (G, B).

Для повышения качества цветного телевизионного изображения и увеличения надежности функционирования ТЦИ с одновременным снижением конструктивной сложности наряду с тенденцией объединения на кристалле СБИС все большего числа функционально законченных узлов аналоговой обработки сигнала возникла необходимость объединения на одном кристалле аналоговых и цифровых узлов, которые, как правило, выполняют функции управления аналоговой частью.

Среди факторов, влияющих на качество цветного телевизионного изображения в аналоговых ТЦИ, рассмотрим те, которые связаны непосредственно с оконечными устройствами, формирующими цветное изображение:

— изменение параметров электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) в процессе эксплуатации;

— влияние токов утечки по каналам R, G, B. В процессе эксплуатации ЭЛТ уменьшается крутизна ее модуляционных характеристик, что вызывает уменьшение темнового тока

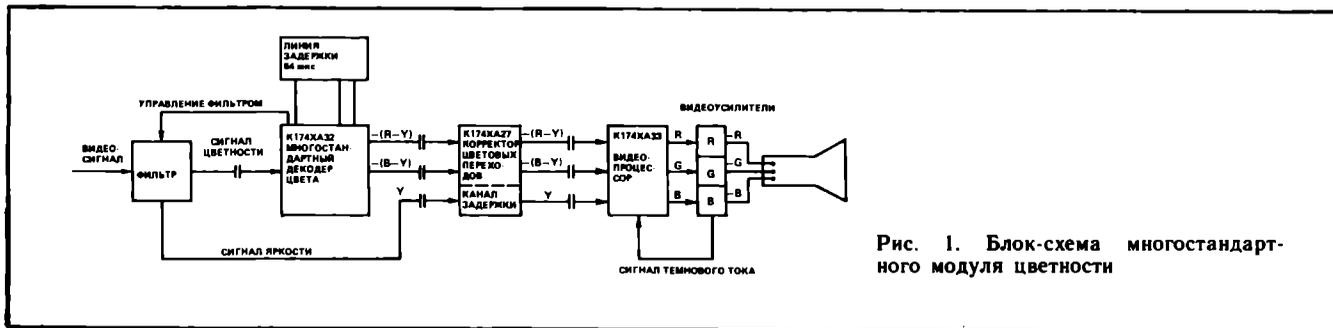


Рис. 1. Блок-схема многостандартного модуля цветности

(максимального тока катода кинескопа, при котором еще отсутствует свечение на светлых участках изображения). Это приводит к снижению яркости телевизионного изображения.

Из-за технологического разброса параметров ИС и параметров внешних компонентов возникает различие уровней «черного» в сигналах R, G, B, что ухудшает цветопередачу. Снижение влияния этих факторов с помощью регулировки в модуле цветности не приводит к хорошей согласованности уровней «черного» в сигналах R, G, B.

Таким образом, основное требование при разработке СБИС K174XA33 заключалось в реализации схемы автоматического баланса уровней «черного» (АБЧ) в сигналах R, G, B с одновременной компенсацией изменения темного тока.

Схема ИС K174XA33 (рис. 2) построена по блочно-функциональному принципу — каждую отдельную функцию обработки сигнала выполняет схемотехнически законченный функциональный узел (ФУ).

Инвертированные цветоразностные сигналы (R-Y) и (B-Y) через разделительные емкости C1, C2 поступают на узел фиксации (УФ). УФ подзаряжает конденсаторы перед началом активной части строки, что приводит к стабилизации уровня «черного» внутри ИС в течение 4,7 мкс, во время прохождения заднего участка строчного гасящего импульса (СГИ).

С блока УФ цветоразностные сигналы поступают на усилители РНАС, осуществляющие регулировку насыщенности (размахов цветоразностных сигналов), причем только переменной составляющей сигнала при неизменной постоянной составляющей. В качестве регу-

Основные электрические параметры СБИС K174XA33

Напряжение питания	12 В
Ток потребления	60—125 мА
Номинальный коэффициент усиления сигнала яркости по каналам R, G, B	12—18 дБ
цветоразностных сигналов	4—8 дБ
напряжения внешних сигналов R, G, B	4—8 дБ
Диапазон регулировки контрастности	не менее 15 дБ
насыщенности	не менее 17 дБ
Изменение коэффициента усиления сигнала яркости относительно номинального по каналам R, G, B при регулировке баланса «белого»	не менее 30%
Предел линейного участка по яркостному каналу при номинальном уровне «черного» по отношению к его номинальному размаху	
в направлении «белого»	не менее 110%
в направлении «черного»	не менее 10%
Уровень «черного» с отключенной схемой АБЧ	не менее 6 В
Диапазон регулировки уровня «черного» схемой АБЧ	не менее 3,5 В
Разность напряжений при измерении темного тока	0,4—1 В
Входное сопротивление	
цветоразностных каналов	не менее 100 кОм
канала яркости	не менее 100 кОм

лируемых усилителей используются модифицированные четырехкватратные умножители на балансных модуляторах.

С РНАС сигналы (R-Y) и (B-Y) поступают одновременно на матрицу сигнала (G-Y) и матрицу сигналов основных цветов R, G, B.

В резистивной матрице сигнала (G-Y) происходит выделение сигнала (G-Y) из сигналов (R-Y), (B-Y) в соответствии с соотношением: $(G-Y) = -0,509(R-Y) - 0,194(B-Y)$.

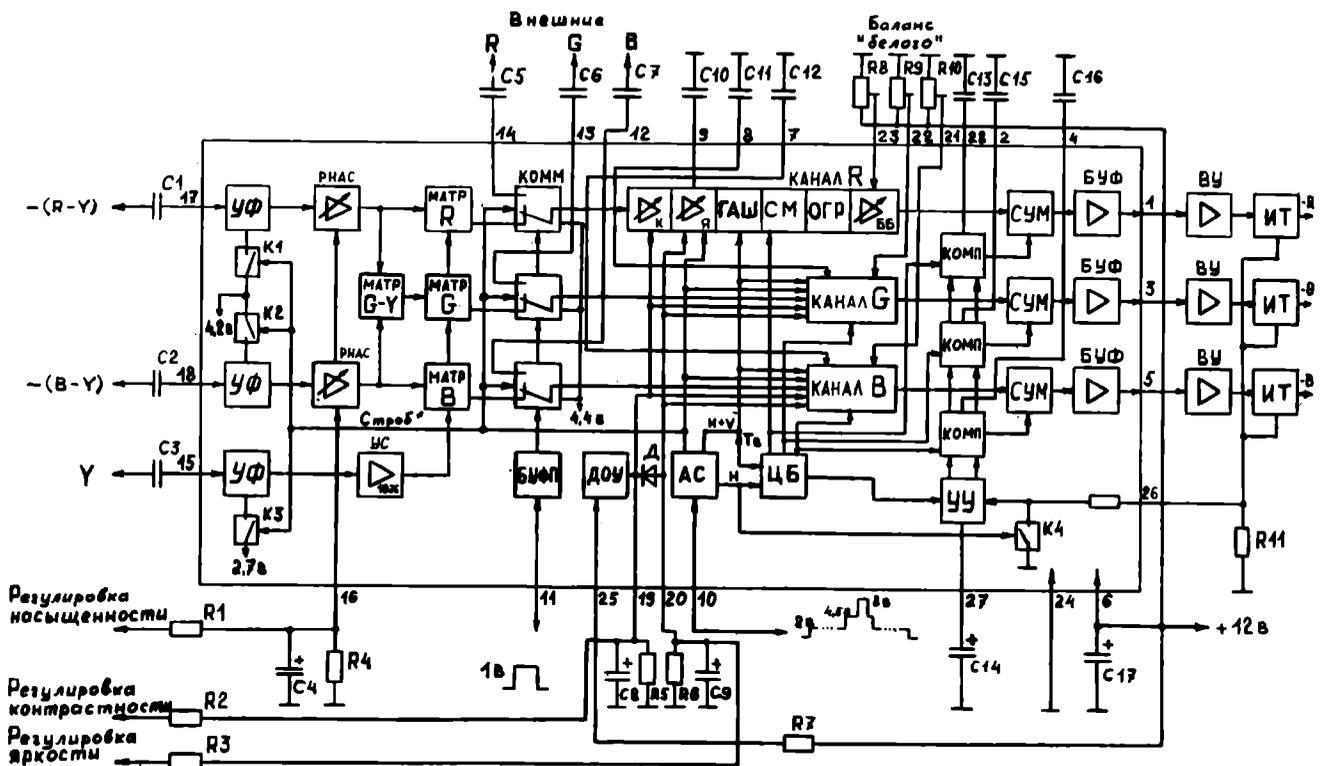


Рис. 2. Структурная схема СБИС K174XA33

На выходе матрицы (G—Y) формируется сигнал (G—Y), который инвертируется и поступает также на матрицу сигналов R, G, B.

На матрицу сигналов R, G, B одновременно с цветоразностными сигналами (R—Y), (G—Y), (B—Y) поступает сигнал яркости Y, который поступает на блок УФ, где осуществляется фиксация уровня «черного» сигнала, и затем он усиливается усилителем УС с коэффициентом усиления 10 дБ.

В RGB-матрице из сигналов (R—Y), (G—Y), (B—Y) выделяются сигналы основных цветов — R, G, B, каждый из которых поступает на соответствующий коммутатор (КОММ) сигналов, причем фиксация сигналов может осуществляться на двух уровнях.

С выхода коммутатора сигналы R, G, B поступают на регуляторы контрастности К. При регулирующем напряжении 2—4,3 В контрастность изменяется линейно. При напряжениях менее 2,3 В специальная внутренняя схема стабилизирует размах, что предотвращает возможность исчезновения изображения при неправильной регулировке яркости.

В каскадах регулировки яркости уровни «черного» сигналов R, G, B фиксируются на уровне постоянного напряжения.

При напряжении от 1 до 3 В яркость не меняется и устраняется ошибка при настройке.

С каскадами регулировки яркости и контрастности взаимодействует узел ДОУ, выполняющий функцию детектора ограничения пикового тока луча.

В каскадах ГАШ сигналы R, G, B в течение СГИ и кадрового гасящего импульса (КГИ) снижаются до уровня ниже «черного». Таким образом осуществляется гашение по строкам и по кадрам.

С помощью ограничительного каскада ОГР сигналы R, G, B ограничиваются и тем самым устраняется перевозбуждение транзисторов оконечных каскадов, что исключает образование на экране разливов светлых бликов и размыты черных.

Электронные регуляторы баланса «белого» (ББ) обеспечивают при напряжении 5,5 В средний коэффициент передачи 100% ББ.

В каскадах СУМ происходит сложение уровней «черного» сигналов R, G, B и сигналов «ошибки», которые пропорциональны изменению темнового тока ЭЛТ, а также изменению суммарного тока утечки выходных каскадов ИС и видеоусилителей.

В выходных каскадах БУФ формируются сигналы основных цветов с номинальной составляющей сигнала гашения, равной 2 В. Затем сигналы R, G, B поступают на видеоусилители ВУ и ЭЛТ. Между катодами ЭЛТ и ВУ включаются измерительные транзисторы, которые образуют внешнюю цепь отрицательной обратной связи схемы АБЧ.

На рис. 3 изображены узлы, составляющие схему АБЧ. Принцип работы АБЧ заключается в следующем: в сигналы основных цветов R, G, B поочередно вводятся измерительные импульсы T_{mr} , T_{mg} , T_{mb} в течение интервала гашения по полям, амплитуда этих импульсов сравнивается с напряжением, пропорциональным суммарному току утечки и темновому току и разность этих напряжений корректирует уровень «черного» в сигналах R, G, B. Принцип работы АБЧ КР1021ХА4 ИС К174ХА33 аналогичен, но в ИС КР1021ХА4 измерительные импульсы вводятся в строки сразу после окончания интервала гашения по полям и занимают интервалы передачи сигнала изображения по строкам, в то время как в ИС К174ХА33 измерительные импульсы вводятся в течение интервала гашения по полям. Такой способ схемотехнически сложнее, но при этом улучшается качество изображения.

Установлено, что яркость изображения должна произвольно выбираться независимо от отрегулированного темнового тока посредством выбора соответствующей амплитуды измерительных импульсов, вырабатываемых при помощи цифрового узла, однако с другой стороны, темновой ток должен находиться как можно ближе к точке запирания ЭЛТ, чтобы погрешности характеристик кинескопа и светоотдача люминофора не вели к паразитной окраске изображения на экране ЭЛТ при темных полутонах.

В качестве компромисса между противоре-

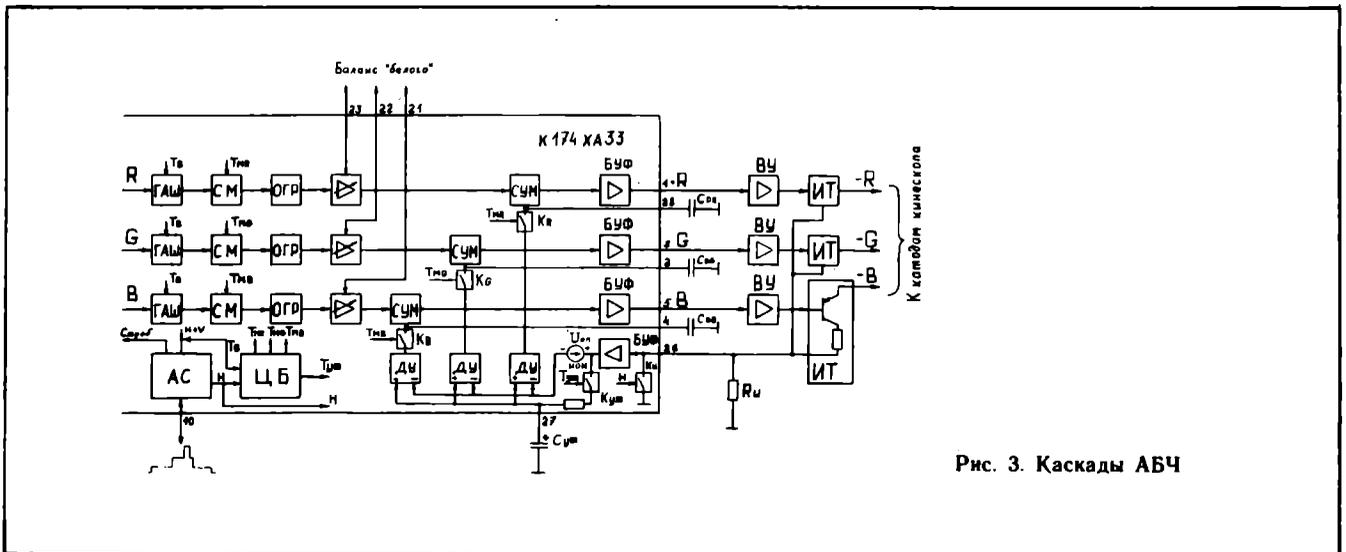


Рис. 3. Каскады АБЧ

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ, ПРОЕКТИРУЕМОЙ НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕКИ ПОЛУЗАКАЗНЫХ ИС ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ

С.К.Кочанов, В.В.Маркин

Разработанная модель предназначена для исследования зависимости выходных параметров системы синхронизации от значений и разброса ее внутренних параметров. Небольшое число элементов, простота реализации (за счет использования готовых макромоделей универсальных полузаказных ИС) обеспечивают значительную эффективность использования модели системы для моделирования ИС сложных радиоэлектронных устройств.

В связи с ростом степени интеграции современных интегральных схем, расширением их функциональных возможностей особую актуальность приобретают вопросы компьютерного моделирования разрабатываемых БИС [1]. Система синхронизации является универсальным блоком, который используется для решения широкого круга задач: слежения, формирования опорных колебаний и синтеза частот, амплитудной и частотной демодуляции и т.д. По этой причине компьютерное моделирование систем синхронизации и, главным образом, сложных многофункциональных устройств с их использованием, становится основой для успешной разработки широкого класса ИС.

Однако существует ряд проблем, связанных с компьютерным моделированием таких схем. Системы синхронизации представляют собой цепи автоматического регулирования с замкнутой обратной связью по частоте и с большим числом элементов. Типичная схема системы синхронизации содержит несколько десятков транзисторов (40—60 и более), а также резисторы и конденсаторы. Использование для ее анализа существующих пакетов схемотехнического моделирования, основывающихся на использовании одиннадцатизлементной модели Эберса-Молла для транзистора, приведет к 440—660 элементам при описании системы синхронизации на компонентном уровне. Если же требуется проанализировать ИС сложной радиоэлектронной системы, включающую в себя систему синхронизации, то размерность уравнений модели становится настолько большой, что возникают проблемы сходимости даже при анализе режима ИС по постоянному току. Другая проблема при компьютерном анализе ИС системы синхронизации состоит в том, что отношение постоянных времени процессов в различных узлах анализируемой системы синхронизации или устройства на ее основе может составлять несколько порядков. Таким образом, из-за значительных вычислительных затрат использование существующих средств схемотехнического моделирования (например, программы SPICE)

для моделирования систем синхронизации не позволяет получить всю необходимую разработчику ИС информацию. Поэтому возникает проблема поиска альтернативных подходов к моделированию ИС систем синхронизации и устройств на их основе. Так как разброс постоянных времени в анализируемых схемах уменьшить нельзя по принципиальным соображениям, то для уменьшения объема вычислительных затрат следует стремиться к значительному упрощению модели анализируемой системы.

В последнее время обозначились два основных подхода к компьютерному моделированию систем синхронизации. Суть первого из них заключается в отказе от моделирования схем на уровне элементов ИС. Анализ выполняется на уровне структурной схемы системы, когда решение интегродифференциальных уравнений, описывающих поведение системы, производится численными методами [2, 3]. Суть второго подхода к моделированию систем синхронизации заключается в использовании макромоделей системы [4], при этом по форме представления макромоделей могут быть электрическими (электрические эквивалентные схемы замещения) или же аналитическими (когда объект моделирования представляется системой уравнений, записываемых в виде функциональных зависимостей, в том числе и логических) [5]. Примером первого подхода является разработанная фирмой AT & T Bell Laboratories программа анализа и моделирования систем фазовой автоподстройки частоты PLACE-2.0 (Phase Locked Loop Analysis and Circuit Emulation) [3]. Программа PLACE-2.0 написана на языке Си и реализована на ЭВМ типа IBM System/370, AT&T3B20 и VAX-11/780. Существенным достоинством этой программы является то, что она позволяет определить устойчивость системы синхронизации при заданных постоянных времени фильтра, рассчитывает полосу захвата и время вхождения системы в синхронизм. В то же время такой подход к моделированию имеет ряд серьезных недостатков. Во-первых, при использовании подобных программ теряется связь с параметрами элементной базы ИС и схемотехническими особенностями функциональных узлов. Во-вторых, отсутствует возможность исследования поведения ИС при изменениях напряжения питания, температуры, а также под воздействием специальных факторов. В-третьих, при таком подходе нельзя осуществить комбинированное моделирование системы синхронизации и взаимодействующих с ней других подсистем ИС, в том числе и логических. Все эти факторы значительно ограничивают

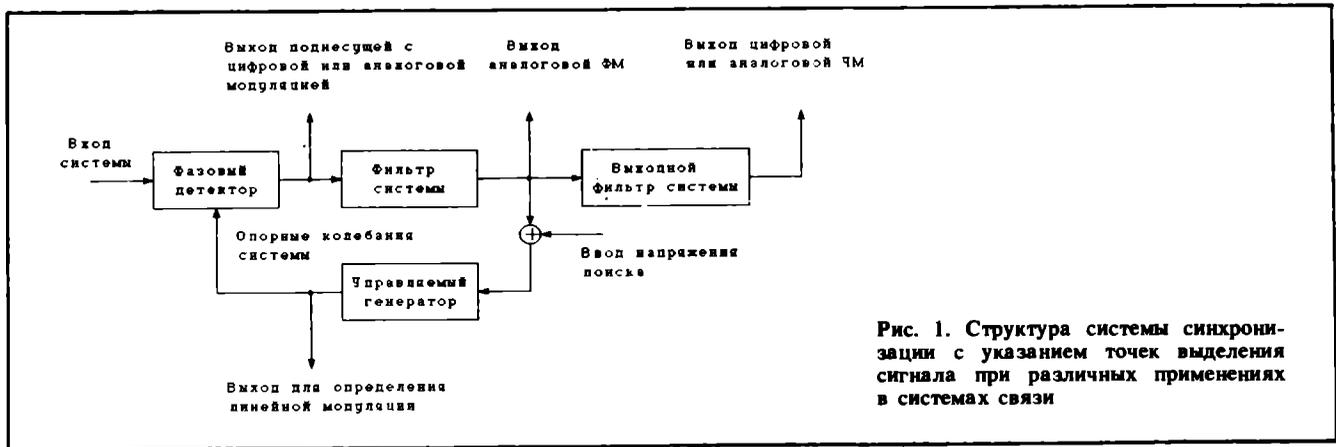


Рис. 1. Структура системы синхронизации с указанием точек выделения сигнала при различных применениях в системах связи

сферу использования подобных средств моделирования. Эти недостатки могут быть преодолены при развитии второго подхода к компьютерному моделированию систем синхронизации за счет использования макромоделей. Однако задачи, связанные с разработкой макромоделей специфических функциональных узлов систем синхронизации, таких как управляемые генераторы (УГ), фазовые детекторы (ФД), не получили широкого рассмотрения, а многочисленные публикации по этой проблеме имеют частный характер [4].

На рис. 1 представлена структура системы синхронизации с указанием точек выделения сигнала при различных применениях. Структура системы синхронизации оказывается неизменной независимо от того, используется ли она для слежения, синхронизации, линейной демодуляции, фазовой или частотной демодуляции аналоговых или цифровых сигналов или амплитудного детектирования [6]. Общность структурной схемы системы, которая применяется для различных целей, является основой для унификации схемотехнических решений ее функциональных узлов. Это позволяет использовать для реализации системы синхронизации универсальные схемы ее функциональных узлов, выполненные в виде программируемых полужаказных ИС [7]. При соответствующем определении режимов работы полужаказных ИС УГ и ФД, выборе постоянных времени фильтра, а также коэффициента усиления петли можно реализовать систему для конкретного применения с заданными свойствами. Применение программируемых полужаказных ИС позволяет улучшить качественные, стоимостные и массогабаритные параметры РЭА [7]. Исходя из этого, представляется целесообразным реализовать модель системы синхронизации для компьютерного моделирования, на основе макромоделей полужаказных ИС ее функциональных узлов. Используя модель системы, можно определить устойчивость системы синхронизации при заданных постоянных времени фильтра, рассчитать полосу захвата и время вхождения системы в синхронизм, а также предсказать параметры ИС системы синхронизации. Кроме этого, модель необходима для исследования зависимости выход-

Таблица 1

Входные параметры системы синхронизации	<p>Амплитуда входного сигнала Вид модуляции входного сигнала: — АМ-колебания; — АМ-колебания с частично подавленной несущей; — ЧМ-колебания; — ЧМн-колебания; — ФМн-колебания. Напряжение питания Температура Специальные факторы</p>
Внутренние параметры системы синхронизации	<p>Коэффициент передачи фазового детектора В/рад Постоянные времени фильтра, с Крутизна преобразования напряжения в частоту управляемого генератора (УГ), В/Гц Стабильность частоты свободных колебаний УГ: — к изменению напряжения питания; — температурная; Диапазон рабочих частот УГ, Гц Диапазон перестройки частоты УГ, Гц Структура системы синхронизации</p>
Выходные параметры системы синхронизации	<p>Устойчивость системы синхронизации Полоса удержания системы Полоса захвата системы Время вхождения системы в синхронизм Скорость отклика на скачок фазы Скорость отклика на скачок частоты Величина фазовой ошибки в режиме синхронизации</p>

ных параметров системы от ее входных и внутренних параметров, а также для исследования влияния параметров системы синхронизации на параметры радиоэлектронной системы, в которой она используется. В табл. 1 приведены входные, внутренние и выходные параметры системы синхронизации.

Как видно из табл. 1, внутренними параметрами системы синхронизации являются выходные параметры ее функциональных узлов, которые и определяют выходные параметры последней. Таким образом, реализация модели системы синхронизации на основе макромоделей универсальных полужаказных ИС ее функциональных узлов, идентифика-

ция их параметров через измерения электрических параметров и характеристик соответствующих полузаказных ИС позволяют установить однозначное соответствие между параметрами элементов ИС, схемотехническими особенностями, структурой схемы и выходными параметрами ИС системы синхронизации.

Для определения структуры модели системы синхронизации рассмотрим вид представления ее функциональных узлов, иными словами определим, какие блоки системы целесообразно представить в виде функциональных зависимостей (математическая модель), а какие в виде макромоделей, реализованных на основе эквивалентных электрических схем. Рассмотрим работу системы синхронизации, структурная схема которой изображена на рис. 1. Пусть на линейный вход фазового детектора системы синхронизации, который выполнен на основе полузаказной ИС [7], поступают периодические колебания вида: $U_{вх}(t) = U_a \cdot \sin \Phi_1(t)$, где U_a — амплитуда входных колебаний, $\Phi_1(t) = \omega_0 + \Theta_1(t)$ — фаза колебаний, ω_0 — круговая частота входных колебаний, а $\Theta_1(t)$ — величина фазового сдвига, а на нелинейный вход фазового детектора поступают опорные колебания с управляемого генератора системы вида: $U_{оп}(t) = U_0 \cdot \sin \Phi_2(t)$, где $\Phi_2(t) = \omega_0 + \Theta_2(t)$ — фаза опорных колебаний, ω_0 — круговая частота, $\Theta_2(t)$ — величина фазового сдвига. Фазовый детектор представляет собой балансный переумножитель частоты [8], который можно представить в виде управляемого напряжением источника напряжения с выходным сигналом вида:

$$U_{фд}(t) = 0,5 \cdot K_{фд} \cdot U_a \cdot \sin [\Phi_1(t) - \Phi_2(t)],$$

где $K_{фд}$ — коэффициент передачи фазового детектора. Полученное выражение представляет собой математическую модель фазового детектора.

С выхода фазового детектора напряжение $U_{фд}(t)$ поступает на фильтр системы (см. рис. 1). В качестве фильтра системы синхронизации обычно используется пассивный корректирующий фильтр. В связи с тем, что фильтр системы является интегрирующим звеном, в модели ИС системы синхронизации имеет смысл реализовать его в виде схемы из сосредоточенных RC-компонентов. А так как корректирующий фильтр имеет в своем составе всего три элемента R1, R2 и C, то его представление в виде электрической схемы не приведет к значительному увеличению количества элементов и узлов в модели ИС системы синхронизации. Так как в большинстве применений систем синхронизации значения компонентов фильтра таковы, что их нельзя реализовать в интегральной форме (из-за больших значений номиналов RC-элементов), компоненты фильтра являются внешними по отношению к ИС элементами. Поэтому для того, чтобы учесть влияние выходного сопротивления фазового детектора на величину постоянных времени фильтра системы, в случае непосредственного подключения фильтра к выходу фазового детектора, необ-

ходимо в модели ИС системы синхронизации последовательно между источником напряжения, моделирующим фазовый детектор, и общим выводом, включить резистор $R_{вх.фд}$. Кроме того, необходимо также учесть и влияние входного сопротивления ИС (со стороны вывода к которому подключен фильтр системы). Для этого в модели системы между точкой подключения фильтра к ИС и общим выводом необходимо включить резистор, моделирующий входное сопротивление ИС — $R_{вх.уг}$. Напряжение на выходе фильтра системы, опуская высокочастотные составляющие, можно записать в виде:

$$U_y(t) = 0,5 \cdot K_{фд} \cdot K_{фич} \cdot U_a \cdot \sin [\Phi_1(t) - \Phi_2(t)],$$

где $K_{фич}$ — модуль передаточной функции фильтра системы. Это напряжение поступает на вход управляемого генератора, вызывая изменение его частоты и его принято называть управляющим напряжением [9]. Приращение частоты управляемого генератора пропорционально величине управляющего напряжения на его входе, причем: $\omega_{угн} = \omega_0 + K_{уг} \cdot U_y(t)$, где $K_{уг}$ — коэффициент преобразования напряжения в частоту управляемого генератора. Выражение для опорных колебаний управляемого генератора с учетом зависимости изменения фазы $\Theta_2(t)$ от величины управляющего напряжения $U_y(t)$ можно записать в виде [9]:

$$U_{оп}(t) = U_0 \cdot \sin [\omega_0 \cdot t + K_{уг} \int_0^t U_y(t) dt].$$

Таким образом, управляемый генератор осуществляет интегрирование во времени управляющего напряжения, изменяя свою частоту и фазу в соответствии с его значением, а полученное выражение представляет собой математическую модель управляемого генератора. Однако это выражение не содержит информации о параметрах элементов ИС, на которых выполнен управляемый генератор, о его структуре и особенностях схемотехники. Поэтому для модели системы синхронизации целесообразно использовать нелинейную динамическую макромоделю полузаказной ИС управляемого генератора, которая работает в соответствии с последним выражением, а ее передаточная характеристика преобразования напряжения в частоту $K_{уг}$ идентифицируется путем измерения электрических параметров и характеристик полузаказной ИС.

Модель проектируемой на основе библиотеки полузаказных ИС функциональных узлов ИС системы синхронизации со структурной схемой, представленной на рис. 1, состоит из трех блоков: фазового детектора, управляемого в виде источника напряжения, управляемого напряжением V_{fd} и нагруженного на резистор R_{fd} , который моделирует выходное сопротивление схемы; корректирующего фильтра, представленного в виде его полной электрической

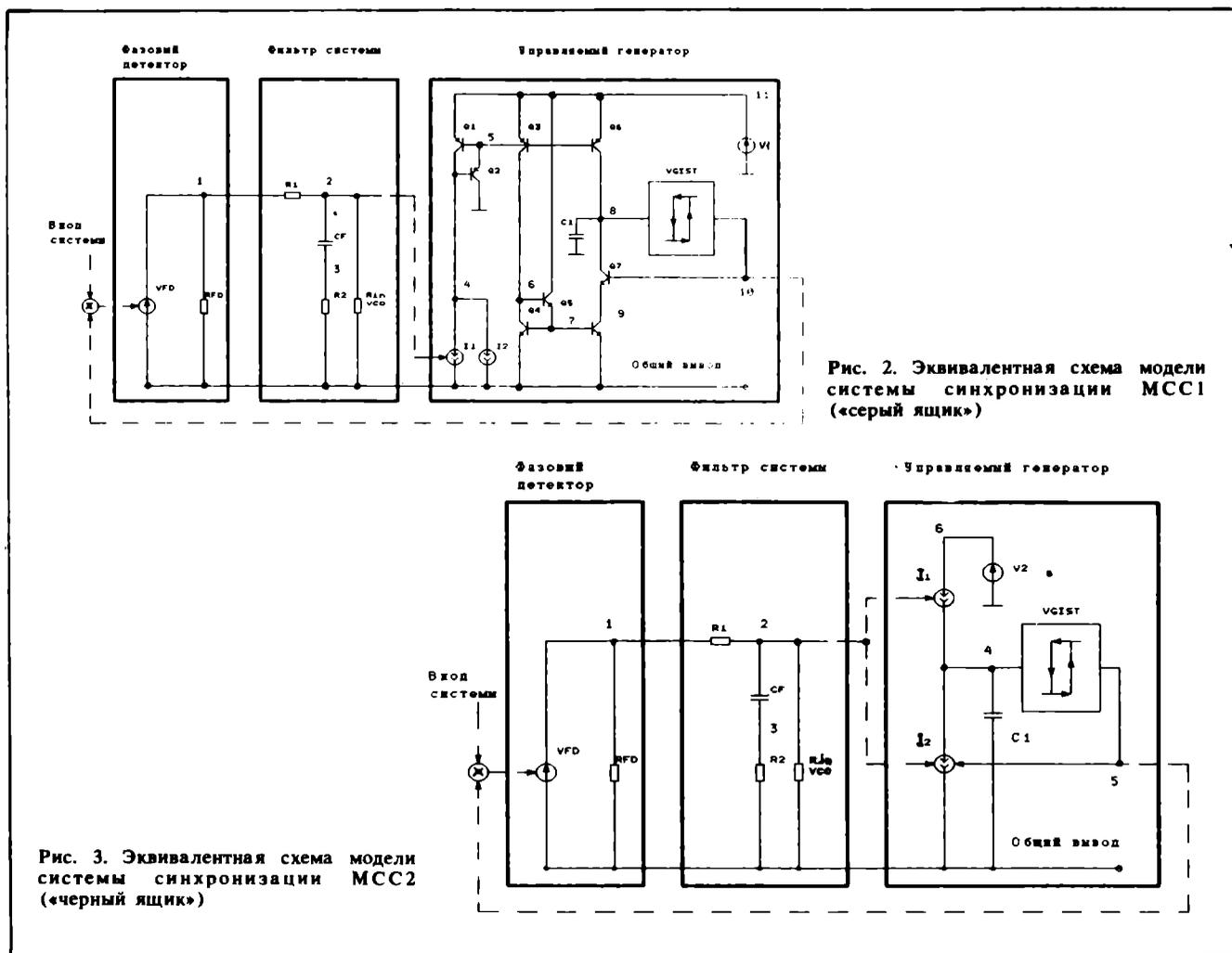


Рис. 2. Эквивалентная схема модели системы синхронизации МСС1 («серый ящик»)

Рис. 3. Эквивалентная схема модели системы синхронизации МСС2 («черный ящик»)

схемы R1, R2 и Cf и управляемого генератора, представленного в виде его нелинейной динамической макромодели. Эквивалентная схема модели системы синхронизации представлена на рис. 2. В целом нелинейная модель системы синхронизации содержит 19 элементов, из которых 6 линейные и 13 нелинейные элементы, 12 узлов. По сравнению с полной электрической схемой системы синхронизации, которая выполнена на трех полузаказных ИС [7], ее модель обеспечивает выигрыш по числу нелинейных элементов в шесть раз, по числу линейных элементов также в шесть раз, по количеству узлов в семь раз. Компьютерное исследование модели проводится с использованием программы схемотехнического моделирования NAP-2.

Разработанная нелинейная модель системы синхронизации (МСС-1) представляет собой «серый ящик», так как содержит информацию о наиболее существенных параметрах элементов ИС, особенностях схемотехники и структуры системы синхронизации. Модель разработана специально для исследования зависимости выходных параметров системы от значений и разброса ее внутренних параметров (см. табл. 1). Небольшое число элементов и простота реализации (за счет использования готовых макромоделей универсальных полузаказных ИС

узлов системы) обеспечивают значительную эффективность использования модели.

Для моделирования ИС сложных радиотехнических устройств, реализованных на основе систем синхронизации, требуется иметь такую ее модель, которая бы позволяла достаточно точно имитировать поведение системы (МСС2). Такая модель не обязательно должна содержать информацию о параметрах элементов ИС, схемотехнических особенностях функциональных узлов и структуре системы, но она должна учитывать влияние входных параметров на выходные (см. табл. 1). Для того чтобы снизить временные и вычислительные затраты на анализ устройства, модель системы синхронизации должна иметь минимальное число внутренних элементов и параметров. Так, например, описанная выше нелинейная модель системы синхронизации может быть упрощена за счет сокращения числа элементов в макромодели управляемого генератора. Процесс реализации модели системы такой же, как и раньше, но вместо макромодели управляемого генератора (ММ1) можно использовать его упрощенную макромодель (ММ2). Эквивалентная схема нелинейной модели системы синхронизации (МСС2) с минимальным числом внутренних элементов и параметров приведена на рис. 3. Модель системы синхронизации содержит всего

Таблица 2

Параметр	МК	МСС1	МСС2
Общее число элементов: линейных нелинейных	115	19	11
	37	6	5
	75	13	6
Общее число узлов	82	12	7
Время работы процессора, с	3000	300	40
Выигрыш по количеству узлов Выигрыш по времени работы	1	7	12
	1	10	75

11 элементов и 7 узлов и обеспечивает минимальные временные затраты на динамический анализ системы. В то же время, благодаря тому, что используются макромоделли ИС функциональных узлов, параметры которых идентифицируются в результате измерения электрических характеристик этих ИС, точность имитации реальной системы синхронизации очень высока.

Для оценки эффективности использования макромоделей в табл. 2 приведены результаты моделирования системы синхронизации на уровне компонентов (МК) и с использованием макромоделей (МСС1) и (МСС2). При расчетах использовалась программа NAP-2.

ЛИТЕРАТУРА

1. В л а х И., С и н г х а л К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем/ Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1988.— 560 с.
2. R i p p y R. Basic programm eases analysis of phase-locked loops.— EDN, vol. 31, N 13, June 26, 1986.
3. P l a c e - S o u n d e r s J.H. Place — 2.0 — An Interactive Programm for PLL Analysis and Design.— AT&T Technical Journal, vol. 64, No. 5, May — June 1985.
4. Макромоделирование интегральных микросхем/ В.Ф.Бардаченко, Ю.Н.Басов, Ю.В.Королев, И.А.Ющенко; Под ред. Ю.В.Королева.— Киев: Техніка, 1985.— 118 с.
5. Макромоделирование аналоговых интегральных микросхем/ А.Г.Алексенко, Б.И.Зуев, В.Ф.Ламекин, И.А.Романов.— М.: Радио и связь, 1983.— 248 с.
6. Л и н д с е й В. Системы синхронизации в связи и управлении/ Пер. с англ., под ред. Ю.Н.Бакаева и М.В.Капанова.— М.: Сов. радио, 1978.— 600 с.
7. К о ч а н о в С.К. Программируемые полузаказные ИС для помехоустойчивых систем синхронизации и устройств обработки АМ-колебаний.— Электронная промышленность, 1991, вып. 1, с. 20—24.
8. G r e b e n e A.B. Bipolar And MOS Analog Integrated Circuit Design. A Wiley — Interscience Publication John Wiley&Sons, 1985.
9. К л э п п е р Д., Ф р э н к л Д. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты/ Пер. с англ., под ред. А.Ф.Фотина.— М.: Энергия, 1977.

Статья поступила 20 мая 1991 г.

НЕЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МАКРОМОДЕЛЬ ПОЛУЗАКАЗНОЙ ИС УПРАВЛЯЕМОГО ГЕНЕРАТОРА

С.К.Кочанов, В.В.Маркин

Разработана макромоделль программируемой полузаказной ИС управляемого генератора. Предложена методика создания макромоделей функциональных узлов системы синхронизации и идентификации их параметров.

С ростом степени интеграции современных интегральных схем, расширением их функциональных возможностей особую актуальность приобретают вопросы компьютерного моделирования разрабатываемых БИС [1]. В связи с тем, что системы синхронизации представляют собой цепи автоматического регулирования с замкнутой по частоте обратной связью и большим числом элементов, использование существующих средств схемотехнического моделирования, таких как программа SPICE [2]

и др., для их моделирования на уровне стандартных схемотехнических компонентов из-за значительных вычислительных затрат не позволяют получить всю необходимую разработчику информацию. В работе [3] предложен способ проектирования помехоустойчивых систем синхронизации на основе программируемых полузаказных ИС функциональных узлов системы. Исходя из этого, представляется целесообразным реализовать модель системы синхронизации для компьютерного моделирования на основе макромоделей полузаказных ИС функциональных узлов системы. Используя такую модель, можно определить устойчивость системы синхронизации при заданных постоянных времени фильтра, рассчитать полосу захвата и время вхождения системы в синхронизм, а также предсказать параметры ИС системы синхронизации.

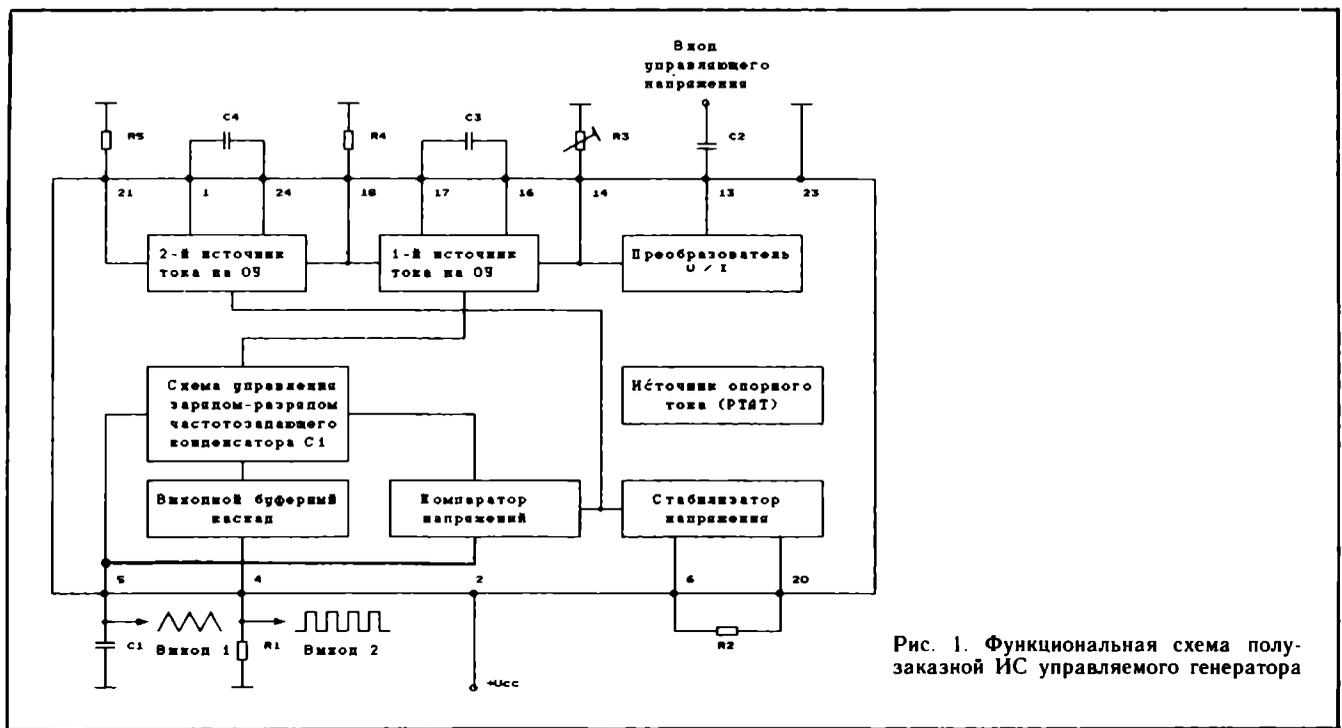


Рис. 1. Функциональная схема полужаказной ИС управляемого генератора

Основным наиболее сложным узлом системы синхронизации, который во многом определяет ее предельные характеристики, является управляемый генератор. На примере разработки макромоделей ИС управляемого генератора предложена методика создания макромоделей ИС функциональных узлов систем синхронизации. На рис. 1 представлена функциональная схема полужаказной ИС управляемого генератора. ИС предназначена для использования в составе помехоустойчивых систем синхронизации различного применения [3]. Генератор реализован на основе ненасыщающегося мультивибратора с частото задающим конденсатором, один вывод которого заземлен. Полная схема генератора содержит шестьдесят транзисторов, тринадцать резисторов и три конденсатора. ИС выполнена в 24-выводном металлокерамическом корпусе. По функциональному назначению в схеме можно выделить следующие подсхемы: преобразователя напряжения в ток; первого источника тока на операционном усилителе; второго источника тока на операционном усилителе; управления зарядом и разрядом частото задающего конденсатора; выходного буферного каскада; компаратора напряжений с гистерезисом; стабилизатора напряжения; источника прямопропорционального абсолютной температуры опорного тока (РТАТ). В связи с тем, что принципиальная электрическая схема ИС управляемого генератора имеет в своем составе только стандартные компоненты (транзисторы, резисторы, конденсаторы и пр.), модели которых имеются в большинстве существующих на сегодняшний день программ схемотехнического моделирования, реализация модели этой схемы на уровне стандартных компонентов (МК) не представляет труда. Схема может быть описа-

на на входном языке программы схемотехнического моделирования, а уравнения модели генератора будут сформированы ее транслятором с входного языка. Чисто теоретически такие программы позволяют исследовать влияние входных и внутренних параметров схемы на ее выходные параметры. Однако из-за значительных временных затрат на расчеты воспользоваться этой возможностью часто не представляется возможным. Кроме того, из-за большого массива внутренних переменных (41 параметр модели Эберса-Молла транзистора, плюс пассивные компоненты схемы) нельзя определить те из них, которые в наибольшей степени оказывают влияние на выходные параметры устройства.

Макромоделирование способствует решению этих проблем, однако задачи, связанные с разработкой макромоделей специфических функциональных узлов систем синхронизации, таких как управляемые генераторы, фазовые детекторы, не получили широкого рассмотрения, а немногочисленные публикации по этой проблеме имеют частный характер [4]. Цель разработки макромоделей полужаказной ИС управляемого генератора системы синхронизации состоит в следующем. Во-первых, исследование влияния входных и внутренних параметров полужаказной ИС на ее выходные параметры, во-вторых, определение тех внутренних параметров, которые оказывают наибольшее влияние на выходные параметры этой ИС, и, в-третьих, разработка нелинейной динамической модели системы синхронизации.

Для разработки макромоделей ИС управляемого генератора в первую очередь необходимо осуществить разбиение принципиальной электрической схемы полужаказной ИС управляемо-

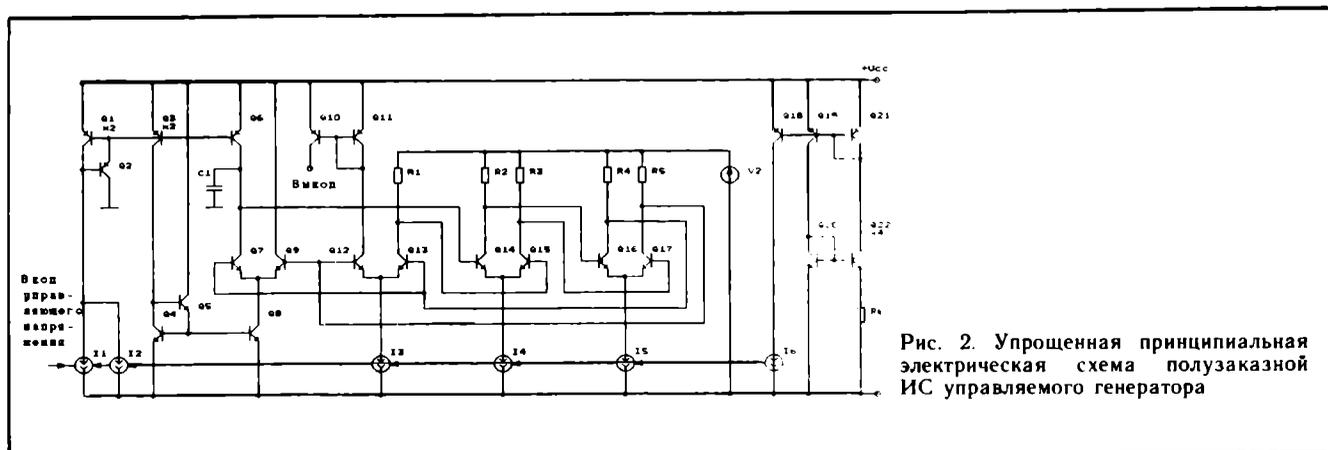


Рис. 2. Упрощенная принципиальная электрическая схема полужаказной ИС управляемого генератора

го генератора на подсхемы таким образом, чтобы каждая подсхема выполняла какую-либо одну функцию (см. рис. 1), затем определить, какие каскады схемы управляемого генератора можно заменить несложными эквивалентными электрическими схемами. Так, например, стабилизатор опорного напряжения можно заменить идеальным источником постоянного напряжения; генераторы тока, выполненные на транзисторах, а также первый и второй источники постоянного тока на операционных усилителях можно заменить идеальными генераторами тока (так как изменения опорного тока благодаря общей шине управления происходят одновременно во всей схеме, пропорционально увеличивая или уменьшая все режимные токи, но не меняя их отношения); преобразователь напряжения в ток целесообразно заменить на источник тока, управляемый напряжением. Такая операция позволит сохранить особенности структурного и схемотехнического построения ИС и в то же время исключить максимально возможное число элементов из полной электрической схемы, оставив только самые существенные.

На рис. 2 представлена упрощенная принципиальная электрическая схема полужаказной ИС управляемого генератора. Схема генератора содержит двадцать два транзистора, шесть резисторов, один конденсатор, шесть управляемых генераторов тока и два источника постоянного напряжения. По функциональному назначению в схеме можно выделить следующие подсхемы: управления зарядом и разрядом конденсатора C_1 ; состоящую из транзисторов Q_1 — Q_9 , конденсатора C_1 , управляемых генераторов тока I_1 и I_2 ; компаратора напряжений с гистерезисом, состоящего из транзисторов Q_{12} — Q_{17} , резисторов R_1 — R_5 , управляемых генераторов тока I_3 — I_5 и источника постоянного напряжения V_2 ; выходного буферного каскада на транзисторах Q_{10} — Q_{11} и источника опорного тока прямо пропорционального абсолютной температуре (РТАТ), который выполнен на транзисторах Q_{18} — Q_{22} и резисторе R_6 .

Теперь следует определить систему внутренних параметров схемы с целью выявить те из них, что оказывают наибольшее влияние на выходные параметры ИС управляемого генератора. Для этого необходимо составить

систему уравнений, описывающих работу полужаказной ИС управляемого генератора, упрощенная электрическая схема которого представлена на рис. 2. Управляемый генератор работает следующим образом. Когда на конденсаторе C_1 низкий уровень напряжения, на выходе компаратора напряжений также низкий уровень и ключ, выполненный на транзисторе Q_7 , закрыт. В это время идет заряд конденсатора C_1 постоянным током $(I_1 + I_2)/2$ через токовое зеркало на транзисторах Q_1 , 2 и Q_6 . Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает уровня срабатывания компаратора напряжений, последний меняет состояние на выходе, ключ на транзисторе Q_7 открывается и начинается разряд конденсатора разностью токов, текущих через транзисторы Q_6 и Q_8 , до низкого уровня. Перепад напряжений на конденсаторе C_1 определяется порогом срабатывания компаратора напряжений ΔU . Частота свободных колебаний управляемого генератора может быть представлена в следующем виде [5]:

$$f = (I_1 + I_2) / (4 \cdot C_1 \cdot \Delta U).$$

Как следует из этого выражения, частота колебаний схемы прямо пропорциональна величине управляющего тока I_1 и обратно пропорциональна амплитуде переменного напряжения ΔU на конденсаторе C_1 . Для рассматриваемой схемы величина ΔU определяется как величина полного размаха напряжений $I_3 R_1$ на выходе компаратора напряжений минус падение напряжения на резисторе R_1 , вызванное протеканием базового тока транзистора Q_{15} — $I_4 R_1 / h_{21e}$, где h_{21e} — коэффициент усиления по току n — p — n -транзистора Q_{15} , минус удвоенное падение напряжения на резисторе R_1 , вызванное протеканием малого тока в одном из закрытых транзисторов дифференциального каскада Q_{12} — Q_{13} из-за неполного переключения тока I_3 , и плюс разницы напряжений между базами транзисторов Q_{14} и Q_{15} — δU , которая вызывает переключение компаратора. В общем виде амплитуду переменного напряжения ΔU на конденсаторе C_1 можно записать: $\Delta U = I_3 R_1 - I_4 R_1 / h_{21e} - 2I_3 C' R_1 + \delta U$. Используя это выражение, легко получить

частоту свободных колебаний полузаказной ИС управляемого генератора:

$$f = \frac{I_1 + I_2}{\{4 \cdot C1 \cdot [I_3 R1 - I_4 R1 / h21e - 2I_3 R1 / \{1 + \exp(I_5 R5 / \Phi_T)\}] + \delta U\}} \quad (1)$$

В ИС управляемого генератора организована прямо пропорциональная зависимость режимных токов схемы от величины температурного потенциала Φ_T , поэтому номинально частота свободных колебаний генератора не зависит от температуры (см. выражение 1). Такую зависимость величины режимных токов от величины температурного потенциала Φ_T позволяет получить источник опорного тока на транзисторах Q18—Q22 [см. рис. 2). Поэтому можно принять, что отношение токов в схеме не зависит от температуры, а пропорционально некоторым постоянным, и исключить схему источника опорного тока из дальнейшего рассмотрения. Полученное выражение представляет собой математическую модель управляемого генератора, а переменные в этом выражении представляют собой систему внутренних параметров его модели.

Как следует из этого выражения, наибольшее влияние на параметры схемы оказывают схема управления зарядом и разрядом конденсатора C1 и схема компаратора напряжений. Так, например, в схеме управления зарядом и разрядом конденсатора C1 при изменении напряжения питания происходит модуляция коллекторных токов транзисторов Q3 и Q6, вызванная изменением напряжения коллектор—эмиттер этих транзисторов, что прямо влияет на величину токов заряда и разряда конденсатора C1. Компаратор напряжений с гистерезисом также оказывает значительное влияние на параметры ИС. Однако моделирование электрических схем с гистерезисом связано с большими проблемами. Из-за того, что в точках перехода производная функции имеет разрыв, сходимость схем, реализующих эту функцию, очень затруднена и требует больших вычислительных затрат. В то же время работу компаратора напряжений с гистерезисом можно записать в виде несложного логического выражения:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} 0, & \text{если напряжение на конденсаторе } C1 \text{ изменяется от низкого уровня к высокому;} \\ 1, & \text{если напряжение на конденсаторе } C1 \text{ изменяется от высокого уровня к низкому.} \end{cases}$$

С целью упрощения эквивалентной электрической схемы макромодели и снижения вычислительных затрат компаратор напряжений, выполненный на транзисторах Q13—Q17, резисторах R1—R5, управляемых генераторах тока $I_3—I_5$ и источнике постоянного напряжения V2, целесообразно представить в виде источника напряжения, управляемого напряжением с несложной функциональной зависимостью. Таким образом, эквивалентная схема нелинейной ди-

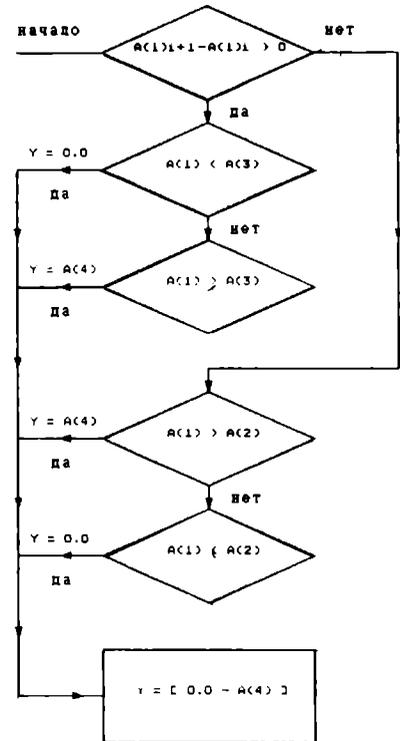
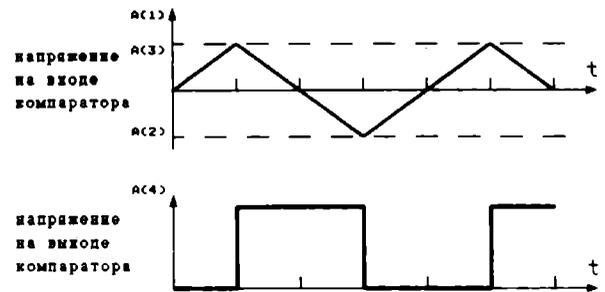


Рис. 3. Алгоритм работы подпрограммы моделирующей работу компаратора напряжений с гистерезисом

намической макромодели полузаказной ИС управляемого генератора должна содержать схему управления зарядом и разрядом конденсатора C1, выполненную в виде стандартных схемотехнических компонентов, параметры которых оказывают непосредственное влияние на работу схемы, а также реализованный в виде функционального блока компаратор напряжений с гистерезисом, работа которого опи-

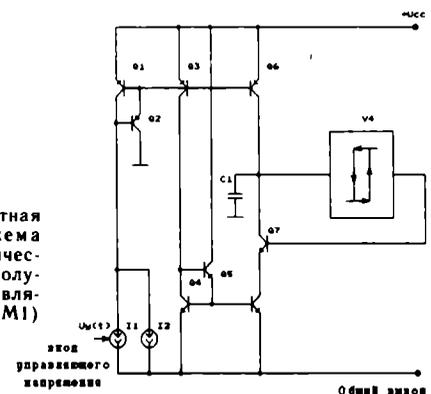


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема нелинейной динамической макромодели полузаказной ИС управляемого генератора (ММ1)

сывается аналитическими выражениями. Благодаря появлению более совершенных средств схемотехнического моделирования стало возможным описание части схемы в виде математического выражения. Так, например, известны программа схемотехнического моделирования PSPICE-4.0, а также программа NAP-2 (Nonlinear Analysis Progame), которые позволяют разработчику заменять по своему усмотрению те или иные подсхемы в своих проектах аналитическими выражениями, описывающими их работу. На рис. 3 представлен алгоритм работы подпрограммы, моделирующей компаратор напряжений с гистерезисом.

На рис. 4 представлена эквивалентная электрическая схема нелинейной динамической макромодели полузаказной ИС управляемого генератора. В макромодели наиболее существенные для работы схемы управляемого генератора элементы представлены в виде стандартных схемотехнических компонентов, тогда как другие заменены простейшими эквивалентными электрическими схемами или их функциональным описанием, оформленным в виде подпрограмм. Обращение к подпрограммам осуществляется из текста описания схемы на входном языке программы схемотехнического моделирования. Благодаря использованию этого приема удалось почти в шесть раз уменьшить количество нелинейных элементов в эквивалентной схеме макромодели и в семь раз уменьшить количество узлов схемы по сравнению с моделью схемы на уровне компонентов.

После того, как структура макромодели и система параметров определены, следует идентифицировать параметры макромодели управляемого генератора таким образом, чтобы разработанная макромодель наиболее точно моделировала поведение полузаказной ИС управляемого генератора. Под идентификацией параметров понимается экспериментальное определение значений параметров, характеризующих динамику поведения объекта, в предположении, что структура модели известна [6]. Определим значения и функциональные зависимости параметров макромодели, представленной на рис. 4. Об идентификации параметров модели Эберса-Молла транзистора довольно-таки много известно [7], поэтому в этой работе этот вопрос не рассматривается. В качестве параметров модели Эберса-Молла транзисторов используются параметры транзисторов БМК Фархад-2, на котором и реализована полузаказная ИС генератора [8]. Для разработанной макромодели необходимо идентифицировать закон изменения и абсолютное значение управляемого напряжением генератора тока I_1 (см. рис. 2), параметр, определяющий передаточную характеристику преобразования напряжения в частоту управляемого генератора; определить абсолютное значение величины тока I_1 ; определить диапазон входного и выходного напряжения источника напряжения, управляемого напряжением, которым моделирует работу компаратора напряжений с гистерезисом.

Диапазон изменения напряжения на входе компаратора определяется выражением для

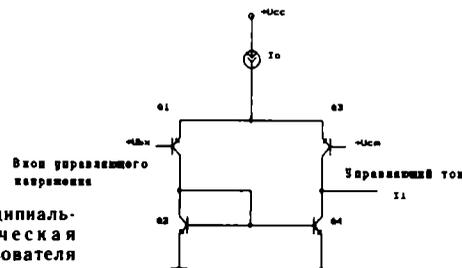


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема преобразователя напряжения в ток

ΔU . Входящие в это выражение переменные легко могут быть определены как расчетным путем, так и путем измерения параметров полузаказной ИС управляемого генератора. Так на 5 выводе ИС генератора (см. рис. 1) можно наблюдать переменные колебания треугольной формы, постоянная составляющая и амплитуда ΔU которых измеряются вольтметром. По результатам измерений определяются значения параметров $A(2)$ и $A(3)$ подпрограммы, моделирующей работу компаратора напряжений.

Напряжение на выходе компаратора можно определить по аналогии с тем, как рассчитывалась величина ΔU . Для рассматриваемой схемы (см. рис. 2) переключающее напряжение на базу транзистора Q7 поступает с выхода дифференциального каскада на транзисторах Q16—Q17 и определяется как величина полного размаха напряжения $I_5 R_5$ на выходе компаратора напряжений минус падение напряжения на резисторе R5, вызванное протеканием суммы базовых токов транзисторов Q7—Q13 (или Q9 и Q12), — $(I_1 + I_2 + I_3) R_5 / h_{21e}$ минус удвоенное падение напряжения на резисторе R5, вызванное протеканием малого тока в одном из закрытых транзисторов дифференциального каскада Q16—Q17 из-за неполного переключения тока I_5 . В общем виде амплитуду выходного напряжения компаратора (параметр $A(4)$ в подпрограмме, моделирующей работу компаратора напряжений) можно записать так: $A(4) = I_5 R_5 - (I_1 + I_2 + I_3) R_5 / h_{21e} - 2I_5 R_5 / [1 + \exp(-I_4 R_4 / \varphi_T)]$.

Не представляет труда определить экспериментальным путем значения токов I_2 , I_3 . Так можно записать: $I_2 = U_{14} / R_3$ и $I_3 = U_{21} / R_5$, где U_{14} , U_{21} — постоянное напряжение на 14 и 21 выводах ИС генератора, а R_3 и R_5 — элементы схемы включения ИС. Так как отношение токов в ИС генератора известны, остальные параметры выражения, определяющего $A(4)$, довольно-таки легко рассчитать.

Идентифицируем главную зависимость макромодели — передаточную характеристику преобразования напряжения в частоту. Как следует из выражения (1), эта характеристика определяется величиной тока I_1 (см. рис. 2), поэтому идентификация этого параметра заключается в определении закона изменения управляемого входным напряжением генератора тока I_1 и в определении абсолютного значения этой величины. На рис. 5 представлена принципиальная электрическая схема преобразователя напряжения в ток. Для приведенной схемы преобразователя напряжения в ток, выполненной

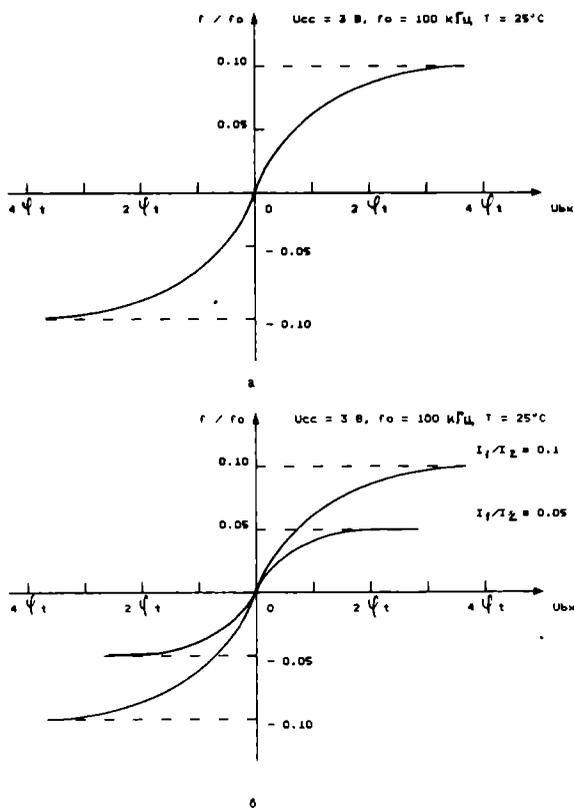


Рис. 6. Передаточные характеристики преобразования напряжения в частоту управляемого генератора: а — характеристика, полученная в результате измерения параметров ползукаказной ИС генератора; б — характеристика, полученная в результате моделирования.

на транзисторах Q1—Q4, зависимость преобразования входного напряжения $U_{вх}$ в ток I_1 можно записать следующим образом [9]:

$$I_1 = I_0 \left\{ \frac{1}{1 + \exp(U_{вх}/\varphi_T)} - \frac{1}{1 + \exp(-U_{вх}/\varphi_T)} \right\}. \quad (2)$$

Величину I_1 можно определить по результатам измерения передаточной характеристики управляемого генератора. Так, если на управляющий вход управляемого генератора последовательно подать постоянное напряжение противоположной полярности (примерно ± 200 мВ) и измерять при этом частоту свободной генерации ИС, то абсолютное значение величины I_1 можно определить по формуле $I_1 = \Delta f / (4C1 \Delta U)$, где Δf — разность частот при двух значениях напряжения на входе, а ΔU — размах напряжения пилы на 5 выводе ИС генератора. Выбор входного напряжения ± 200 мВ определяется так, чтобы вызвать полное переключение тока генератора тока I_0 (см. рис. 5) в одно из плеч дифференциального каскада, выполненного на транзисторах Q1—Q3.

После того как определены все параметры макромодели, необходимо проверить насколько точно она позволяет имитировать поведение ползукаказной ИС управляемого генератора. На рис. 6 представлены передаточные характе-

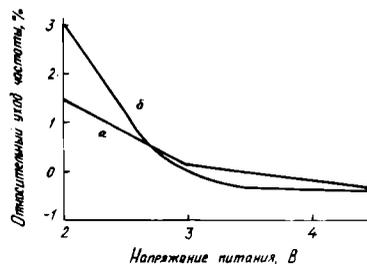


Рис. 7. Зависимость относительного изменения частоты управляемого генератора от изменения напряжения питания схемы: а — характеристика, полученная в результате компьютерного моделирования; б — характеристика, полученная в результате измерения параметров ползукаказной ИС управляемого генератора

ристики преобразования напряжения в частоту управляемого генератора. На рис. 7 представлена зависимость относительного изменения частоты управляемого генератора от изменения напряжения питания схемы. Как видно из рис. 7, нелинейная динамическая макромодель управляемого генератора позволяет с высокой точностью моделировать поведение этой схемы при изменениях напряжения питания. Временные затраты на динамический анализ, по результатам которого определяется частота свободных колебаний схемы при каждом значении напряжения питания (на 100 шагов интегрирования), составляют 10—20 с работы процессора IBM PC/AT 386/387.

Благодаря значительному сокращению числа параметров в макромодели (ММ1), по сравнению с моделью ИС на уровне компонентов (МК), удается исследовать влияние разброса параметров компонентов схемы на относительный уход частоты свободной генерации управляемого генератора и на изменение передаточной характеристики управляемого генератора. Таким образом, нелинейная динамическая макромодель управляемого генератора (ММ1) позволяет добиться высокой точности получаемых результатов, а для ее реализации требуются программы схемотехнического анализа, позволяющие записывать функциональные выражения. ММ1 позволяет получить небольшую размерность уравнений макромодели и, как следствие, требует незначительных временных затрат на расчеты. Разработанная нелинейная динамическая макромодель ползукаказной ИС управляемого генератора (ММ1) содержит информацию о параметрах элементной базы ИС, схемотехнических особенностях и структуре схемы. Такие макромодели называют «серыми ящиками» [10]. При помощи этой макромодели можно исследовать зависимость выходных параметров ИС управляемого генератора от входных и внутренних ее параметров. С другой стороны, макромодель ИС управляемого генератора, которую предполагается использовать для реализации нелинейной модели системы синхронизации, не обязательно должна содержать информацию о параметрах элементной базы ИС, схемотехнических особенностях и ее структуре. В некоторых случаях она должна лишь имитировать поведение ИС генератора. Такая макромодель должна адекватно моделировать передаточную характеристику преобразования напряжения в частоту ползукаказной ИС управляемого генератора. Поэтому целесообразно разработать нелинейную макромодель «черный ящик» — ММ2, которая должна иметь переда-

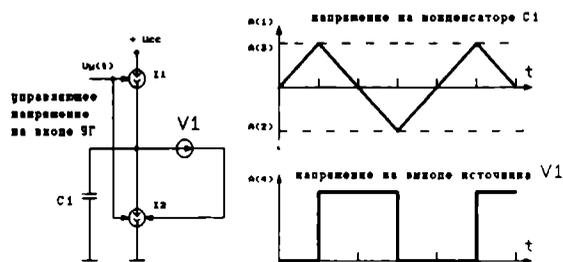


Рис. 8. Нелинейная динамическая макро модель полузаказной ИС управляемого генератора, реализованная на основе функциональных зависимостей (ММ2)

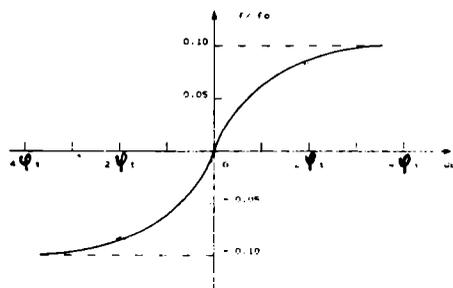


Рис. 9. Передаточная характеристика преобразования напряжения в частоту нелинейной макро модели управляемого генератора (ММ2)

точную характеристику преобразования напряжения в ток, такую же как и у ИС генератора. Так же как и в рассмотренном выше случае, определяется структура макро модели и идентифицируются ее параметры.

Как уже отмечалось, заряд конденсатора C1 осуществляется током $(I_1 + I_2)/2$ через токовые зеркала на транзисторах Q1, Q2 и Q6, а его разряд осуществляется током $(I_1 + I_2)$ через токовые зеркала на транзисторах Q1—Q5, Q8. Причем ток заряда $(I_1 + I_2)/2$ поступает на конденсатор C1 непрерывно, тогда как ток разряда $(I_1 + I_2)$ течет лишь тогда, когда открыт ключ на транзисторе Q7 (высокий уровень на выходе компаратора напряжений). Поэтому эквивалентная электрическая схема макро модели должна содержать следующие элементы: управляемый входным напряжением генератор тока I'_1 (он моделирует работу под схемы заряда конденсатора C1), конденсатор C1, источник напряжения, управляемый напряжением (он моделирует работу компаратора напряжений), и управляемый напряжением генератор тока I'_2 (он моделирует работу под схемы разряда конденсатора). Последний принимает следующие значения: если на выходе источника напряжения высокий уровень, значение тока $I'_2 = 2 \cdot I'_1$, а когда на выходе источника напряжения низкий уровень $I'_2 = 0$. На рис. 8 представлена нелинейная динамическая макро модель полузаказной ИС управляемого генератора, реализованная на основе функциональных зависимостей, из которой исключены все стандартные схемотехнические элементы. Это позволило уменьшить число элементов в макро модели почти на порядок.

После того как структура макро модели определена необходимо идентифицировать параметры ее элементов. Источник напряжения, управляемый напряжением, работает так же как и в рассмотренном выше (ММ1) случае, поэтому целесообразно использовать тот же алгоритм и подпрограмму, моделирующую работу компаратора напряжений. В качестве параметров подпрограммы A(1), A(2), A(3) и A(4) используются найденные ранее значения. Идентификация управляемых генераторов тока выполнялась по той же методике, что и ранее. Закон изменения управляющего тока известен (2),

абсолютная величина режимных токов I_1, I_2 также известна, поэтому для управляемых входным напряжением генераторов тока I'_1, I'_2 можно записать:

$$I'_1 = I_2 + I_0 \left\{ \frac{1}{1 + \exp(U_{вх}/\varphi_T)} - \frac{1}{1 + \exp(-U_{вх}/\varphi_T)} \right\},$$

$$I'_2 = 2 \left\{ I_2 + I_0 \left\{ \frac{1}{1 + \exp(U_{вх}/\varphi_T)} - \frac{1}{1 + \exp(-U_{вх}/\varphi_T)} \right\} \right\},$$

если на выходе источника напряжения, управляемого напряжением, высокий уровень напряжения, и $I'_2 = 0$, когда на его выходе низкий уровень напряжения. Абсолютные значения величин I_1 и I_2 такие же как и в рассмотренном выше случае (ММ1). На рис. 9 представлена передаточная характеристика преобразования напряжения в частоту нелинейной макро модели управляемого генератора (ММ2). Как видно из рис. 6 и рис. 9, макро модель ММ2 позволяет точно имитировать поведение полузаказной ИС управляемого генератора. Таким образом, нелинейная динамическая макро модель управляемого генератора (ММ2), из которой полностью исключены компоненты ИС, позволяет добиться высокой точности получаемых результатов, а также наименьшей размерности уравнений макро модели и, как следствие, минимальных временных затрат на расчеты. Для реализации макро модели требуются программы схемотехнического анализа, позволяющие записывать функциональные выражения.

Для оценки эффективности использования макро моделей в таблице приведены результаты моделирования на уровне компонентов (МК) и с использованием макро моделей (ММ1) и (ММ2). При расчетах использовалась программа NAP-2.

Как видно из таблицы, число узлов схемы при использовании макро модели ММ1 сократилось в семь раз, а при использовании макро модели ММ2 в шестнадцать раз. Время работы процессора сократилось при использовании макро модели ММ1 в семнадцать раз, а при использовании макро модели ММ2 в 70 раз. При этом точность результатов, полученных при использовании макро модели ММ1, не уступает точ-

Параметр	МК	ММ1	ММ2
Общее число элементов:	77	13	5
	линейных нелинейных	15 62	3 10
Общее число узлов	64	9	4
Время работы процессора, с	350	20	5
Выигрыш по количеству узлов	1	7	16
Выигрыш по времени работы	1	17	70

ности результатов, получаемых при использовании модели ИС генератора на уровне компонентов МК. Передаточные характеристики преобразования напряжения в частоту, полученные при помощи макромоделей ММ1 и ММ2, идеально совпадают с реальной характеристикой ИС генератора, которая измерялась экспериментально. Большинство управляемых генераторов, реализованных на основе ненасыщающихся мультивибраторов с частотозадающей емкостью, один вывод которой заземлен, могут быть представлены в виде эквивалентной схемы, изображен-

ной на рис. 8 [5]. Поэтому полученные результаты и методику реализации макромоделей управляемого генератора можно распространить на широкий класс схем, управляемых мультивибраторов и, естественно, на все остальные функциональные узлы системы синхронизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. В л а х И., С и н г х а л К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем/ Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1988.— 560 с.
2. SPICE. Version 2G.3: User's Guide. Dep. of El. Eng. And Comp. SC. Univ. of Calif. Berkeley, CA., 94720/A.Vladimirski, et: al.
3. К о ч а н о в С.К. Программируемые ползуказные ИС для помехоустойчивых систем синхронизации и устройств обработки АМ-колебаний.— Электронная промышленность,— 1991, вып. 1, с. 20—24.
4. Макромоделирование интегральных микросхем/ В.Ф.Бардаченко, Ю.Н.Басов, Ю.В.Королев, И.А.Ющенко.— Под ред. Ю.В.Королева.— Киев: Техника, 1985.— 118 с.
5. G r e b e n e A.B. Bipolar And MOS Analog Integrated Circuit Design. A Wiley — Interscience Publication John Wiley&Sons, 1985.
6. Э й к х о ф ф П. Основы идентификации систем управления.— М.: Мир.— 1975, 683 с.
7. М а л л е р Р., К е й м и н с Т. Элементы интегральных схем.— М.: Мир, 1989.— 630 с.
8. Аналоговые матричные кристаллы/ А.А.Демин, С.А.Коршунов, В.В.Маркин и др.— Электронная промышленность, 1987, вып. 9, с. 94—96.
9. С о к л о ф ф С. Аналоговые интегральные схемы/ Пер. с англ.— М.: Мир, 1988.— 583 с.
10. Макромоделирование аналоговых интегральных микросхем/ А.Г.Алексенко, Б.И.Зуев, В.Ф.Ламекин, И.А.Романов.— М.: Радио и связь, 1983.— 248 с.

Статья поступила 20 мая 1991 г.



Н О В И Н К И программных средств для ДВК-3,4 на импортных дисках и «Винчестерах»

- ОПЕРАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ RT-11 И RSX-11M
- СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВА-ЗАМИ ДАННЫХ
- ГРАФИЧЕСКИЕ ПАКЕТЫ ДЛЯ КГД И КЦГД
- СИСТЕМЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ И ОТЛАДЧИКИ
- ОРИГИНАЛЬНЫЕ СЕРВИСНЫЕ ПРОГРАММЫ



Продукция НПК «Диалог» поставляется по установленным стабильным ценам. Обращаться по адресу:
103460, Москва, НПК «Диалог».
Тел. 536-83-83, 534-60-11.

УДК 621.382.3

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ КМОП ИС НА ОСНОВЕ КНИ-И КНС-СТРУКТУР

канд. физ.-мат. наук Т.Е. Руденко,
А.Н. Руденко,
д-р физ.-мат. наук В.С. Лысенко,
канд. физ.-мат. наук А.Б. Лиманов,
д-р физ.-мат. наук Е.И. Гиваргизов

Одним из перспективных направлений кремниевой микроэлектроники является технология кремний-на-изоляторе (КНИ). КМОП ИС высокой интеграции, созданные на их основе, обладают высоким быстродействием, надежностью и стойкостью к внешним воздействиям [1—6].

Для изучения свойств КНИ-структур и элементной базы на их основе были изготовлены и исследованы тестовые элементы КМОП ИС на КНИ-структурах, полученных зонной перекристаллизацией пленок поликристаллического кремния [7, 8]. Определялись характеристики n - и p -канальных МОП-транзисторов инверсного типа, дрейфовая подвижность носителей заряда и ее распределение по глубине кремниевой пленки, генерационные характеристики. Полученные электрофизические параметры сравнивались с аналогичными параметрами элементов на основе структур КНС, изготовленных в том же технологическом цикле.

Метод получения КНИ-структур и тестовых элементов ИС. Пленки КНИ были получены перекристаллизацией слоев поликристаллического кремния полосковой зоной расплава [7,

8]. Толщина кремниевых пленок составляла 0,3—0,5 мкм; подложкой служили термически окисленные пластины Si с ориентацией (100) и толщиной окисла около 1,0 мкм. Зону расплава формировали сфокусированным в плоску лазерным излучением. Скорость перемещения зоны составляла ~ 1 мм/с. Для подавления сильных градиентов температуры, способных вызвать пластическую деформацию, подложка однородно нагревалась до температуры около 1330°C.

Полученные КНИ-структуры отличались низким уровнем деформации подложки: стрела прогиба структур диаметром 100 мм составляла 15—25 мкм, линии скольжения в подложке практически отсутствовали. Выращенные пленки состояли из крупных (шириной до 5 мм) зерен, вытянутых вдоль всей подложки в направлении движения зоны (рис. 1, а). Все зерна имели плоскость (001) параллельно подложке и отличались азимутальной ориентацией. Зерна содержали субструктуру: т.е. в пределах зерен селективный травитель выявлял малоугловые границы между бездефектными монокристаллическими полосами — субзернами, вытянутыми в направлении $\langle 100 \rangle$ (рис. 1, б). Малоугловые границы представляют собой дислокационные стенки и задают разориентацию около 1°. Ширина субзерен в исследуемых пленках составляла 10—20 мкм.

Тестовые элементы изготавливали по КНС/КНИ КМОП-технологии. Для разделения кремниевой пленки на островки использовали плазмохимическое травление. Легирование островков в подзатворных областях осуществляли имплантацией ионов B^+ (n -канальные элементы) и P^+ (p -канальные элементы). P -канальные элементы создавали также на нелегированной пленке КНИ (исходные пленки КНИ имели n -тип проводимости с концентрацией свободных электронов $5 \cdot 10^{14} - 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$). Одновременно в тех же технологических процессах изготавливали элементы на основе пластин КНС (диаметром 76 мм) и объемного Si. Исследованные образцы создавали по двум технологическим вариантам, отличающимся структурой подзатворного диэлектрика и режимом термических обработок. В первом («низкотемпературном») варианте в качестве подзатворного диэлектрика использовали слой SiO_2 толщиной 600 Å и температурные обработки были минимизированы,

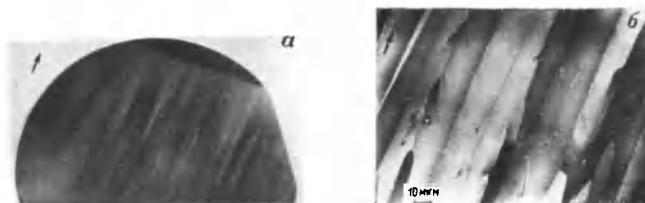


Рис. 1. Исследуемые КНИ-структуры: а — выявленная структура зерен в пленке, выращенной на подложке из окисленного кремния диаметром 100 мм; б — субструктура зерен в сканирующем электронном микроскопе. Структура и субструктура выявлены селективным травлением, стрелка указывает направление движения зоны расплава

**Электрические характеристики КНИ и КНС
МОП-транзисторов с инверсионным каналом
 $L=15$ мкм, $W=78$ мкм (технологический вариант II)**

Наименование параметра	КНИ		КНС	
	<i>p</i> -канал (нелегир.)	<i>n</i> -канал	<i>p</i> -канал (нелегир.)	<i>n</i> -канал
Пороговое напряжение, В	-0,9	1,0	-1,1	1,2
Обратный подпороговый наклон ВАХ, мВ/декада	85	135	200	220
Подвижность носителей в канале, см ² /В·с	240	550	185	400
Обратный ток <i>p-n</i> -перехода при $U_{pn} = 2 $ В, А/мкм	$0,7 \cdot 10^{-14}$	$1,8 \cdot 10^{-14}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-11}$

во втором («высокотемпературном») варианте использовали двойной диэлектрик SiO₂-Si₃N₄ (толщиной 70 нм и 50 нм, соответственно).

Вольт-амперные характеристики МОП-транзисторов с инверсионным каналом. Измерялись вольт-амперные характеристики (ВАХ) МОП-транзисторов с длиной канала $L=15$ мкм и шириной $W=78$ мкм. Средние значения параметров транзисторов, изготовленных на пластинах КНИ и КНС (технологический вариант II), приведены в таблице. При близких уровнях легирования подзатворной области существенного отличия параметров транзисторов, полученных по технологическим вариантам I и II, не наблюдалось. Подвижность носителей в инверсионном канале транзисторов определялась по стокковым характеристикам $I_c(U_c)$ в линейной области. Как видно из таблицы, подвижность в КНИ/МОП-транзисторах существенно выше, чем в КНС/МОП-транзисторах, изготовленных по тому же технологическому маршруту.

Как *n*-, так и *p*-канальные транзисторы на основе структур КНИ имели хорошие подпороговые характеристики и низкие токи утечки *p-n*-переходов (порядка 10^{-14} А/мкм при $|V_c|=2$ В). На рис. 2 приведены экспериментальные подпороговые характеристики *p*-канальных КНИ и КНС МОП-транзисторов на нелегированной кремниевой пленке. Подпороговую область работы транзисторов при-

нято характеризовать величиной изменения напряжения на затворе S , обеспечивающей изменение тока стока на порядок $S = \ln 10 [dU_s / d(\ln I_c)]$. Величина S для *p*-канальных транзисторов, изготовленных на нелегированной пленке КНИ и работающих в режиме полного обеднения, составляла 80—90 мВ на декаду тока; для *n*- и *p*-канальных транзисторов, сформированных на легированной пленке с концентрацией примеси $(1-2) \cdot 10^{16}$ см⁻³, составляла 130—140 мВ на декаду. Наблюдаемая разница определяется значительно более низкой эффективной емкостью подложки в КНИ/МОП-транзисторах, работающих в режиме полного обеднения [2, 9]. Соответствующие значения для КНС/МОП-транзисторов, составляющие 200 и 220 мВ на декаду, определяются высокой по сравнению с КНИ плотностью поверхностных и объемных состояний в запрещенной зоне Si в структурах КНС. Это подтверждается приведенными ниже результатами исследования генерационных параметров и подвижности носителей в объеме кремниевой пленки.

Разброс значений порогового напряжения по пластине составлял как для *n*-, так и для *p*-канальных КНИ/МОП-транзисторов 0,2—0,25 В, что заметно превышает разброс на объемном Si, однако сравнимо с разбросом порогового напряжения КНС/МОП-транзисторов (0,2—0,3 В).

Анализ профилей концентрации легирующей примеси в пленках КНИ. Так как концентрация легирующей примеси и ее пространственное распределение влияют на распределение потенциала и электрического поля в структуре и тем самым на многие параметры приборов (пороговое напряжение, подпороговый наклон ВАХ транзисторов, короткоканальные эффекты, эффекты горячих носителей, а в КНИ-приборах — на «управляемость» со стороны подложки и радиационную стойкость к общей дозе облучения [10, 11]), то необходимо уметь экспериментально определять профиль примеси и управлять им с помощью технологических факторов.

Для определения профиля примеси использовались измерения вольтфарадных характеристик диода, управляемого затвором [12]. В отличие от аналогичной структуры на объемном Si пленочная структура на изолирующей подложке диода, управляемого затвором, должна дополнительно содержать омический контакт к островку пленки. При обратном смещении *p-n*-перехода относительно островка пленки регистрируются неравновесные вольтфарадные характеристики, по которым может быть определено распределение концентрации легирующей примеси по толщине пленки. При этом необходимо учитывать возможное влияние на измеряемые характеристики продольного сопротивления пленки, а также исключать паразитные емкости кремниевых островков, контактных площадок, алюминиевой и поликремниевой разводки относительно подложки [13, 14].

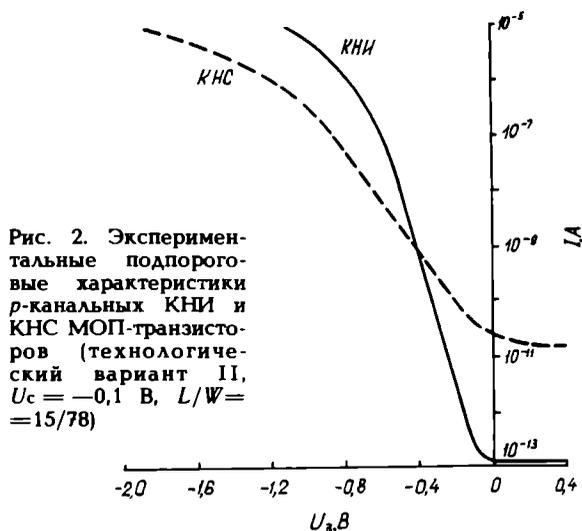


Рис. 2. Экспериментальные подпороговые характеристики *p*-канальных КНИ и КНС МОП-транзисторов (технологический вариант II, $U_c = -0,1$ В, $L/W = 15/78$)

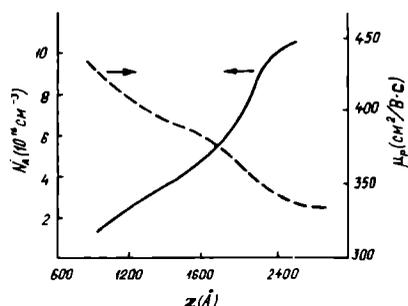


Рис. 3. Распределение по толщине пленки КНИ концентрации акцепторной примеси (сплошная линия) и дрейфовой подвижности дырок (штриховая линия) в образцах, изготовленных по «низкотемпературному» технологическому варианту I ($T=20^\circ\text{C}$)

Исследование образцов с разным режимом легирования показало, что использование глубокой имплантации (энергия ионов $\text{V}^+ - 120 \text{ кэВ}$) с минимизированными дальнейшими термическими обработками (технологический вариант I) позволяет получить резко неоднородное распределение примеси с максимумом концентрации на нижней границе кремниевой пленки, показанное сплошной линией на рис. 3. Такое распределение обеспечивает достаточно низкое пороговое напряжение верхнего транзистора ($U_{i1} \approx 0,9 - 1,0 \text{ В}$) и высокое пороговое напряжение нижнего паразитного транзистора ($U_{i2} \approx 30 - 35 \text{ В}$), образующего инверсионный канал на границе пленка Si — изолирующий SiO_2 .

Применение высокотемпературных ($T \geq 1000^\circ\text{C}$) и длительных термических процессов приводит к практически равномерному распределению примеси в пленках КНИ. При этом за счет наличия нижней границы раздела пленка Si — изолирующий SiO_2 , ограничивающей диффузию, результирующая концентрация примеси в пленках КНИ всегда оказывается выше получаемой в тех же процессах легирования концентрации в объемном Si. Уровень концентрации примеси в структурах КНИ, как правило, заметно превышал соответствующую величину в структурах КНС. Очевидно, это связано с тем, что используемая методика профилирования с помощью вольтфарадных характеристик регистрирует концентрацию только электрически активной примеси (концентрацию свободных носителей), и наблюдаемое отличие может быть обусловлено наличием в пленке КНС высокой плотности компенсирующих дефектов. Таким образом, для получения заданной концентрации легирующей примеси режимы легирования, применяемые в стандартных технологиях и технологии КНС, не могут быть использованы при формировании элементов на основе структур КНИ без соответствующей корректировки. При ионном легировании КНИ-структур следует также учитывать, что при последующих термических процессах и подзатворном окислении перераспределяется только та часть имплантированной примеси, которая попадает непосредственно в пленку Si. Поэтому в пленках, легированных в одном процессе, но имеющих разную толщину (например 0,3 или 0,5 мкм), либо в пленках с одинаковой толщиной, но легированных с разной энергией ионов, концентрация примеси может существенно отличаться.

Определение профиля подвижности носителей заряда. Распределение дрейфовой подвижности носителей заряда по глубине кремниевой пленки в структурах КНИ и КНС определялось с помощью совместных измерений зависимостей от напряжения на затворе тока и емкости МОП-транзистора типа обеднения ($p^+ - p - p^+$ или $n^+ - n - n^+$), имеющего дополнительный $p - n$ -переход, часть которого перекрыта затвором. К $p - n$ -переходу прикладывалось обратное смещение, достаточное для того, чтобы перекрытие проводящего канала в пленке Si происходило при меньшем обедняющем напряжении на затворе, чем образование инверсионного слоя. При малых значениях стокового напряжения ($U_c \leq 0,1 \text{ В}$), позволяющих использовать одномерное приближение, распределение дрейфовой подвижности основных носителей по глубине может быть определено с помощью следующего выражения:

$$\mu(x) = \frac{dI_c}{dU_s} \left[\frac{x}{\epsilon_0 \epsilon_s} + \frac{1}{C_i} \right] \left[\frac{W}{L} U_c \right]^{-1},$$

где ϵ_0 , ϵ_s — диэлектрическая постоянная вакуума и полупроводника соответственно; C_i — удельная емкость подзатворного диэлектрика; x — расстояние от верхней границы раздела Si — SiO_2 , определяемое из экспериментальной вольтфарадной характеристики, измеренной на той же самой структуре.

Исследование профиля подвижности носителей в пленках КНИ с разным легированием показало, что при сильной неоднородности концентрации легирующей примеси имеет место и явно выраженная неоднородность профиля подвижности (см. рис. 3, штриховая линия). При однородном легировании подвижность носителей практически постоянна по толщине пленки КНИ и заметно зависит от концентрации легирующей примеси. Среднее значение подвижности дырок μ_p на одной и той же пластине КНИ уменьшается от 370 до 300 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{c}$ с при увеличении концентрации акцепторной примеси от $1 \cdot 10^{16}$ до $4 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (области с разным уровнем легирования были получены с помощью двух процессов ионной имплантации с маскированием части пластины). Зависимость подвижности электронов μ_n в пленке КНИ от концентрации донорной примеси приведена на рис. 4. Можно отметить, что полученные значения подвижностей как электронов, так и дырок в пленках КНИ сравнимы с соответствующими значениями на объемном Si при тех же уровнях легирования [15]. Концентрационная зависимость подвижности свидетельствует о том, что доминирующим механизмом рассеяния носителей при комнатных температурах в КНИ-структурах на основе рекристаллизованного поликремния является, по-видимому, рассеяние на ионизированных примесях, а рассеяние на субграницах оказывает незначительное влияние.

Сравнение результатов исследования подвижности в структурах КНИ и КНС, изготов-

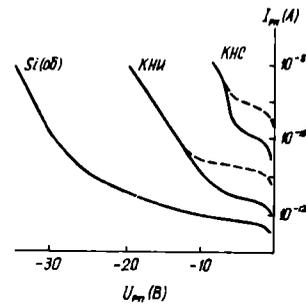


Рис. 5. Вольтамперные характеристики обратносмещенного p^+-n -перехода ($L=200$ мкм) образцов на основе пластин КНС, КНИ и объемного Si, измеренные при $T=20^\circ\text{C}$ (сплошные линии) и $T=50^\circ\text{C}$ (штриховые линии)

ленных в одном и том же технологическом цикле, показало, что величина подвижности носителей в КНС существенно ниже, чем в КНИ, характеризуется очень большим разбросом по пластине и проявляет весьма слабо выраженную концентрационную зависимость (см. рис. 4). Кроме того, в отличие от КНИ подвижность носителей в КНС существенно неоднородна по толщине (в отдельных образцах значительная (до 30%) часть объема пленки, прилегающая к сапфиру, характеризовалась подвижностью дырок $\mu_p \leq 10 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$).

Достаточно высокие значения подвижностей носителей и однородность их по толщине кремниевой пленки в исследованных КНИ-структурах, полученных лазерной перекристаллизацией поликремния, показывают перспективность данной КНИ-технологии для создания транзисторов типа обеднения с изолированным затвором, затвором в виде $p-n$ -перехода или диода Шотки, которые работают на основе переноса основных носителей в объеме полупроводниковой пленки. Отсутствие деградации подвижности по толщине пленки в КНИ-структурах указывает также на возможность перехода к более тонким пленкам, которые необходимы для субмикронных применений.

Генерационные характеристики и обратные токи $p-n$ -переходов. Обратные токи $p-n$ -переходов являются важнейшей характеристикой элементной базы КМОП ИС. Основной источник обратного тока $p-n$ -переходов — генерация электронно-дырочных пар в области обеднения в объеме полупроводника и на его поверхности. Для определения генерационных параметров, обусловленных процессами термической генерации, была использована методика измерения токов диода, управляемого затвором, которая позволяет выделить поверхностную и объемную составляющие тока генерации [12]. Измерения проводились на образцах с двуслойным диэлектриком затвора $\text{SiO}_2\text{—Si}_3\text{N}_4$, так как использование однослойного диэлектрика (слоя SiO_2 толщиной 60 нм) приводило в КНИ-структурах к повышенным утечкам затвора.

Средняя величина максимального генерационного тока, определяемого термической генерацией на внешней поверхности пленки Si под затвором, для слоев КНИ обоих типов

проводимости составляла $(3,2\text{—}4,0) \cdot 10^{-8} \text{ А}/\text{см}^2$ а генерацией в объеме пленки Si — $(1,0\text{—}1,8) \times 10^{-7} \text{ А}/\text{см}^2$. Максимальные токи поверхностной и объемной термогенерации для слоев КНС составляли $(3,5\text{—}4,1) \cdot 10^{-6}$ и $(1,1\text{—}2,1) \times 10^{-5} \text{ А}/\text{см}^2$ соответственно. Рассчитанное из полученных генерационных потоков объемное генерационное время жизни носителей τ_g , усредненное по толщине кремниевой пленки, в КНИ-структурах лежало в пределах $0,4\text{—}0,7$ мкс, что оказалось на порядок ниже, чем в структурах на объемном Si, но на два порядка выше, чем в структурах КНС.

Для определения соотношения вкладов термических и полевых механизмов генерации в обратные токи $p-n$ -переходов и исследования однородности их планарного распределения проводились измерения обратных токов n^+-p- и p^+-n -переходов с набором периметров от 200 до 4000 мкм.

На рис. 5 приведены типичные экспериментальные ВАХ обратносмещенного p^+-n -перехода с периметром $L=200$ мкм образцов на основе пластин КНС, КНИ и объемного Si, измеренные в полулогарифмическом масштабе при температуре 20°C (сплошные линии) и 50°C (штриховые линии). Как видно из рисунка, на каждой характеристике проявляются два различных участка, характеризующихся различной зависимостью тока от напряжения и от температуры. На начальном участке характеристики наблюдается сильная температурная зависимость тока и слабая зависимость от напряжения типа $I \sim (U_{pn})^{1/2}$, что характерно для термической генерации. С увеличением обратного смещения зависимость $I(U_{pn})$ переходит в экспоненциальную, при этом ток практически не зависит от температуры, то есть, становятся доминирующими полевые механизмы генерации.

В области малых напряжений, в которой преобладают процессы термической генерации, обратный ток на единицу длины $p-n$ -перехода составляет в КНИ-структурах $(1\text{—}2) \cdot 10^{-14} \text{ А}/\text{мкм}$, что превышает уровень тока по сравнению с образцами на объемном Si менее, чем на порядок $((3\text{—}5) \cdot 10^{-15} \text{ А}/\text{мкм})$, но на 2 порядка ниже, чем в структурах КНС $((1\text{—}3) \cdot 10^{-12} \text{ А}/\text{мкм})$. Это хорошо согласуется с приведенными выше термогенерационными параметрами.

Из рис. 5 следует, что в КНИ-структурах

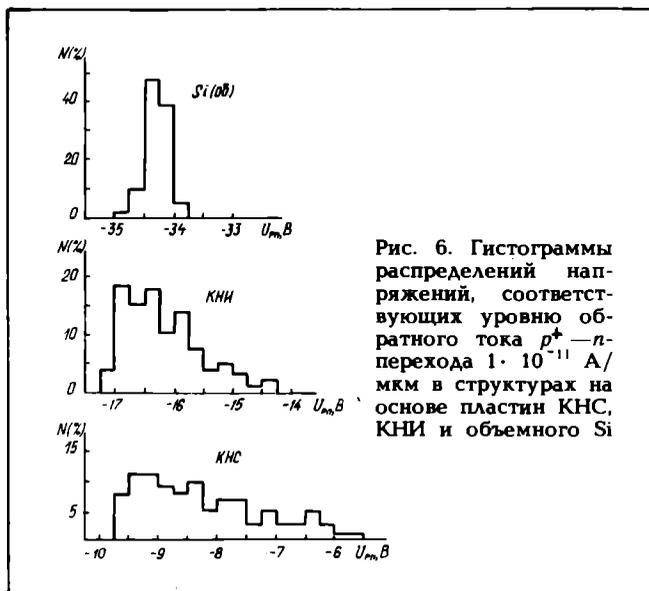


Рис. 6. Гистограммы распределений напряжений, соответствующих уровню обратного тока $p-n$ -перехода $1 \cdot 10^{-11}$ А/мкм в структурах на основе пластин КНС, КНИ и объемного Si

полевое нарастание обратного тока наблюдается при гораздо более низких обратных напряжениях U_{pn} , чем в структурах на объемном Si, хотя и превышающих соответствующие напряжения в структурах КНС. «Пробивное» напряжение, обеспечивающее уровень обратного тока $1 \cdot 10^{-11}$ А/мкм, в КНИ-структурах составляет 16—19 В, что заметно ниже, чем в структурах на объемном Si (34—37 В), однако вдвое превышает «пробивное» напряжение для КНС, которое составляет 7—9 В.

На рис. 6 приведены гистограммы распределений напряжений, соответствующих уровню обратного тока $p-n$ -перехода $1 \cdot 10^{-11}$ А/мкм в структурах КНС, КНИ и на объемном Si. Видно, что на пленочных структурах имеет место значительно больший разброс «пробивных» напряжений, чем на объемном Si, что свидетельствует о существенно неоднородном распределении в первых областях низковольтных пробоев. Исследование $p-n$ -переходов с разным периметром выявило в структурах КНИ и КНС заметную плотность локальных областей, в которых напряжение полевого пробоя составляло (3—5)В. Следует подчеркнуть, что такие локальные области низковольтных пробоев могут существенно ограничить процент выхода годных ИС, особенно с большим количеством элементов. В то же время вследствие их локального характера они могут не обнаруживаться на обычных тестовых транзисторах, впечатанных в кристалл ИС и имеющих малые размеры. Поэтому для обнаружения таких локальных дефектов необходимо применение специальных тестовых структур с протяженным периметром $p-n$ -перехода. Структуры с общей длиной $p-n$ -перехода $L=14$ мм, на которых обнаруживались области с напряжением «пробоя» (3—5)В, на пластинах КНИ составляли 22,8%, на пластинах КНС — 68,4%, на структурах на основе объемного Si такие низковольтные пробои не наблюдались.

Таким образом, результаты работы показывают, что основные электрофизические параметры исследованных структур КНИ, полу-

ченных лазерной зонной перекристаллизацией поликремния (подвижность, время жизни носителей, подпороговые характеристики транзисторов, пробивные напряжения $p-n$ -переходов), превосходят соответствующие параметры структур КНС, используемых в серийном производстве. Это свидетельствует о пригодности исследованных пленок КНИ для разработки и производства КМОП ИС. Ограничивающими факторами, требующими дальнейшего исследования и технологической оптимизации, являются повышенные токи утечки подзатворного диэлектрика и относительно высокая плотность локальных низковольтных пробоев $p-n$ -переходов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гиваргизов Е.И. Искусственная эпитаксия — перспективная технология элементной базы микроэлектроники. — М.: Наука, 1988, 176 с.
2. Tsaur B.-Y. SOI technologies: device applications and future prospects. — In: Mater. Res. Soc. Proc., 1985, vol. 53, p. 641—652.
3. Colinge J.-P. Silicon-on-insulator MOS devices for integrated circuit application. — Hewlett-Packard J., 1988, N 2, p. 87—93.
4. Tsaur B.-Y. Zone-melting-recrystallization silicon-on-insulator technology. — IEEE Circuits and devices magazine, 1987, vol. 3, N 4, p. 12—16.
5. Свойства МОП-транзисторов на структурах типа КНД/Е.И.Гиваргизов, В.И.Клыков, А.А.Красин, А.Б.Лиманов. — Электронная промышленность, 1986, № 8, с. 61—63.
6. Крастин А.А., Клыков В.И. Структуры КНД и КМОП ИС на их основе. — Электронная промышленность, 1989, № 10, с. 3—6.
7. Лиманов А.В., Гиваргизов Е.И. Control of the structure in zone-melted silicon films on amorphous substrates. — Mater. Lett., 1983, vol. 2, N 2, p. 93—96.
8. Лиманов А.В., Гиваргизов Е.И. Лазерная зонная перекристаллизация тонких пленок кремния: метод, структура, механизмы кристаллизации. — Микроэлектроника, 1991, № 4, с. 356—369.
9. Colinge J.-P. Subthreshold slope of thin-film SOI MOS FET's. — IEEE Electron. Dev. Lett., 1986, vol. EDL-7, N 4, p. 244—246.
10. Lim H.-K., Fossom J.G. Threshold voltage of thin-film silicon-on-insulator (SOI) MOS FET's. — IEEE Transactions on electron devices, 1983, vol. ED-30, N 10, p. 1244—1251.
11. Colinge J.-P. Some properties of thin-film SOI MOS FET's. — IEEE Circuits and devices magazine, 1987, vol. 3, N 11, p. 16—19.
12. Grove A.S., Fitzgerald D.J. Surface effect on $p-n$ -junction: characteristics of surface space charge regions under non-equilibrium conditions. — Solid State Electronics, 1966, vol. 9, N 8, p. 783—806.
13. Wiley J.D., Miller G.L. Series resistance effects in semiconductor C-V profiling. — IEEE Transactions on electron devices, 1975, vol. ED-22, N 5, p. 265—272.
14. Lee J.H., Cristoloven S. Accurate technique for C-V measurements on SOI structures excluding parasitic capacitance effects. — IEEE Electron. dev. Lett., 1986, vol. EDL-7, N 9, p. 537—539.
15. Зи С.М. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973. — 656 с.

Статья поступила 30 апреля 1991 г.

СВОЙСТВА АМОРФНЫХ ПЛЕНОК СПЛАВОВ ТУГОПЛАВКИХ МЕТАЛЛОВ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ИОННО-ПЛАЗМЕННОГО РАСПЫЛЕНИЯ

Ю.Д. Чистяков,

А.И. Мочалов, А.Л. Ахумян

Аморфные пленки сплавов тугоплавких металлов применяются в качестве токопроводящих систем и контактно-барьерных слоев металлизации (КБСМ).

В настоящее время в технологии ИС используется большое количество различных методов нанесения тонких пленок. Несмотря на различия механизмов переноса вещества при использовании этих методов, структура и свойства пленок определяются, в основном, следующими факторами: энергией осаждаемых частиц, присутствием и состоянием электронов или других активных частиц вблизи подложки, состоянием поверхности, структурой подложки, ее температурой и т.д. Изменяя их, можно в широких пределах регулировать состав и микроструктуру пленок, а, следовательно, и их электрофизические свойства [1, 2].

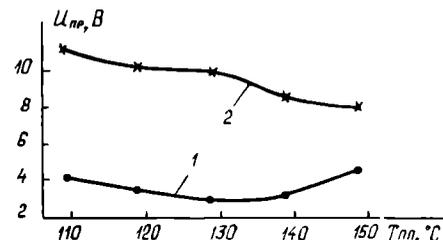
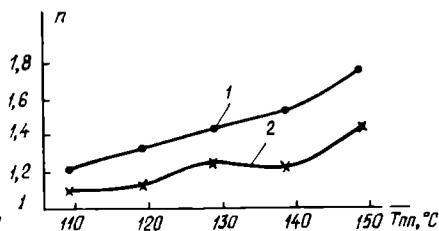
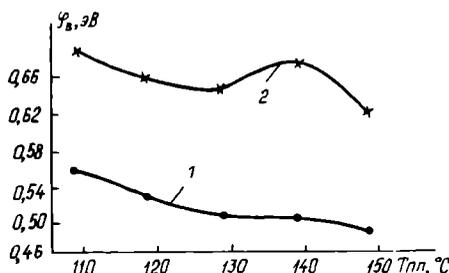


Рис. 3. Зависимость высоты барьера (а), коэффициента идеальности (б), напряжения пробоя диодов с барьером Шотки (в) от максимальной температуры нагрева поверхности подложки в процессе формирования (кривая 1 — исходные образцы, 2 — образцы после термообработки в вакууме при $T=500^\circ\text{C}$ в течение 20 мин)

Использование пленок сплавов тугоплавких металлов, имеющих аморфную структуру, в системах металлизации полупроводниковых ИС позволяет повысить температурно-временную стабильность приборов [3]. Это связано с тем, что пленки аморфных сплавов сохраняют стабильность и непроницаемость при высоких температурах. Однако незначительное изменение условий формирования аморфных пленок приводит к изменению модификации структуры и их свойств.

Осаждение пленок сплавов проводилось одновременно на подложку и терморезистор, с помощью которого и определялась температура нагрева поверхности подложки ($T_{\text{пл}}$). Величина $T_{\text{пл}}$ увеличивается по экспоненциальному закону и через 2—3 мин достигает насыщения (T_n). Увеличение мощности, подаваемой на мишень (W), приводит к значительному увеличению T_n . Как показал анализ зависимостей $T_{\text{пл}} = f(t)$ при различных W , температура насыщения поверхности подложки увеличивается с увеличением мощности по линейному закону.

Изменение давления аргона в рабочей камере от $2 \cdot 10^{-2}$ до $9 \cdot 10^{-2}$ Па влияет на температуру подложки

незначительно. Несмотря на это, увеличение давления приводит к возрастанию скорости осаждения пленки (рис. 1), что, вероятно, связано с уменьшением кинетической энергии осаждаемых атомов и увеличением теплообмена между подложкой и рабочим газом.

На основании экспериментальных результатов и методов математической статистики была получена эмпирическая формула зависимости

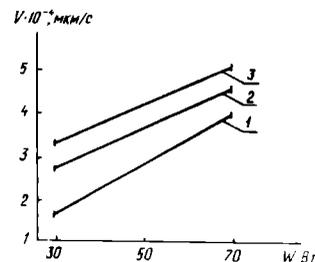


Рис. 1. Зависимость скорости осаждения от мощности подаваемой на мишень при $P=4 \cdot 10^{-2}$ Па (1), $P=6 \cdot 10^{-2}$ Па (2), $P=8 \cdot 10^{-2}$ Па (3)

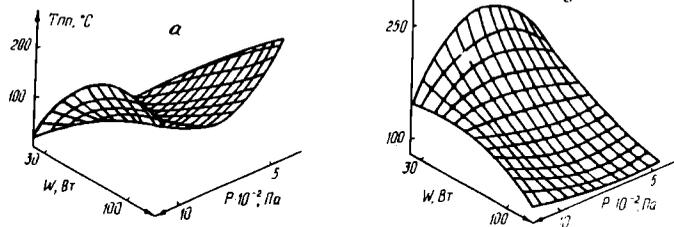


Рис. 2. Зависимость температуры нагрева поверхности (а) и удельного сопротивления пленки (б) от мощности и давления

температуры нагрева поверхности подложки в процессе ионно-плазменного нанесения пленки сплава от параметров P , W , t технологического процесса:

$$T_{\text{пл}} = T_0 + (T_n - T_0) \cdot (1 - e^{-0,0081t})$$

где T_0 — температура подложки при $t=0$

$$T_n = 19,2 + 1,66W + 0,02P.$$

Полученные зависимости, позволяющие прогнозировать значение $T_{\text{пл}}$, были использованы при исследовании изменения электрофизических свойств пленок сплава в зависимости от режимов формирования. Трехмерные зависимости, представленные на рис. 2, явно отражают обратную зависимость между $T_{\text{пл}}$ и удельным сопротивлением (ρ), несмотря на то, что все пленки имели аморфную структуру. Контроль структуры проводили на электронографе ЭМР-100У4.1.

КБСМ получали на арсенидгаллиевых структурах $n-n^+$ типа при различных значениях мощности и при постоянном давлении аргона. Время процесса выбирали таким образом, чтобы толщина пленок составляла порядка 10 нм. После формирования контактов с барьером

Шотки снимались ВАХ, по которым рассчитывали высоту барьера Шотки (ϕ_0) и коэффициент идеальности (n). Затем тестовые образцы отжигали при температуре 500°C в течение 20 мин и снова определяли параметры контактов. Результаты исследований представлены на рис. 3.

Таким образом, проведенные исследования электрофизических свойств аморфных пленок сплавов тугоплавких металлов, полученных методом ионно-плазменного распыления, позволили определить взаимосвязь между свойствами пленок и температурой подложки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тонкие пленки. Взаимная диффузия и реакции/Под ред. Дж.Поута, К.Ту, Дж.Майера.— М.: Мир, 1982.
2. А н т о н о в Е.А. Сверхпроводящие тонкие пленки и возможности их использования в микроэлектронике.— Микроэлектроника. Том 19, вып. 2, 1990, с. 181—186.
3. З о л о т у х и н И.В., С о к о л о в Ю.И. Возможности применения аморфных металлических материалов в микроэлектронике.— Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника, 1989, с. 23—26

ЭКОЛОГИЧЕСКИ БЕЗОПАСНОЕ ПЛАЗМЕННОЕ ТРАВЛЕНИЕ КРЕМНИЙСОДЕРЖАЩИХ МАТЕРИАЛОВ

А.Ф.Новожилов, М.Г.Путря, Е.Н.Рыбачек, Ю.А.Чалыгин

Таблица 1

Хлоруглероды, вызывающие разрушение озона в стратосфере

Вещество	Период существования в атмосфере (год)	Объем выбросов в мире (тыс. тонн)	«Вклад» в разрушение озона (в %)
CCl_2F_2	138,8	412	44
CCl_3F	76,5	238	25,8
$CFCl_2CF_2Cl$	91,7	183	11
CCl_4	67,1	66	7,6
CH_2CCl_3	8,3	474	5
CF_3Br	100,9	3	3,7
CF_2ClBr	12,5	3	0,9
CHF_2Cl	22	72	0,4

В настоящее время при создании БИС и СБИС в серийном производстве наиболее часто используются смеси различных углерод-галогено-содержащих газов, например, смеси элегаза и хладона-13, хладона-12, хладона-113 или четыреххлористого углерода (1).

Использование этих смесей приводит к генерации в значительных количествах соединений типа $CoCl_2$ (фосген) и $CNCl$, а также других высокотоксичных соединений и последующему выбросу их в атмосферу. В условиях серийного производства и существующих на сегодняшний день систем воздухообеспечения технологических помещений, это может приводить к попаданию отравляющих веществ в вентиляционные системы предприятий и в атмосферу [2].

Указанные выше газы, проходя через насосы, растворяются частично в маслах, вызывая их деградацию. Смена масла, содержащего токсичные вещества (хлор, фосген) требует выполнения особых правил безопасности персонала и специальных мер дальнейшей утилизации отработанных масел. В выхлопных газах насосов в зависимости от технологических режимов может содержаться до 10% $CoCl_2$, до 30% Cl_2 . Так как выброс этих газов в помещение категорически запрещен, а в окружающую среду – нежелателен, каждая установка должна быть обеспечена системами обезвреживания отходящих газов.

Дополнительной проблемой является эксплуатация вакуумноплазменного оборудования при использовании галогенсодержащих хладонов – замена и нейтрализация вакуумного масла, очистка и регенерация плазменных реакторов и откачных систем (2).

К недостаткам галогенсодержащих хладонов можно также отнести их активность по отношению к атмосферному озону, которая ведет к увеличению озоновой дыры в атмосфере планеты. В связи с этим мировая промышленность переходит на водородсодержащие хладоны, например, хладон-22, хладон-23 [3–5] (табл. 1–3). Из данных, приведенных в таблицах, можно сделать вывод о необходимости исключения из технологических процессов углеродсодержащих хладонов и перехода к использованию газовых смесей полностью или хотя бы частично состоящих из безуглеродных плазмообразующих компонентов.

Проводился также поиск альтернативных экологически безопасных веществ, позволяющих получать технологические результаты, по крайней мере не хуже существующих.

В настоящее время проводятся исследования процессов сухого травления на серийном оборудовании,

Таблица 2

Регулируемые в соответствии с Монреальским протоколом хлорфторуглероды, разрушающие озоновый слой

Группа	Химическое вещество	Озоноразрушающая способность*
Группа I	$CFCl_3$ (ХФУ-11)	1,0
	CF_2Cl_2 (ХФУ-12)	1,0
	$C_2F_3Cl_3$ (ХФУ-113)	0,8
	$C_2F_4Cl_2$ (ХФУ-114)	1,0
	C_2F_5Cl (ХФУ-115)	0,6
Группа II	CF_2BrCl (галлон-1211)	3,0 10,0 (еще не оценено)
	CF_3Br (галлон-1301)	
	$C_2F_4Br_2$ (галлон-2402)	

* Значения озоноразрушающей способности носят оценочный характер и подлежат периодическому пересмотру.

Таблица 3

Перечень химических веществ, которые могут заменять химические и физические свойства озонового слоя

Группа	Вещество
Углеродистые вещества	Оксид углерода (CO) Двуокись углерода (CO ₂) Метан (CH ₄) Неметановые виды углеводородов
Азотистые вещества	Закись азота (N ₂ O) Оксиды азота (NO _x)
Хлористые вещества	Полностью галлоидированные алканы, например CCl ₄ , CFCl ₃ , CF ₂ Cl ₂ , C ₂ F ₅ Cl ₃ , C ₂ F ₄ Cl ₂ Частично галлоидированные алканы, например CH ₃ Cl, CHF ₂ Cl, CH ₂ CCl ₂ , CHFCl ₂
Бромистые вещества	Полностью галлоидированные алканы, например CF ₃ Br
Водородные вещества	Водород (H ₂) Водяной пар в стратосфере

в котором в качестве плазмообразующих газов используют смеси газов, не представляющих значительной экологической опасности, например, гексафторида серы с хладона-22, водородом и чистым хлором [5].

В технологии производства СБИС для анизотропного сухого травления материалов микроэлектроники используют плазмообразующие смеси, состоящие из газа, служащего источником травящих частиц и газа-пассиватора.

В качестве первого наиболее часто используют гексафторид серы, а в качестве второго хлор-, бром- или йодсодержащие хладоны. В Московском институте электронной техники проводятся работы по использованию хладона-22 в качестве газа-пассиватора для формирования глубоких вертикальных канавок в кремневой подложке, и травления других кремнийсодержащих слоев СБИС. Также исследовались смеси, содержащие водород или хлор.

В молекуле хладона-22 одновременно содержится углерод, водород, фтор и хлор, присутствие которых в разряде необходимо для реализации селективных

и анизотропных процессов плазменного травления полупроводниковых материалов. Это позволяет уменьшить боковой подтрав и снизить вероятность образования отрицательного угла клина травления или подтравливания под защитную маску.

В то же время обнаружено, что продукты плазмохимического разложения хладона-22 менее агрессивны по отношению к откачной системе установки и вакуумному маслу, что позволяет снизить затраты на профилактическое обслуживание плазмохимического оборудования, уменьшает токсичность выхлопных газов, снижает отрицательное воздействие на окружающую среду. При этом данный газ является одним из наиболее дешевых среди фреонов (около 4 руб. за 1 кг) и наименее активным по отношению к атмосферному озоновому слою [3-4] (табл. 1-3).

Использование в качестве плазмообразующей смеси гексафторида серы и хладона-22 позволяет реализовать более производительный процесс сухого травления полупроводниковых материалов, получить структуры с улучшенными характеристиками и снизить экологическую опасность выбросов.

Другим направлением проводимых работ является разработка процессов плазменного травления с использованием безуглеродных газовых смесей. При этом предполагается использовать смеси на основе чистых хлора и водорода, в том числе с применением генераторов активных газов (хлора и водорода), что по существу является наиболее дешевым и безопасным методом [6, 7].

Использование чистого хлора и водорода в процессах плазменного травления, как показывает анализ, получает все более широкое распространение, что связано как с технологическими преимуществами (поскольку отсутствует загрязнение обрабатываемых поверхностей трудноудаляемыми углеродсодержащими продуктами), так и возможностью более легкого улавливания и нейтрализации продуктов плазменных реакций [8, 9]. Например, разрабатываются процессы травления в смесях SF₆/H₂, SF₆/Cl₂. При этом для получения H₂ используется электролизер, встроенный в газовую систему установки ПТ, а для получения Cl₂ - термический генератор хлора. Это дает возможность исключить применение водород- и хлорсодержащих фреонов, включаемых обычно в состав газовых смесей для получения заданных анизотропии и селективности травления или использовать наиболее безопасные из них. Не требуется также применения специальных мер безопасности, как в случае использования балонных хлора и водорода.

Проведенные предварительные эксперименты пока-

Таблица 4

N	Q SF ₆ , %об.	Q X-22, %об.	Q _{общ.} , л/ч	q, Вт/см ²	V _{тр.} , А/мин	Селек. к ф/р	Анизотропия	Примечание
1	65	35	4,0	0,05	1000	3-3,5	0,95	Плоское дно, вертикальные стенки
2	70	30	6,0	0,25	3000	3-3,5	0,9	Круглое дно, вертикальные стенки
3	60	40	8,0	0,1	1800	3,5-4	0,95	Заостренное дно, вертикальные стенки
4	40	60	2,8	0,03	600	3,5-4	0,95	Полимерные пленки
5	90	10	11,0	0,3	3800	2-3	0,9	Бочкообразный профиль

зали технологическую эффективность процессов ПТ, основанных на использовании смесей типа SF_6/Cl_2 , SF_6/H_2 , SF_6/CHF_3 , чистый CHF_3 .

В частности были разработаны процессы анизотропного реактивного ионного травления поликристаллического и монокристаллического кремния, а также процессы селективного травления слоев диоксида и нитрида кремния относительно слоев поликристаллического и монокристаллического кремния с использованием в качестве газа-пассиватора CHF_2Cl .

Результаты экспериментов по формированию глубоких вертикальных канавок в кремниевой подложке на промышленных установках реактивного ионно-плазменного травления ПХО-100Т-005 в смеси SF_6/CHF_2Cl представлены в табл. 4. Травление проводилось через маску из фоторезиста ФП-051К. Электрод-подложкодержатель покрывался толстым (более 200 мкм) слоем полиимидного лака. Данное покрытие необходимо для повышения стойкости фоторезистивной маски, увеличения анизотропии травления кремния и снижения загрязнения обрабатываемой поверхности подложек продуктами распыления электрода подложкодержателя.

Для повышения качества процесса травления за счет увеличения его стабильности при смене газовых баллонов и повышения стойкости фоторезистивной маски, рабочие газы перед поступлением в установку пропускались через адсорбент/катализатор на основе окиси алюминия, что позволяло полностью удалить из них воду (до 1–5 ppm) и кислород (до 0,3 ppm). Данный прием позволил на 30% увеличить селективность травления монокристаллического кремния относительно фоторезистивной маски.

Масс-спектрохимический анализ плазмохимических реакций SF_6/CHF_2Cl в выхлопе установок показал отсутствие ощутимых количеств хлора, молекул плавиковой или соляной кислоты. При этом в составе самой плазмы были обнаружены пики, соответствующие H_2Sx , HF, HCL. По всей видимости наиболее агрессивные продукты плазмохимических реакций в основном реагируют с материалом стенок реакционной камеры, откачной системы и маслом насосов.

Дополнительная очистка и обезвреживание выхлопа возможны за счет использования щелочного скрубера специальной конструкции, позволяющего практически полностью очистить выхлоп от продуктов плазменных реакций (10). В настоящее время мы проводим проверку работоспособности подобной конструкции в условиях опытного производства СБИС.

Таким образом с точки зрения снижения экологической опасности процессов плазменного травления проведение исследований и разработка технологии, предусматривающей использование безуглеродных газовых смесей или смесей, содержание углерода в которых сведено к минимуму, представляется весьма оправданным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д а н и л и н Б.С., К и р е е в Б.Ю. Применение низкотемпературной плазмы для травления и обработки материалов, Атомэнергиздат, М., 1987.
2. В р у б л е в с к и й Э.М., Ж и л ь ц о в В.В., К а л а б и н С.М. Состав выхлопных газов установок сухого травления материалов. Электронная техника. Сер. 3, вып. 2(136), 1990 г., с. 36–39.
3. Ш у м я ц к и й Ю.И. «Производство фреонов и защита озонового слоя», Проблемы окружающей среды, 1990, 1, с.
4. Р ы б а л ь с к и й Н.Г., Ж а к е т о в О.Л., У л ь я н о в а А.Е. и др. Справочник эксперта изобретателя, ч. 1, ВНИИПИ, 1989 г., с. 65–66.
5. И в а н о в с к и й Г.Ф., П е т р о в В.И. Ионно-плазменная обработка материалов, М., Радио и связь, 1986, с. 81–99.
6. С в е т ц о в В.И., К у п р и я н о в с к а я А.П., М а р ы ш е в А.Б. Применение абсорбционной спектроскопии для исследования диссоциации и взаимодействия хлора со стеклом в ВЧ-разряде. Журнал прикладной спектроскопии, т. XXV, вып. 2, Минск, 1981, с. 205–208.
7. С в е т ц о в В.И., Р ы б к и н В.В., Ч е с н о к о в а Т.А. Концентрация атомов в тлеющем разряде в водороде при пониженных давлениях. Химия высоких энергий, т. 22, М., 1988, с. 526–531.
8. Заявка Японии № 6348834, МКИ H01L21/316, 1986.
9. Заявка Японии № 62-156835, МКИ H01L21/88, 1987.
10. Х а я к а в а И. Чистые помещения. М., Мир, 1990, с. 364–369.

Статья поступила 31 апреля 1991 г.

УДК 620.179.111.3

КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА ОТМЫВКИ ПОВЕРХНОСТИ СТЕКЛА К-8

В.И.Жиронкин, Г.С.Паршин, Н.Н.Сеин,
К.Ю.Фроленков, М.А.Ходырева

Разработанные методы контроля качества отмывки стеклянных подложек, основанные на хемилюминесценции и фосфоресценции, отличаются высокой чувствительностью и простотой. Эти методы контроля могут найти применение в производстве прецизионных фотомасок и тонкопленочных схем.

Чистота поверхности стеклянной основы является решающим фактором для получения качественных тонкопленочных покрытий. Для получения тонких пленок с воспроизводимыми свойствами необходимым усло-

вием является качественно очищенная подложка. Некоторые методы контроля чистоты поверхности основы изложены в работе [1], однако все они не лишены определенных недостатков и могут быть применены лишь в конкретных случаях. Специалистами института проблем информатики АН СССР разработана методика хемилюминесцентной и фосфоресцентной диагностики качества поверхности стеклянных подложек.

Поверхность подложек всегда имеет нарушенный слой из-за шлифовки, полировки, деформаций изгиба и т.д. Кроме того, поверхность стекла содержит дислокации и субмикротрещины, размеры которых составляют несколько десятков ангстрем [2]. Эти микротрещины заполнены адсорбированными молекулами. Экспериментальное изучение качества поверхности стеклянных основ затруднено. Обычно для этих целей

используют методы спектрофотометрии, ЭПР, электронной микроскопии, оже-спектроскопии. Однако, указанные методы либо недостаточно чувствительны, либо слишком громоздки. Разработанные методы основаны на хемилюминесценции озона на поверхности натриевоборосиликатного стекла К-8 и фосфоресценции этой поверхности.

В работе [3] было показано, что озон может участвовать в адсорбционном распаде на поверхности оксида кремния. При этом наблюдается яркая хемилюминесценция [3, 4]. При исследовании этого процесса озон находился в растворе серной кислоты, и хотя растворимость озона в H_2SO_4 невелика, хемилюминесценция озона в ней достаточно интенсивна. Озон не взаимодействует с молекулами серной кислоты [4], его спектр поглощения в H_2SO_4 остается таким же, как и спектр в газовой фазе. Скорость распада озона в растворе H_2SO_4 незначительна, гораздо меньше скорости распада на воздухе [4]. Поэтому система "раствор озона в H_2SO_4 — поверхность стекла" была взята в качестве модельной для определения поведения озона на поверхности стекла. Так как термический распад озона внутри раствора H_2SO_4 не сопровождается свечением [4], то следует ожидать, что хемилюминесцентная стадия этого процесса протекает на границе раздела стекло-раствор озона в H_2SO_4 . Исследования проводились на специально разработанной установке для измерения люминесценции и хемилюминесценции (рис. 1). С целью увеличения реакционной поверхности образцы стекла были измельчены до размера зерна около 0,2 мм. Условия эксперимента позволяли вводить порции измельченного стекла во время измерения хемилюминесценции раствора озона. Каждое добавление порции сопровождалось яркой вспышкой света. Для изменения концентрации сорбированных на поверхности

стекла молекул посторонних веществ отдельные образцы порошка были подвергнуты вакуумированию в течение 60 мин при давлении $P \approx 0,1-0,2$ Па, другие же образцы были обработаны в течение 60 мин в деионизованной воде. Результаты эксперимента приведены на рис. 2. Из полученных данных следует, что интенсивность хемилюминесценции озона на поверхности стекла практически не зависит от времени, но в значительной степени определяется состоянием поверхности порошка стекла. Так, яркость хемилюминесценции была относительно невелика в случае, когда порошок был влажным, и повышалась, когда порошок был сухим. Особенно яркое свечение наблюдалось при внесении в раствор предварительно вакуумированного порошка. Следует отметить, что для возникновения хемилюминесценции достаточно было следов озона в растворе кислоты в количестве 10^{-7} моль/л. Предполагается, что хемилюминесцентная стадия процесса адсорбционного распада озона протекает на границе раздела поверхность стекла — раствор озона в серной кислоте. Следовательно, можно предположить, что интенсивность хемилюминесценции определяется в первую очередь количеством молекул озона, сорбированных на поверхности стекла, что в свою очередь связано с количеством центров адсорбции, т.е. дефектов, присутствующих на поверхности исследованных стеклянных основ. Поэтому обнаруженная зависимость интенсивности хемилюминесценции от состояния поверхности стекла может служить основанием для разработки чувствительного метода анализа степени загрязнения состояния поверхности стеклянных основ. Полученная корреляция между интенсивностью протекания хемилюминесцентной реакции озона на границе раздела поверхность стекла — раствор озона в H_2SO_4 и количеством молекул посторонних веществ, сорбированных на поверхности стекла, позволила предположить о наличии такой же связи между интенсивностью фосфоресценции поверхности стекла после ее облучения ультрафиолетовым светом (УФС) и степенью загрязнения этой поверхности. Действительно, интенсивность свечения поверхности стекла, возникающая после облучения ее УФС (фосфоресценция), определяется количеством возбужденных центров окраски (ЦО), а количество этих центров пропорционально количеству точечных дефектов на поверхности стекла [5]. Так как ЦО обычно интерпретируются либо захватом электронов и дырок на ло-

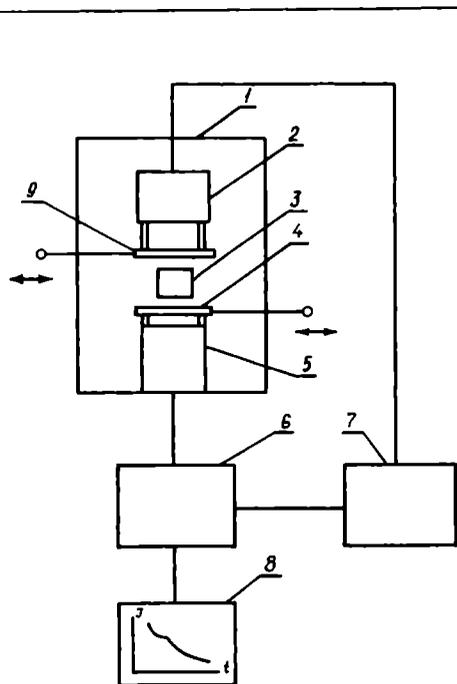


Рис. 1. Установка для измерения люминесценции и хемилюминесценции: 1 — светонепроницаемая камера, 2 — источник ультрафиолетового света, 3 — исследуемый образец, 4 — крышка-шторка ФЭУ, 5 — фотоумножитель ФЭУ, 6 — блок усилителя сигнала ФЭУ, 7 — блок питания ФЭУ, 8 — блок регистрации сигнала, 9 — крышка-шторка осветителя

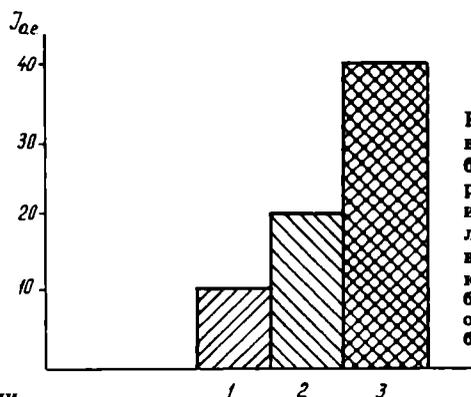
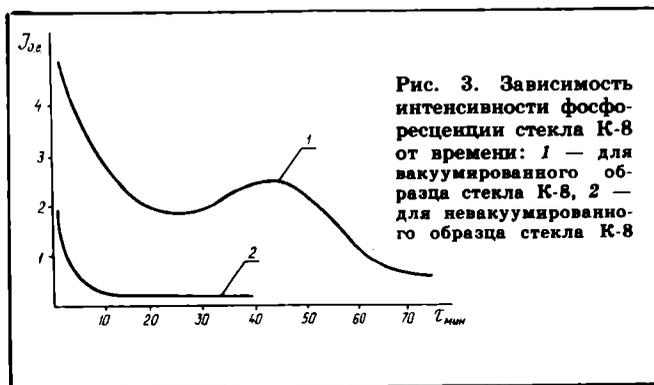


Рис. 2. Влияние предварительной обработки поверхности порошка стекла К-8 на интенсивность хемилюминесценции раствора озона в серной кислоте: 1 — обработка в H_2O , 2 — без обработки, 3 — обработка в вакууме



вушках, либо образованием "замороженных свободных радикалов" [5, 6], то свечение объясняют термическим освобождением этих ловушек. При этом центр фосфоресценции может находиться вне ЦО, на расстоянии от него в пределах нескольких десятков ангстрем. Происходит образование возбужденного состояния центра фосфоресценции в результате передачи энергии к нему от разрушаемого ЦО. Так, например, объясняют механизм возникновения термофосфоресценции для ионных кристаллов [6, 7]. Этот же механизм может быть использован и для объяснения свечения поверхности стекла после ее облучения ультрафиолетовым излучением.

С целью определения влияния степени загрязнения поверхности стеклянных основ на интенсивность фосфоресценции после облучения этой поверхности УФС были изучены зависимости интенсивности фосфоресценции предварительно вакуумированных и невакуумированных образцов от времени. Исследования проводились на установке, схема которой приведена на рис. 1. Полу-

ченные данные приведены на рис. 3. Как видно из приведенных данных, интенсивность фосфоресценции образцов без вакуумирования и после вакуумирования существенно отличается и по яркости и по кинетике спада, что свидетельствует о справедливости сделанных выше предположений об экранировании микро- и точечных дефектов, имеющих на поверхности стекла, молекулами посторонних веществ.

Таким образом, полученные экспериментальные данные свидетельствуют о непосредственном влиянии степени загрязнения поверхности стеклянных основ на интенсивность хемилюминесценции и фосфоресценции. Описанные закономерности положены в основу разработки простых, но весьма чувствительных методов анализа качества поверхности стеклянных основ, используемых, в частности, при производстве прецизионных фотошаблонов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Технология тонких пленок. Справочник/Под ред. Л.Майссела, Р.Глена.— М.: Советское радио, 1977, т. 1.— 662 с., т. 2.— 768 с.
2. Терри А., Михальске, Брюс К. Банкер. Разрушение стекла.— В мире науки, 1988, № 2, с. 62—69.
3. Паршин Г.С. Электрохемилюминесценция сернокислых растворов уранила: Дис.канд.хим.наук. Институт химии БФ АН СССР, Уфа, 1973.— 135 с.
4. Паршин Г.С., Булгаков Р.Т., Казаков В.П.— Химия высоких энергий, 1972, т. 6, № 6, с. 498—501.
5. Бреховских С.М., Тюльнин В.А. Радиационные центры в неорганических стеклах.— М.: Энергоатомиздат, 1988.— 198 с.
6. Казаков В.П. Хемилюминесценция уранила, лантаноидов и d-элементов.— М.: Наука, 1980.— 200 с.
7. Харламов В.Ф. Механизм радикалорекombинационной люминесценции.— Тр. II Всесоюзного совещания по хемилюминесценции.— Уфа, 1980, с. 26.

Статья поступила 13 мая 1991 г.

УДК 621.793.162:382.2

ГПИМ ПОЛУЧЕНИЯ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ ДИОДОВ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ

В.С.Кирзон, В.П.Глазов, Б.Л.Друзь, Е.А.Никулин

Разработанный гибкий производственный модуль управления процессом эпитаксиального наращивания позволяет получать структуры со сложным профилем распределения свободных носителей для диодов с барьером Шотки (ДВШ).

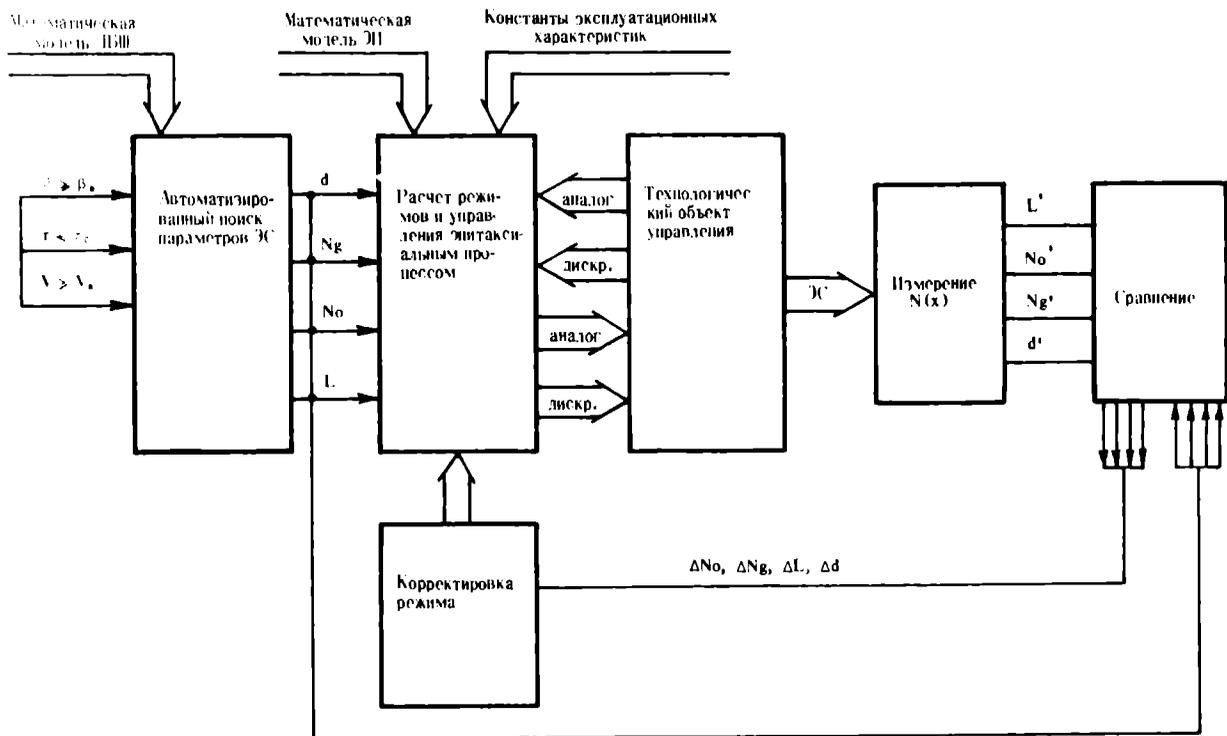
На основе математической модели процесса роста в МОС-гидридной системе и программы поиска оптимального профильного распределения составлена программа получения структур для диодов с заданными характеристиками. Предусмотрена возможность корректировки последующего технологического процесса по результатам предыдущего.

Анализ различных методов эпитаксиального наращивания показывает, что наиболее

технологичным для получения тонких слоев с заданным изменением профиля распределения свободных носителей является метод пиролитического синтеза с использованием металлоорганических соединений (МОС) и летучих неорганических гидридов, так как различные модификации хлоридного (хлоридно-гидридного) метода характеризуются более высокой температурой эпитаксии, усиливающей нежелательные диффузионные процессы, более сложной аппаратной реализацией температурного режима. Метод молекулярно-лучевой эпитаксии реализуется с помощью дорогостоящего, энергоемкого оборудования и имеет производительность, в десятки раз меньшую по сравнению с МОС-гидридным методом [1].

Гибкий производственный модуль (ГПИМ) получения эпитаксиальных структур (ЭС) (см. рисунок) включает в себя:

— автоматизированный поиск параметров



ЭС по заданным характеристикам ДБШ;

- расчет на ЭВМ режимов эпитаксиального процесса получения слоев;
- управление технологическим объектом с выдачей аналоговых и дискретных команд и приемом контрольных сигналов;
- измерение профильного распределения концентрации свободных носителей;
- сравнение полученных и требуемых параметров ЭС с последующей корректировкой технологического режима.

Автоматизированный поиск параметров ЭС по заданным характеристикам ДБШ заключается в том, что на основе установленных зависимостей [2, 3] коэффициента перекрытия по емкости (β), постоянной времени диода ($\tau = R \cdot C$), пробивного напряжения диода ($V_{пр}$) от параметров ЭС с изменяющимся уровнем легирования определяется профиль распределения носителей, обеспечивающий выполнение неравенств:

$$\tau < \tau_0; \beta \geq \beta_0; V_{пр} \geq V_0. \quad (1)$$

Реальное распределение носителей заряда по глубине слоя описывается пятью параметрами (N_0, N_g, l, d, L) и представлено в работе [2].

Программа автоматизированного поиска параметров ЭС предназначена для определения и выдачи на технологический объект управления оптимального профильного распределения свободных носителей и позволяет оперативно решать на ЭВМ следующие задачи.

Во-первых, проводить поиск в 5-мерном пространстве (N_0, N_g, d, l, L) точки допустимой области, которая имеет максимальные

допуски независимого изменения каждого входного параметра (N_0, N_g, l, L, d) при заданных ограничениях-неравенствах (1) на выходные параметры.

Метод решения задачи основан на алгоритме роста гиперкуба максимального объема в нормированном допустимом пространстве. Рост начинается с точки, удовлетворяющей условиям (1). Длины сторон куба получают заданное дискретное приращение. При выходе какой-либо вершины куба за границы допустимой области, где не выполняются условия (1) или заданные линейные ограничения на входные переменные, центр куба получает заданное дискретное смещение в противоположном направлении.

Во-вторых, проводить оптимизацию входных параметров по критерию, удовлетворяющему условиям (1) и условиям равенства выходных параметров следующим величинам:

$$\beta = \beta_0, \tau = \tau_0; V_{пр} = V_0. \quad (2)$$

Конкретный вид условия по каждому выходному параметру задается пользователем.

Формализованный поиск выбранных параметров (d, l, L, N_0, N_g) основан на минимизации целевой функции

$$f(d, l, L, N_0, N_g) = C_1(\beta) (\beta - \beta_0)^2 + C_2(\tau - \tau_0)^2 + C_3(V_{пр} - V_0)^2.$$

Весовые коэффициенты: $C_1(\beta) = C_1 \text{sign}(\beta - \beta_0)$, $C_2(\tau) = C_2 \text{sign}(\tau - \tau_0)$, $C_3(V_{пр}) = C_3 \text{sign}(V_{пр} - V_0)$ регулируют выполнение неравенств (1). Если для некоторых выбранных выходных параметров задать $C_1(\beta) = C_1$; $C_2(\tau) = C_2$ или $C_3(V) = C_3$, то оп-

тимизация целевой функции в пространстве (N_0, N_g, d, l) дает наилучшие по методу наименьших квадратов оценки выходных параметров.

В-третьих, программа автоматизированного поиска параметров ЭС позволяет производить расчет величин τ, β, V_{np} по заданным реальным значениям N_0, N_g, l, d, L .

Кроме решения этих трех задач программа позволяет по желанию пользователя осуществлять построение и вывод на печать графиков вида

$$y_i = f(x_i),$$

где $y_i = \tau, \beta, V_{np}$; $x_i = N_0, N_g, d, l, L$, а также определение сечений допустимой области входных параметров при ограничениях-неравенствах (1).

Реализация требуемых параметров N_0, N_g, d, L осуществляется на основе установленных технологических зависимостей концентраций свободных носителей (N) и скорости роста (W) от режимов эпитаксиального процесса [7]:

$$= 1,41 \cdot K_{\text{QS}} [0,7 + (v/D)^{2/3}] \exp(-E/RT) \cdot C_{\tau} (C_{\tau} H)^{-1}, \quad (3)$$

$$W = 5,95 \cdot C_{\tau} (S \cdot \rho)^{-1} [0,7 + (v/D)^{2/3}], \quad (4)$$

где W — скорость роста, мкм/с; v — кинематическая вязкость газа ($1,64 \cdot 10^{-4}$ м²/с для водорода); S — площадь сечения реактора, м²; ρ — плотность арсенида галлия, кг/м³; C_{τ} — расход ТМГ, моль/с; H — объемная скорость газового потока, м³/с; D — коэффициент диффузии.

Обработка экспериментальных результатов с применением уравнений (3) и (4) позволила идентифицировать значения:

$$\begin{aligned} D &= (0,1 \pm 0,2) \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}; \\ K &= (3,6 \pm 0,4) \cdot 10^4 \text{ м/с}, \\ E &= (1,35 \pm 0,06) \cdot 10^5 \text{ Дж/моль}. \end{aligned}$$

Наиболее удобно управлять уровнем легирования за счет изменения концентрации германа (C_{τ}), подаваемой в реактор.

Время от момента изменения концентрации германа, подаваемого в реактор до начала роста эпитаксиального слоя, обозначается τ и описывается формулой:

$$\tau = \frac{V}{H} \ln \frac{N_0}{N_g}, \quad (5)$$

где V — объем реактора, полученный из модели идеального смешивания [8].

С учетом (5) выражение зависимости скорости подачи германа, при котором реализу-

ется заданное распределение примеси в слое, имеет вид:

$$C_{\tau}(t) = \frac{mH \exp(-E/RT)}{K_{\text{QS}} \cdot 1,41 \cdot [0,7 + (v/D)^{2/3}]} \cdot N(t),$$

где

$$N(t) = \begin{cases} N_g, & t \leq t_{np} - (d/W + \tau) \\ N_0, & t > t_{np} - (d/W + \tau) \end{cases}$$

Управление процессом выращивания ЭС осуществляется путем выдачи аналоговых сигналов, соответствующих расчетным технологическим параметрам. По каждому параметру осуществляется индивидуальная градуировка. В память ЭВМ введено соотношение, связывающее C_{τ} , H и температуру барботера с триметилгаллием.

Расход арсина обеспечивает оптимальное соотношение $[\text{As}]/[\text{Ga}] = 10$.

Управление исполнительными механизмами (моторами, пневмоэлектрическими клапанами) осуществляется с помощью дискретных сигналов. Проводится постоянный контроль за действительным состоянием исполнительных механизмов и сравнение их параметров с заданными. Рассогласование выводится на печать в виде диагностического сообщения информирующего оператора о неисправностях.

Контроль профильного распределения свободных носителей заряда осуществляется после проведения процесса наращивания $C-V$ методом.

Затем параметры N'_0, N'_g, Nd , определяющие профиль концентрации свободных носителей, вводились в ЭВМ для сравнения с заданными. Отличие измеренных и заданных параметров может быть обусловлено дрейфом констант эксплуатационных характеристик, наличием неконтролируемых остаточных примесей в исходных веществах и газе-носителе, загрязнением газовых магистралей и реакционной камеры продуктами реакции и т.п.

Из-за наличия этих видов воздействия концентрация свободных носителей представляется в виде:

$$N = N_{\text{дет}} + N_{\text{сл}}.$$

$N_{\text{дет}}$ — обусловлено лигатурой, описывается выражением (3); $N_{\text{сл}}$ — воздействием вышперечисленных факторов. Наличие $N_{\text{сл}}$ учитывается в программе управления процессом эпитаксиального наращивания. Реальное значение N'_0, N'_g вносится в машину для коррекции последующего эпитаксиального процесса по результатам предыдущего.

В зависимости от величины рассогласования $\Delta N_0, \Delta N_g, \Delta d$ возможны следующие случаи:

— сигналы рассогласования находятся в допустимых пределах и следующий процесс наращивания ЭС осуществляется без коррекции режима;

— величины сигналов рассогласования превышают допустимые пределы. При этом проводится коррекция $N_{\text{дет}}$, обеспечивающая компенсацию изменения $N_{\text{сл}}$;

— величины сигналов рассогласования превышают допустимые при повторении процесса после коррекции. В этом случае работа прекращается и проводятся профилактические мероприятия.

Автоматизированный процесс наращивания структур со сложным профилем легирования реализован на основе эпитаксиальной установки с модернизированными промышленно выпускаемыми клапанами и регуляторами расхода газа РРГ-1 и управляемого вычислительного комплекса на базе ЭВМ ЭЛЕКТРОНИКА-60.

Программно-математическое обеспечение процесса эпитаксиального наращивания выполнено на языке ФОРТРАН.

Таким образом, разработан ГПИМ управления технологическим процессом получения эпитаксиальных слоев со сложным профилем распределения свободных носителей для ДБШ, который позволяет:

— рассчитывать необходимые параметры ЭС по заданным характеристикам ДБШ;

— определить режимы технологического процесса и осуществлять при необходимости коррекцию последующего технологического процесса по результатам предыдущего;

— выдавать с ЭВМ и непрерывно контролировать параметры технологического процесса;

— осуществлять автоматическое отключение и аварийную остановку при возникновении неисправностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Обзоры по электронной технике: Оборудование для молекулярно-лучевой эпитаксии/ А.Г.Денисов, Н.А.Кузнецов, В.А.Макаренко.— М., 1981, вып. 17. Сер. 7. Технология, организация производства и оборудование.— 52 с.
2. Кирзон В.С., Соловьев В.А., Лагунова Н.Г. Оптимизация примесного распределения в субмикронных структурах арсенида галлия.— Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1983, вып. 1, с. 9—12.
3. Информационный листок ВИМИ 85-1070. Программа поиска профиля легирования эпитаксиальных структур арсенида галлия для диодов с барьером Шотки. Вугальтер Г.А., Кирзон В.С., Новикова А.Г., Соловьев В.А.
4. Кирзон В.С., Вугальтер Г.А., Токарев В.Ф. Изготовление эпитаксиальных структур для диодов с барьером Шотки.— Электронная техника. Сер. 6. Материалы, 1985, вып. 2, с. 70—74.
5. Химмельблауд Д. Прикладное нелинейное программирование.— М.: Мир, 1975.— 454 с.
6. Фролов И.А., Друзь В.Л., Кирзон В.С. Расчет технологических зависимостей процесса получения структур арсенида галлия для диодов с барьером Шотки в системе $\text{Ga}(\text{CH}_3)_3\text{—AsH}_3\text{—GeH}_4\text{—H}_2$.— Электронная техника. Сер. 6. Материалы, 1982, вып. 11, с. 20—22.
7. Кафаров В.В. Основы массопередачи.— М.: Высшая школа, 1979.— 479 с.

Статья поступила 20 мая 1991 г.

УДК 681.327.12

ФОТОПОЛИМЕРНЫЕ МИКРОРЕЛЬЕФНЫЕ АНТИБЛИКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ СРЕДСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Широкое использование персональных компьютеров в профессиональной деятельности и в быту предъявляет высокие требования к эргономическим характеристикам средств отображения информации (СОИ).

Одна из основных причин, вызывающих зрительную усталость у пользователей, — появление на экранах СОИ бликов от внешних источников освещения. Поэтому для повышения качества изображения предусматривается использование антибликовых фильтров (АФ) для наружной поверхности экранов [1].

В настоящее время в АФ для создания антибликового эффекта применяют черные сетки, циркулярные поляризаторы, покрытия с микро-рельефом (МР).

Черная сетка, изготовленная из металлического или полимерного волокна, натянутая на экран или размещенная в виде приэкранного фильтра перед экраном СОИ, увеличивает контраст в основном за счет поглощения излучения, отраженного от экрана. Недостаток таких АФ — их загрязнение пылью и возможность появления муара при отображении высоких пространственных частот изображения на экране.

Циркулярные поляризаторы представляют собой просветляющие покрытия, обычно нанесенные на внешнюю поверхность экрана СОИ. Недостатки данных АФ — сложность технологии нанесения просветляющих покрытий в вакууме [2] (что повышает стоимость АФ) и необходимость использования химических и/или механических методов для удаления дефектных просветляющих покрытий при регенерации АФ. Поэтому циркулярные поляризаторы целесообразно применять только для СОИ, эксплуатируемых при высоких уровнях внешней освещенности.

Для достижения антибликового эффекта СОИ, эксплуатируемых в производственных или жилых помещениях, обычно используют покрытия с МР. При этом антибликовый эффект достигается благодаря снижению интенсивности зеркального блика из-за диффузного отражения излучения внешних источников от поверхности с МР.

В настоящее время широко распространение при изготовлении АФ получили способы формирования МР, основанные на механической обработке и/или химическом травлении поверхности экрана, а также путем напыления на поверхность экрана легкоплавких стекол или окислов туго-

плавких металлов, например силиката лития МР имеют следующие параметры: среднеквадратичное отклонение профиля от средней линии R_q и высота неровностей профиля по десяти точкам R_z , составляющие соответственно 0,05—0,12 мкм и 0,39—0,86 мкм и зависящие от способа и режима формирования МР.

При формировании МР химическим травлением внешнюю поверхность экрана подвергают химической обработке концентрированным раствором плавиковой кислоты [3]. При механическом формировании МР эта поверхность экрана обрабатывается абразивом с помощью пескоструйного аппарата [4]. После механической обработки поверхность с МР обычно подвергается химической обработке растворами солей плавиковой кислоты для устранения возникшей под воздействием абразива сетки трещин, распространяющейся в объем стекла.

Технологический процесс получения МР с помощью легкоплавкого стекла включает тонкое шлифование внешней поверхности экрана свободным абразивом, напыление на экран суспензии легкоплавкого стекла, обжиг его при температуре около 500°C и травление излишков стекла в азотной кислоте [5].

Поверхности с МР, полученные в результате механической и/или химической обработки, а также путем напыления легкоплавких стекол, не обладают антистатическими свойствами.

Поверхность с МР из силиката лития создают путем распыления раствора, стабилизированного солями кремния в деионизированной воде, на предварительно подогретую очищенную поверхность экрана. Для придания покрытию антистатических свойств в раствор вводят металлоорганические соединения, например на основе палладия. Сушку и отжиг нанесенного покрытия проводят при температуре около 90°C [6].

Основными недостатками перечисленных способов формирования МР являются невозможность регенерации поверхности с МР в случае наличия на ней оптических дефектов (царапин и т.п.) и сложность воспроизведения оптимального МР на каждом экране СОИ. Кроме того, эти технологии являются экологически грязными: в них используются высокотоксичные материалы (кислотные растворы или металлоорганические соединения), в ряде случаев проводится обжиг и применяется свободный абразив. При этом дополнительное повышение контраста изображения может быть достигнуто только при использовании накладного микрорельефного АФ с нейтральным светофильтром в качестве подложки.

Для устранения указанных недостатков разработана и испытана новая технология изготовления АФ, основанная на использовании метода фотохимического формования и жидких фотополимеризующихся материалов (ЖФМ). Изготовленные по этой технологии АФ являются микрорельефными полимерными копиями и поэтому получили название фотополимерных микрорельефных АФ. Технологический процесс их получения включает очистку подложки; нанесение на нее адгезионного слоя (АС), формирование слоя с МР, отделение матрицы и проведение доэкспонирования. В качестве подложки может выступать экран СОИ.

Очистку подложки осуществляют водным раствором поверхностно-активного вещества типа «Лотос-М» с последующей отмывкой дистиллированной водой. АС формируют из ЖФМ специально разработанного состава, который обеспечивает надежное сцепление АС со стеклянной подложкой, что снижает требования к ее очистке

Для отверждения АС экспонируют в течение 3—5 мин ультрафиолетовым (УФ) излучением. Разработана серийная технология нанесения АС на плоские подложки методом трафаретной печати.

Для формирования слоя с МР на поверхность матрицы наносят ЖФМ на основе олигокарбонат-метакрилата ОКМ-2, а затем накладывают подложку с нанесенным АС. В результате между матрицей и АС образуется слой ЖФМ, который отверждают путем экспонирования УФ излучением в течение 4 мин.

Авторами данной статьи разработан новый способ изготовления микрорельефных полимерных копий, обеспечивающий повышение тиражестойкости матрицы за счет уменьшения накопления механических повреждений ее микрорельефа под воздействием посторонних твердых включений (частиц пыли и т.п.), содержащихся в слое ЖФМ, а также расположенных на поверхности матрицы и подложки. Способ позволяет использовать ЖФМ без проведения трудоемкой микрофльтрации и изготавливать фотополимерные микрорельефные АФ в обычных производственных помещениях.

После отделения матрицы проводится доэкспонирование слоя с МР с целью оптимизации его эксплуатационных характеристик. Время экспонирования УФ излучением — 5 мин. Облучение проводится УФ излучением ртутной лампы ДРТ-1000. При использовании более мощных УФ источников длительность экспонирования уменьшается.

Разработанная технология является экологически чистой: ЖФМ содержат только нелетучие малотоксичные промышленно выпускаемые компоненты, а при регенерации таких АФ покрытие «АС + слой с МР» удаляется нетоксичным воднощелочным раствором, после чего подложка может быть использована повторно.

Фотополимерные микрорельефные АФ по сравнению с другими микрорельефными АФ имеют ряд преимуществ: возможность точного воспроизведения оптимального МР на всех АФ, изготовленных с одной матрицы; возможность использования покрытия «АС + слой с МР» в качестве светофильтра, так как исходные ЖФМ легко совмещаются с красителями; наличие определенных антистатических свойств слоя с МР, которые могут быть дополнительно усилены введением в ЖФМ антистатиков или нанесением стандартных антистатиков, предназначенных для полимеров, на поверхность с МР.

Поверхность с МР устойчива к внешним воздействиям, в том числе к абразивному действию частиц пыли, благодаря следующим высоким физико-механическим свойствам фотоотвержденного материала на основе ОКМ-2 (в частности большому значению микротвердости):

Микротвердость	17,7 кг/мм ²
Прочность при разрыве	57,0 ± 5,8 МПа
Относительное удлинение при разрыве	8,5 ± 1,6%
Показатель преломления	1,505 (n_D)

Отпечатки пальцев и другие загрязнения с поверхности легко удаляются тампоном, смоченным спиртом или ацетоном.

Образцы фотополимерных микрорельефных АФ выдерживают жесткие климатические воздействия. Не происходит, в частности, отслоения от подложки покрытия «АС + слой с МР» под воздействием термоудара при перепаде температуры от —60 до 85°C.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 270116-86. Дисплеи на электронно-лучевых трубках.
2. Введенский В.Д., Метельников А.А., Фурман Ш.А. Ахроматические просветляющие покрытия для материалов с показателями преломления 1,46—1,8.— Оптико-механическая промышленность, 1980, № 3, с. 32—34.
3. Заявка Японии, С 03С, 15/00 № 54-69120 от 14.11.77.
4. Пат. 54-15 3882 (Япония).
5. Получение антибликовой поверхности на дисплейных кинескопах/ Ю.Н.Зилицкий, Э.Д.Каган, А.П.Паршиков и др.— Электронная промышленность, 1989, № 2, с. 36.

6. Antiglare for color picture and data display tubes/ B.M.Cushman, S.B.Deal, J.M.Ir.Enemann, B.J.Marks.— Rev. Techn. Thomson-CSF, 1989, vol. 20—21, N 1. p. 87—115.

О.А.Ходосевич, Б.В.Каминский

Научно-исследовательский институт телевизионной техники «Электрон»,
290601, г. Львов, ул. Стороженко, 12.

Речицкий опытный завод «РИТМ» предлагает

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ РДВ-11 ИЛ4.599.003ТУ

для коммутации электрических цепей постоянного тока с фиксированными выдержками времени срабатывания от 0,05 до 7200 с.

Представляет собой микросборку, выполненную по гибридной тонкопленочной технологии в корпусе 153.15-2 с одним бесконтактным замыкающим выводом.

Коммутируемые токи	до 0,4 А
при напряжении 45—80 В	не более 1,5 мА
Ток утечки	
Напряжение управления	12—34 В
при токе управления не более 5 мА	5±0,5 В
при токе управления не более 1 мА	не более 12 г
Масса	

РЕЛЕ РСК-12 НЛ 4.399.002 ТУ

для коммутации электрических цепей постоянного тока в диапазоне температур от —60 до 100°С

Представляет собой микросборку, выполненную по гибридной тонкопленочной технологии в корпусе 153.15-2 с одним бесконтактным замыкающим выводом.

Коммутируемые токи	от 0,005—0,5 А
при напряжении 4,5—60 В	
Ток утечки	
при температуре 25°С	не более 3 мА
при температуре 85°С	не более 2 мА
Напряжение управления	
при токе потребления не более 15 мА	5±0,5 В
Масса	не более 7 г

МИКРОСБОРКИ корректирующие усилители стабилизаторы напряжения преобразователи источники тока

Схемы выполнены по гибридно-пленочной технологии в металлокерамических корпусах с вертикальным расположением выводов. Температура эксплуатации от 40 до 70°С.

Принимаются заказы на разработку ГИС по принципиальной схеме заказчика с гарантированной поставкой в кратчайшие сроки.

для измерительно-вычислительных комплексов, цифровых измерительных приборов, информационно-измерительных систем с числовым программным управлением, устройств промышленной автоматики.

Адрес: 247500, г. Речица Гомельской области, опытный завод «РИТМ», Отдел маркетинга, тел. 2-23-88

УСТАНОВКА ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ И ТРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ

Б.Г.Кудряшов, С.А.Литвиненко, В.С.Юдин

В результате модернизации базовой модели установки плазмохимического травления 08ПХО-100Т-004 создана установка, на которой можно проводить не только процессы травления, но и плазмохимического осаждения слоев аморфного кремния, окисла, нитрида и оксинитрида кремния.

Процессы плазмохимического осаждения и травления различных слоев находят все более широкое применение в современной микроэлектронике. Однако, если для реализации процессов плазмохимического травления выпускается широкий класс промышленных установок, то для плазмохимического осаждения используют только два вида установок типа УВП [1]. Дальнейшее развитие газозависимых методов осаждения полупроводниковых и диэлектрических слоев при атмосферном или пониженном давлении, а также широкое распространение слоев аморфного гидрогенизированного кремния (α -Si:H), промышленное оборудование для получения которого практически отсутствует [3, 4], требует разработки нового оборудования или модернизации имеющегося.

Установка, изготовленная на основе модернизации базовой модели установки плазмохимического травления 08ПХО-100Т-004, позволяет осуществлять плазмохимическое осаждение и травление слоев аморфного гидрогенизированного кремния, окисла, нитрида и оксинитрида кремния. Установка оснащена времяпролетным масс-спектрометром, который осуществляет качественный и количественный контроль газовой среды в реакторе на всех этапах технологического процесса, а также используется для определения скоростей осаждения и травления.

При модернизации установки в рабочей камере под нижним вращающимся электродом были установлены ИК лампы для нагрева электрода до 300°C, установлен отражатель для уменьшения нагрева стенок реактора и предотвращения осаждения продуктов реакции на поверхность ламп. Измерение и поддержание заданной температуры подложек осуществляется с помощью хромель-копелевой термопары. Для получения остаточного безмасляного вакуума в реакторе $\sim 5 \cdot 10^{-6}$ торр используется турбомолекулярный насос ВМ-150

с производительностью 170 л/с. Дроссельный клапан позволяет изменять скорость откачки в диапазоне 0,3–100 л/с и проводить процесс в диапазоне 0,1–10 торр. Контроль вакуума ведется прибором ВИТ-2П. Управление вакуумной системой и нагревателями осуществляется с общего блока управления и может выполняться как в ручном режиме, так и от программатора ПВК 15×20 М.

Для качественного и количественного контроля состава газовой фазы в реакторе, скорости протекания реакций плазмохимического осаждения и травления разработан времяпролетный масс-спектрометр (ВПМС), позволяющий контролировать реакции травления и синтеза пленок, а также проводить оперативный контроль чистоты используемых газов на содержание примесных веществ с концентрациями до 0,1%. Меньшие концентрации примесей определялись с помощью дополнительного термосепарирующего устройства. Время анализа газовой среды с помощью ВПМС составляет $7 \cdot 10^{-5}$ с, частота анализа — 10 кГц, разрешение по массовым числам — 100, чувствительность к потоку частиц до 10^{10} молекул/с, чувствительность по парциальному давлению — 10^{-10} Па при соотношении сигнал/шум не менее 2. Динамический диапазон определяемых концентраций — 10^3 , динамический диапазон определения концентраций примесей с применением термосепаратора — 10^6 .

Масс-спектрометр подключается непосредственно к реактору через редуцирующий вакуумный вентиль, что позволяет производить прямой качественный и количественный анализ газовой среды в реакторе в течение всего технологического процесса осаждения или травления. Масс-спектры для оперативного контроля технологического процесса выводятся на экран электронно-лучевого осциллографа С1-98. Кроме этого реализована возможность ввода масс-спектров в АЦП ЭВМ ДВК-3.

Разработанная установка позволяет проводить плазмохимическое осаждение и травление слоев аморфного гидрогенизированного кремния, окисла, нитрида и оксинитрида кремния. Технические характеристики установки приведены ниже. Следует отметить, что кроме кремниевых пластин диаметром 76, 100, 125 и 150 мм на установке можно обрабатывать подложки произвольной формы, раз-

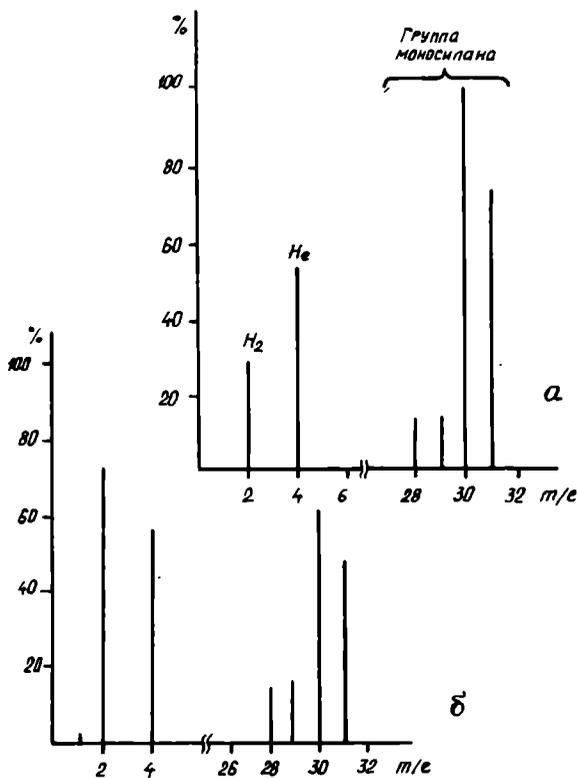


Рис. 1. Масс-спектры газовой фазы в реакторе: а — после напуска моно-силана, б — в процессе осаждения

мером до 350×350 мм, а при модернизации за- ружочного устройства и большего размера.

На разработанной установке производи- лись процессы осаждения и травления слоев аморфного гидрогенизированного кремния. Слои а-Si:H толщиной 0,1–1,0 мкм осаждались в плазме моносилана со скоростью 0,10–0,13 нм/с при температуре подложки 250–300°C. Были получены слои со следующими характеристиками: воспроизводимости толщины слоя не хуже $\pm 2,0\%$; оптическая ширина запрещенной зоны 1,72–1,75 эВ; темновая проводимость 10^{-10} Ом $^{-1} \cdot$ см $^{-1}$; относительная фотопроводимость 10^5 – 10^6 .

На рис. 1 приведены масс-спектры газовой фазы в реакторе плазмохимической установ- ки при напуске в нее смеси: гелий + 25% мо- носилана. Основными продуктами являются молекулярный водород, гелий и моносилан. Следует отметить, что разработанный ком- плекс позволяет измерять только нейтральные стабильные компоненты газовой фазы реак- тора. При плазмохимическом осаждении крем- ния происходит распад моносилана (с умень- шением его концентрации в газовой фазе) и образование молекулярного водорода (с уве- личением его концентрации в газовой фазе). Изменение концентрации моносилана свиде- тельствует о скорости роста пленки кремния, то есть реализована возможность оперативно- го контроля скорости роста пленок кремния. На рис. 2 приведена зависимость изменения концентрации моносилана в реакторе в зави- симости от мощности ВЧ плазмы при пост- оянном напуске смеси SiH $_4$ (He). Зависимость имеет линейный характер и позволяет опре-

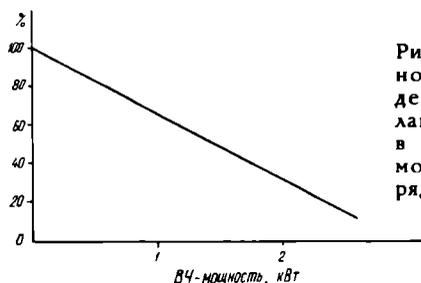


Рис. 2. Изменение от- носительного со- держания моно- силана в газовой смеси в зависимости от мощности ВЧ-раз- ряда

делить коэффициент использования моно-силана. Экстраполяция полученной зависимости показывает, что при мощности ВЧ плазмы 4,5 кВт в реакции участвуют все ионы SiH $_4$, а при мощности 1,6 кВт только 30% ионов.

При травлении слоев аморфного кремния в среде фреона было установлено, что ско- рость травления прямо пропорциональна кон- центрации фтористого кремния, образующего- ся в результате реакции плазмохимического травления. Окончание травления фиксирует- ся по исчезновению в масс-спектрах пиков фтористого кремния.

Основные технические характеристики установки плазмохимического осаждения и травления полупроводниковых и диэлектрических слоев

Максимальная потребляемая электри- ческая мощность, кВА	16
Время непрерывной работы, ч	8
Диаметр обрабатываемых пластин, мм	76
	100
Одновременная загрузка, шт	20
	15
Остаточное давление (через 30 мин после открытия вакуумного клапана турбо- молекулярного насоса), мм.рт.ст.	$5 \cdot 10^{-6}$
Натекание вакуумной системы не более, м 3 Па/с	$1 \cdot 10^{-2}$
Рабочая частота ВЧ генератора, МГц	$5,28 \pm 1\%$
Диапазон рабочих давлений, мм.рт.ст.	10^{-1} – 10^1
Диапазон регулировки нагрева под- ложек, °С	20–300
Регулируемая выходная мощность ВЧ генератора на активную нагрузку 750 м, не менее, кВт	4
Нестабильность выходной мощности ге- нератора в диапазоне 0,1–3,0 кВт	$\pm 5\%$
Верхний предел регистрации по массовым числам, а.е.м.	1000
Разрешающая способность по массам	120
Чувствительность по аргону, Па	$5 \cdot 10^{-10}$
Время регистрации одного полного масс- спектра, с	10^{-4}
Габаритные размеры, не более, мм	2050×1930×1885
Масса, не более, кг	1300

ЛИТЕРАТУРА

- Голиков Ю.А., Смирнова Т.П., Соло- вьев А.П. Плазмохимические методы синтеза диэлект- рических слоев в полупроводниковой технологии. — Обзоры по ЭТ, сер. 3, 1986. — 28 с.
- Адамс А. Осаждение диэлектрических пленок и поликристаллического кремния. Технология СБИС/ Под ред. С.Зи. — М.: Мир, 1986, кн. 2, с. 125–173.
- Аморфный гидрогенизированный кремний и полу- проводниковые структуры на его основе для изделий электронной техники/ В.С.Белоусов, Ю.Ф.Козлов, С.В.Петров и др. — Электронная промышленность, 1990, вып. 8, с. 43–51.
- Тонкопленочные МДП-транзисторы на основе аморфного гидрогенизированного кремния: физика, техно- логия, применение в ЖКЭ/ В.А.Высоцкий, О.И.Конь- ков, А.Г.Смирнов, Е.И.Теруков. — Препринт ФТИ АН СССР, 1989, № 1418.

СТОЛ ДЛЯ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛАСТИН

Разработан и изготовлен программно управляемый прецизионный двухкоординатный стол с ходом по каждой координате 200 мм и точностью позиционирования не менее 5 мкм.

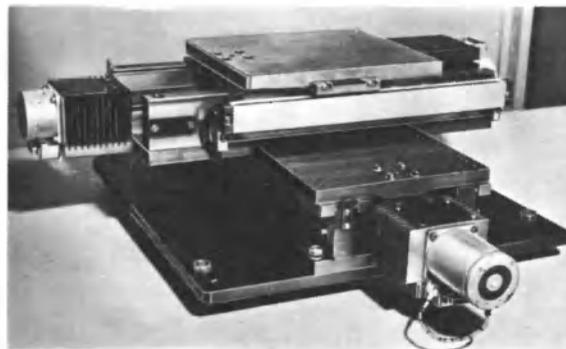
Для повышения степени интеграции ИС и наращивания выпуска СБИС необходимо новое поколение оборудования для операционного контроля и физико-аналитических исследований полупроводниковых структур. По данным зарубежных фирм Leitz, Opton и Microcontrole в комплект такого оборудования должен входить программно управляемый прецизионный двухкоординатный стол с ходом по каждой координате до 200 мм и точностью позиционирования не менее 5 мкм.

В Центральном научно-исследовательском институте измерительной аппаратуры (г. Саратов) разработан и изготовлен макет двухкоординатного стола для точного позиционирования полупроводниковых пластин.

Стол состоит из двух взаимно перпендикулярных механизмов линейного перемещения. Причем, каждый механизм имеет два приводных шаговых двигателя: один закреплен на неподвижном основании, подсоединен к ходовому винту и используется для его вращения, другой — на подвижной части стола — каретке и через редуктор с коэффициентом передачи $K = 0,8$ сообщает вращательное движение гайке винтовой пары. Точность позиционирования обеспечивается с помощью датчика обратной связи.

При данной конструкции возможны три варианта микроподачи стола:

- средняя подача. Питание подается только на первый двигатель, вращается только ходовой винт, подача каретки на один импульс составляет 5 мкм;
- малая подача. Питание подается на оба двигателя, которые вращаются в одном и том же направлении. В результате обеспечивается дифференциальное перемещение каретки: 1 мкм на один импульс;



— скоростная подача. Питание подается на оба двигателя, которые вращаются в разных направлениях. В результате обеспечивается интегральное перемещение каретки: 9 мкм на один импульс.

Стол изготовлен на универсальном оборудовании, обеспечивающем точность механической обработки деталей не выше 7–8 квалитета. Высокая точность позиционирования 5 мкм на длине 200 мм, достигается с помощью датчика обратной связи, представляющего собой серийно выпускаемый растровый преобразователь линейного перемещения.

Принятая кинематическая схема не позволяет на ее базе получить точность позиционирования больше 2–5 мкм, но ее преимуществом является применение традиционных методов обработки на универсальном оборудовании.

В ЦНИИИА имеется комплект документации на данный стол.

В.Д.Чуприк, И.И.Демидов

Статья поступила 6 июня 1991 г.

ДУХКООРДИНАТНЫЙ СТОЛ ДЛЯ СБОРКИ И КОНТРОЛЯ ДЕТАЛЕЙ

Двухкоординатные столы, используемые в установках для изготовления, сборки и контроля ИЭТ, производства фотошаблонов, весьма громоздки, сложны в изготовлении и дороги.

В последние годы разработаны оригинальные сравнительно малогабаритные двухкоординатные столы, в которых использованы постоянные магниты для перемещения по взаимоперпендикулярным осям X и Y предметной плиты с деталями*. Однако несмотря на высокую точность позиционирования эти столы не получили большого распространения в промышленности из-за сложностей, возникающих при их эксплуатации.

В Московском институте радиотехники, электроники и автоматики разработан настольный двухкоординатный стол, в котором, направляющие прямолинейного движения по осям X и Y заменены одной предметной плитой, что делает его компактным и легким.

В комплект стола входит стойка в качестве держателя различных агрегатов и инструментов при использовании стола в технологических линиях.

Техническая характеристика

Перемещение предметной плиты, мм	
по оси X	150
по оси Y	260

Скорость перемещения, мм/мин	750
Перемещение от одного импульса, мкм	25
Точность позиционирования, мкм	15
Габаритные размеры, мм	
предметной плиты	400 × 280
стола	920 × 800
Масса стола, кг	33

Предусмотрена возможность поворота предметной плиты вокруг вертикальной оси Z .

В установках контроля качества паяных соединений планарных выводов ИС на печатных платах предметная плита перемещается шаговыми двигателями с управлением в ручном и автоматическом режимах.

Стол может быть использован в автоматизированных технологических комплексах сборки, контроля и упаковки ИЭТ. В этом случае предусмотрено перемещение предметной плиты двигателями постоянного тока с датчиками перемещения в цепи обратной связи.

канд.техн.наук, доц. Несвижский В.Б.,
канд.техн.наук, доц. В.А.Тюлин,
канд.техн.наук, доц. А.И.Фефер

* А.с. № 971606 (СССР). Двухкоординатный стол/ С.В.Бобрин, А.В.Говорков, Н.А.Кутасов, А.М.Лущенков, Ю.Н.Храмов. — Оpubл. в Б.И., 1982, № 41.

УДК 681.327.001.2

КОМПЛЕКС ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ВИНЧЕСТЕРСКИХ НАКОПИТЕЛЕЙ

канд.техн.наук, ст.науч.сотр. В.Д.Баронец,
М.А.Гречихин, С.А.Демидов, Г.И.Смирнов

Комплекс функционального контроля «Электроника МС0708» позволяет выполнить 40 испытательных программ при тестировании винчестерских накопителей со следующими основными параметрами: интерфейсом ST506/412, MFM-кодированием, скоростью передачи данных при записи-чтении 5 Мбит/с

При разработке и серийном изготовлении различных моделей винчестерских накопителей требуется обеспечить быструю проверку рабочих параметров и провести всесторонние испытания накопителей после их полной сборки, входной контроль при производстве средств вычислительной техники, ремонт и анализ неисправностей накопителей, исследования и разработку перспективных моделей. Для этих целей используются тесты зарубежных фирм: Elexstar Corp. (США), Cambraint Systems Inc. (США), Applied Data Communications (США) и др. [1–3].

В НИИТОП (г. Н.Новгород) разработан комплекс функционального контроля «Электроника МС0708», который позволяет проверять пользовательские характеристики винчестерских накопителей и оценивать надежность функционирования их узлов. Проверяются элементы накопителя: шпиндель, головки, поверхность дисков, интерфейс. При этом комплекс подсоединяется к накопителю через его краевые разъемы, и контроль выполняется с помощью его внешних сигналов.

Проверка проводится по результатам тестовых испытаний, при которых определяются основные функциональные характеристики накопителя и выполняются ряд установочных и сервисных операций, облегчающих поиск неисправностей. Основу функционального контроля составляет оптимальный набор тестов, различные сочетания которых позволяют гибко проводить этот контроль на всех уровнях (начиная с определения «годен — негоден» и кончая указанием типов неисправностей). Тесты делятся на следующие группы:

записи, чтения, форматов, поиска, специальные, мультитесты, калибровочные, буферов и таблиц, справочно-архивные. Испытания, имеющие прямое отношение к функциональному контролю, выполняются с помощью шести групп тестов.

Тесты записи предусматривают запись различных наборов данных (псевдослучайного, наихудшего, оператора) в сектора установленных цилиндров (от младшего к старшему и наоборот, по случайно генерируемым адресам и др.), чтение данных с проверкой контрольного циклического кода и сравнением для каждого сектора, классификацией ошибок на случайные и жесткие, их локализацией. Тесты чтения предусматривают чтение данных для условий, идентичных тестам записи. Тесты форматов позволяют устанавливать различные рабочие форматы данных на дорожках (32 сектора \times 256 байтов, 16 секторов \times 512 байтов, 8 секторов \times 1024 байта и др.) и форматировать дорожки в данных форматах. Тесты поиска выполняют поиск адресов цилиндров при различных законах позиционирования (качели, Фибоначчи, случайные адреса и др.) и обнаруживают ошибки поиска. Калибровочные тесты позволяют устанавливать различные параметры испытаний: границы окна детектирования, режим позиционирования, максимальный адрес цилиндра и др. Специальные тесты производят контроль основных параметров накопителя: интерфейсных сигналов, скорости вращения шпинделя, времени позиционирования, времени установки головок, запаса по окну детектирования и др. Мультитесты позволяют автоматически исполнять ряд следующих друг за другом различных тестов. Тесты буферов и таблиц обеспечивают заполнение различными наборами данных буферов записи и чтения сектора, отображение их содержания, вывод таблиц ошибок, результатов измерений и др. Справочно-архивные тесты выводят информацию о тестах, текущие параметры испытаний, позволяют документировать результаты испытаний, выводить их в архив.



Комплекс функционального контроля накопителей

Предусматривается возможность исключения головок, дорожек и секторов из процесса тестирования как с помощью оператора, так и автоматически. Во время выполнения тестов фиксируются возможные ошибки чтения данных, поиска адресов цилиндров, значений параметров накопителя и др. Реализуется возможность построения характерных зависимостей между параметрами накопителя на основе данных архива, например, количества случайных ошибок от размеров окна детектирования и др. Данные тестовые испытания накопителей обеспечиваются комплексом «Электроника МС0708», который представляет собой измерительно-вычислительную систему на базе ПЭВМ (см. рисунок).

Комплекс «Электроника МС0708» имеет блочно-модульную конструкцию с размещением блоков в подвижной стойке, включает

Техническая характеристика

Число подключаемых накопителей	4
Число испытываемых головок	не более 8
Число испытываемых цилиндров	не более 1024
Интерфейс связи с накопителями	ST506/412
Способ записи	MFM
Скорость передачи данных, Мбит/с	$5 \pm 1\%$
Границы изменения окна детектирования, нс	$(24...84) \pm 1,5$
Разрешающая способность (дискрет изменения окна детектирования), нс	$2,1 \pm 0,7$
Число режимов позиционирования	3
Число стандартных форматов	5
Число тестовых программ	110
Номинальные выходные напряжения модуля питания накопителя, В	$+5 \pm 1\%$ $+12 \pm 1\%$
Номинальный ток нагрузки модуля питания накопителя, А	
в канале 5 В	не более 1,5
в канале 12 В	не более 4,5
Стоимость комплекса, тыс. руб.	
полного комплекта	45,0
минимального комплекта	25,0

в себя ПЭВМ, программное обеспечение (ПО), контроллерный блок, микропрограмму и блок питания накопителей. В качестве ПЭВМ используется ДВК 3 «Электроника МС0507.03». ПЭВМ обеспечивает управление всеми операциями, блоками и внешними устройствами комплекса.

Контроллерный блок осуществляет запись-чтение и проверку состояния подключенных к нему накопителей. В его основу положен принцип микропрограммного управления: все внутренние операции выполняет однокристалльный восьмиразрядный микропроцессор КМ1818МО1. Микропрограмма, обеспечивающая функционирование контроллерного блока КБ, записана в ПЗУ емкостью $2K \times 24$ бит. Микропрограмма включает в себя модули тестирования и начальной установки параметров, обращения к программнодоступным регистрам, дешифрации кодов команд, реализации команд. Она написана на языке Ассемблер. Контроллерный блок позволяет кодировать данные методом MFM, записывать их на диск с возможностью предкомпенсации, считывать с диска и выделять данные из MFM-сигнала. Для реализации теста функционального контроля введено 26 команд контроллерного блока. Обмен между ПЭВМ и этим блоком осуществляется через 16 программнодоступных регистров. Для контроля временных параметров накопителей используется программируемый интегральный таймер.

ПО представляет собой развитый комплекс программных средств: системных, диагностических, прикладных. В качестве системного ПО используется операционная среда на базе РТ11 или ТSХ. Программы диагностики позволяют проверить работоспособность комплекса. Прикладное ПО включает в себя комплексы программ тестового контроля, управления архивом и обработки результатов тестирования. Архив данных построен на основе СУБД «РТК-микро» и состоит из трех баз данных для хранения соответственно результатов тестов записи-чтения, результатов специальных тестов и исключенных из тестирования головок, дорожек, секторов. Прикладное ПО имеет оверлейную структуру, написано на языках Ассемблер, Си, Паскаль.

БПН включает в себя четыре автономных модуля питания накопителей. В каждом модуле имеется возможность дистанционного включения—выключения источника напряжения 12 В по команде с ПЭВМ.

Функциональный контроль накопителей проводится в диалоговом режиме, при этом оператор вводит с клавиатуры двухбуквенные командные коды тестов. Перед выполнением тестов необходимо задавать начальные параметры испытаний, которые устанавливаются по умолчанию и могут быть изменены оператором. Для организации различных вариантов испытаний используется флаговое слово, задаваемое шестнадцатеричным числом. При установке в его разрядах «1» выполняются различные действия: зацикли-

вание теста, вывод полного сообщения об ошибках, установка последовательных испытаний и др. Испытания осуществляются в двух режимах. Первый предполагает выполнение данного теста и возврат к исходному состоянию (ожиданию задания нового теста). Второй предусматривает зацикливание данного теста после его завершения до остановки оператором. Испытания заканчиваются в трех случаях: при успешном завершении тестирования, при прекращении тестирования оператором, при аварийном прекращении тестирования. В процессе функционального контроля выводятся сообщения о результатах испытаний на экран, имеется возможность их документировать и сохранять в архиве.

Комплекс «Электроника МС0708» прошел метрологическую аттестацию и производствен-

ные испытания, поставляется по договорам. Проводятся работы в двух направлениях: по созданию многопостовой и портативной моделей комплекса, разрабатывается экспертная система функционального диагностирования высокоскоростных накопителей большой емкости с различными интерфейсами и способами записи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. R u o f f J. How to test winchester disk drives.— Computer Design, 1984, vol. 23, N 5, p. 81—84, 86.
2. Disk-drive tester needs just seven passes to find defects.— Electronics, 1984, N 6, p. 184.
3. Winchester test set manages 32 drives.— Electronic Design, 1988, vol. 33, N 17, p. 211.

Статья поступила 23 апреля 1991 г.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В РЭМ-МЕТРОЛОГИИ ЛИНЕЙНЫХ РАЗМЕРОВ

канд. физ.-мат. наук В.А.Куликов, д-р физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. Ю.А.Матвеев, М.А.Ушаков

Сопоставлены выводы о структуре изображения в высоковольтных растровых электронных микроскопах, полученные в рамках расчетов по методу Монте-Карло и «диффузных» моделей в режимах регистрации вторичных и отраженных электронов. Даны рекомендации по алгоритмам изменения линейных размеров проводящих полупроводниковых структур в этих режимах работы высоковольтных растровых электронных микроскопов.

Достоверный контроль топологии полупроводниковых структур с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ) связан с тщательным анализом моделей формирования изображения в нем с учетом экспериментальных данных, получаемых с помощью РЭМ или контрольно-измерительного оборудования, базирующегося на иных физических принципах измерения. Такой подход использован в работах по обеспечению единства измерений на фотосаблонах с помощью растровой электронной и оптической микроскопии [1, 2].

Отечественные работы по метрологии линейных размеров с помощью РЭМ базируются, в основном, на результатах расчетов в рамках «диффузных» моделей движения электронов в толще контролируемых с помощью РЭМ объектов, что существенно облегчает реализацию расчетных алгоритмов на сравнительно небольших ЭВМ [3—6].

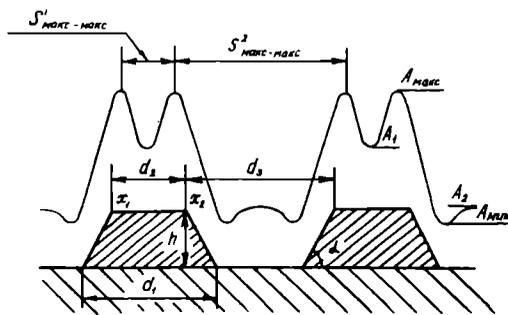
Кроме подобного подхода в некоторых исследованиях такие модели сочетаются с расчетами по методу Монте-Карло [7, 8], а значительное число зарубежных работ осно-

вано на прецизионных расчетах по данному методу с привлечением больших ЭВМ [9, 10].

Метод Монте-Карло прошел проверку в части описания взаимодействия электронов разных энергий с твердым телом [11—14] и может служить эталонным для описания взаимодействия зонда РЭМ с полупроводниковыми структурами в виде выступов или канавок в материале однородном (металле или полупроводнике) или гетерогенном (металле на полупроводниковой подложке), не содержащими диэлектрических областей, заряжающихся до потенциалов, сопоставимых с ускоряющим напряжением РЭМ. В работах [3—6] рассмотрены подобные объекты, поэтому логично было бы оценивать достоверность представленных в них моделей сопоставлением интерпретаций РЭМ-изображений с их помощью и на основании расчетов по методу Монте-Карло.

На основании экспериментальных данных и расчетов по методу Монте-Карло установлено, что при падении электронного зонда по нормали к поверхности для объектов с физическими характеристиками, описанными в предыдущем абзаце, видеосигнал РЭМ в режиме регистрации вторичных электронов при ускоряющих напряжениях $U > 10$ кВ имеет двухпиковую структуру (см. рисунок). Форма максимумов, соотношение амплитуд A_{\max} , A_1 , A_2 , A_{\min} зависят от формы поперечного профиля рельефной структуры, соотношения его геометрических характеристик d_1 ; d_2 ; h ; a с диаметром электронного зонда РЭМ σ_z , ускоряющего напряжения U и параметров, характеризующих рассеяние электронов материалом структуры.

Теоретически можно допустить довольно много возможных комбинаций этих величин,



Типичное изображение видеосигнала вторичных электронов в высоковольтном РЭМ для рельефной структуры при нормальном падении электронного зонда

но в высоковольтной растровой электронной микроскопии при контроле реальных полупроводниковых структур, обладающих заметной проводимостью в большинстве случаев $\sigma_s = 0,01 \dots 0,05$ мкм, $d_1; d_2 > 0,25$ мкм, $h > 0,1$ мкм, $U = 10 \dots 30$ кВ. Структуры представляют собой канавки в кремнии (или арсениде галлия) или полоски металла на поверхности этих полупроводников с углом наклона боковых стенок к основанию $80-90^\circ$.

Максимумы видеосигнала вторичных электронов при таком сочетании параметров РЭМ и характеристик образца локализованы вблизи точек x_1 и x_2 , а величина d_2 равна $S^1_{\text{макс-макс}} + \sigma_s$ с точностью до десятых долей величины σ_s [7, 8]. Для канавки ее ширина по верхнему основанию поперечного сечения $d_3 = S^2_{\text{макс-макс}} - \sigma_s$ с той же точностью. При вертикальных боковых стенках структур (а именно такие объекты рассматриваются в работах [3-6]) $d_1 = d_2$ и ширина структуры может быть однозначно определена по величине $S_{\text{макс-макс}}$ с точностью до диаметра электронного зонда РЭМ или с большей точностью при введении поправки $\pm \sigma_s$.

Видеосигнал в режиме регистрации отраженных электронов в высоковольтных РЭМ, оснащенных симметричными детекторами, симметричен и качественно подобен видеосигналу, изображенному на рисунке, хотя из-за худшего разрешения РЭМ в режиме регистрации видеосигнала отраженных электронов его максимумы шире, и при достаточно малых значениях $d_1; d_2$ могут сливаться. Границе вертикального выступа на видеосигнале отраженных электронов с точностью до нескольких десятых долей величины σ_s соответствует середина отрезка, ограниченного координатами точек, отвечающих достижению видеосигналом максимального и минимального значений [10-15].

В отличие от метода Монте-Карло применение моделей работ [3-6] подразумевает предварительный анализ соответствия геометрии контролируемого образца и условий работы РЭМ ограничениям, заложенным в моделях. В работе [5], при исследовании формирования видеосигнала вторичных электронов для

ускоряющих напряжений $10-20$ кВ, соответствующих устойчивым режимам работы электронно-зондовых систем РЭМ ZRM-12 и ZRM-20, ограничения, вводимые на геометрию образца и диаметр электронного зонда РЭМ, практически несут незначительные ($h > \lambda$ (1), $L \gg \lambda$ (2), $\sigma_s \gg \lambda$ (3), где L — длина пробега электронов зонда в толще образца без изменения направления своего движения, λ — среднее эффективное значение длины поглощения вторичных электронов в материале образца). Однако величина λ может меняться от 1 до 10 нм [16]. При этом появляется противоречие между условиями (2) и (3), когда для увеличения диаметра зонда при его фиксированном токе необходимо понижать ускоряющее напряжение, что приводит к уменьшению длины пробега электронов. Кроме того, точное определение параметров λ и L возможно лишь при проведении прецизионных экспериментов или расчетов по методу Монте-Карло. Условие (2) накладывает ограничение на применение модели, приведенной в работе [5], к анализу видеосигналов от выступов из тяжелых металлов высотой более $0,1$ мкм, так как в этом случае область рассеяния электронов в образце не обладает четко выраженной грушевидной формой и величина L равна нулю. Сами авторы ограничивают применимость приведенных в работе [5] результатов лишь к относительно «низким» рельефным структурам ($h < 0,25$ мкм).

Анализируя формирование видеосигнала отраженных электронов в РЭМ, авторы работы [6] приводят оценки, справедливые при $\sigma/\sigma_s > 6$ (4), где σ — равно одной трети максимальной длины пробега электронов зонда в образце. Из данных работы [16] следует, что при $U = 10 \dots 20$ кВ $\sigma = 0,07 \dots 0,8$ мкм для наиболее распространенных в микроэлектронной промышленности материалов. Для характерных $\sigma_s = 0,01 \dots 0,05$ мкм РЭМ ZRM-12 и ZRM-20 наиболее надежно применение результатов работы [6] к измерению структур с большой областью проникновения электронов (кремний, алюминий), а для материалов со сравнительно большими атомными номерами (арсенид галлия, золото) условие (4) может и не выполняться, что формально не позволяет применять результаты работы [6] при контроле затворных структур СВЧ-транзисторов на арсениде галлия. Таким образом, несмотря на дешевизну реализации алгоритма расчета видеосигналов вторичных и отраженных электронов, предложенных в работах [5, 6], их применение ограничено. Расчеты по методу Монте-Карло позволяют сделать более общие выводы.

Состояние работ по другим направлениям разработки модели формирования видеосигнала в РЭМ обобщено в обзорных статьях [3, 4, 17]. К настоящему времени детально рассмотрены два случая: контроль неглубоких однородных структур, высота рельефа которых $h < L$ [3, 4] и контроль гетерогенных структур с произвольной глубиной рельефа [4, 18, 19]. Данные публикации ограничивают

ся лишь моделированием видеосигнала вторичных электронов для проводящих структур. Рассмотрение случая неглубоких топологических структур представляет в большей степени методический интерес. Сравнения с экспериментальными данными, удовлетворяющими предложенным допущениям как для топологии объектов, так и по условиям работы РЭМ, в статьях не приводится. Большой практический интерес представляет собой модель формирования видеосигналов от образцов с произвольной глубиной рельефа [4]. Хотя здесь подразумеваются различные сочетания параметров рельефа образцов и режимов работы РЭМ, в работе [4] рассматривается лишь частный случай, когда глубина рельефа больше области рассеяния электронов зонда РЭМ. В этом случае авторы предсказывают наличие у функции распределения коэффициента вторичной эмиссии вдоль линии сканирования двух максимумов, из которых один узкий и локализован вблизи границы вертикального выступа, а второй сдвинут в сторону от него на расстояние, соизмеримое с величиной области диффузно рассеянных в толще образца быстрых электронов. В работе [3] предполагается, что при свертке подобной функции с гауссовой функцией распределения электронов в зонде РЭМ для расчета реального профиля видеосигнала ВЭ РЭМ произойдет преимущественное сглаживание первого пика и незначительное изменение амплитуды и положения второго (аномального). В качестве экспериментального подтверждения этого вывода приводятся результаты измерения на РЭМ ZRM-20 тестового элемента в виде танталовой полоски толщиной 0,09 мкм на кремниевой подложке. При таких измерениях расстояние между максимумами видеосигнала оказалось на 0,3 мкм меньше аттестованного значения ширины танталовой полоски, равного 4,00 мкм [19]. Пример с измерением танталовой полоски на РЭМ ZRM-20 при $U=16$ кВ не может иллюстрировать выводы о форме видеосигнала вторичных электронов для структуры с глубоким рельефом, так как глубина проникновения быстрых электронов с энергией 16 кэВ в тантал (0,7 мкм [16]) значительно превосходит толщину тантала на тестовом элементе (0,09 мкм [18, 19]).

Аномальность природы пиков, наблюдаемых в эксперименте, не выглядит достаточно аргументированной, так как расхождение между измеренным по расстоянию между максимумами и аттестованным значениями совпадает с величиной диаметра электронного зонда РЭМ ZRM-20 в экспериментах [18], что подтверждает результаты расчетов по методу Монте-Карло [7] и экспериментальные данные [20] о смещении максимумов видеосигнала вторичных электронов высоковольтного РЭМ от реальных границ вертикальных выступов для проводящих структур приблизительно на величину диаметра зонда РЭМ. Не бесспорно утверждение авторов статьи [4] о том, что при приведенных условиях наблюдения танталового элемента он проявляет свойства образца с чисто композиционным контрастом. Не-

смотря на то, что эмиссия вторичных электронов происходит из чрезвычайно тонкого слоя (толщиной менее 10 нм) для металлов [16], она определяется также балансом поглощенных и покинувших толщу образца быстрых электронов, диффузно рассеявшихся в ней. Эта область диффузного рассеяния для тестового танталового элемента при $U=16$ кВ характеризуется в основном кремниевой подложкой. А близость измеренного значения ширины элемента по полувысоте видеосигнала вторичных электронов к аттестованному значению объясняется в основном тем, что при больших диаметрах электронного зонда к границам вертикального выступа ближе координаты точек, расположенных на полувысоте видеосигнала вторичных электронов, а не координаты максимумов [7].

Из проведенного анализа видно, что опубликованные в литературе модельные расчеты структуры видеосигналов РЭМ [3–6] не дают качественно нового представления о механизмах формирования изображения в высоковольтных РЭМ по сравнению с работами, базирующимися на расчетах по методу Монте-Карло. В то же время результаты модельных расчетов в работах [3–6] имеют ограниченную область применения даже для проводящих образцов, и должны быть основаны на предварительных оценках, проведение которых требует создания базы стандартных справочных данных по константам, характеризующим взаимодействие электронов с твердым телом.

Приведенные данные позволяют утверждать, что при массовом контроле на высоковольтных РЭМ размеров полупроводниковых структур, не содержащих диэлектрических компонентов, для достижения уровня систематической погрешности менее 0,05 мкм при использовании алгоритмов, заключающихся в измерении расстояния между максимумами видеосигнала вторичных электронов или полуширины видеосигнала отраженных электронов (для РЭМ, имеющих симметричные кольцевые детекторы), достаточным условием является грамотная эксплуатация РЭМ. При высоковольтном режиме его работы можно достичь величины диаметра электронного зонда не более 0,05 мкм.

Для обеспечения уровня систематической погрешности порядка тысячных долей микрометра, что актуально, по-видимому, лишь для особо прецизионных измерений при аттестации стандартных образцов, необходимо учитывать поправки, определяемые рабочими характеристиками РЭМ и особенностями топографической и материальной структуры измеряемых объектов. Однако для этого необходимо стандартизовать физические определения всех измеряемых параметров и методы нахождения их численных значений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Semiconductor measurement technology: Accurate linewidth measurement on integrated-circuits photomask, 1980, Washington, NBS Special publication.

2. Куликов В.А., Паранский А.Ю. Некоторые артефакты при контроле размеров структур на хромовых фотошаблонах с помощью растрового электронного микроскопа.— *Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*, 1990, вып. 5, с. 55—60.
3. Никитин А.В.: Растровая электронная микроскопия в субмикронной области.— *Электронная промышленность*, 1985, вып. 3, с. 41—44.
4. Железнов В.В., Никитин А.В., Сретенский В.Н. Проблемы измерений размеров субмикронных микроэлектронных структур.— *Электронная промышленность*, 1990, вып. 4, с. 47—54.
5. Аристов В.В., Казьмирук В.В., Савицкая Т.Н. Изучение закономерностей формирования сигналов от микрорельефа в режиме истинно вторичной эмиссии.— *Изв. АН СССР. Сер. физическая*, 1988, т. 52, № 7, с. 1358—1362.
6. Казьмирук В.В., Савицкая Т.Н., Степанов И.С. Измерение линейных размеров микроэлектронных структур в РЭМ при регистрации обратно рассеянных электронов.— Там же, с. 1363—1367.
7. Matsukawa T., Shimizu R. A new type edge effect in high resolution scanning electron microscopy.— *Jap. J. Appl. Phys.*, 1974, vol. 13, N 4, p. 583—586.
8. Кудяров Ю.А., Невзорова Л.Н., Сычев О.В. Модельный расчет видеосигнала во вторичных электронах РЭМ от прямоугольного структурного элемента.— Тезисы доклада на XIV Всесоюзной конференции по электронной микроскопии, г. Суздаль, 1990, с. 216.
9. Nasegawa S., Iida Y., Hidaka T. Submicron pattern dimension determination by using total wave form comparison method.— *J. Vac. Sci. Techn.*, B., 1988, vol. 6, N 3, p. 866—870.
10. Rosenfield M.G., Neureuther A.R., Vissanathan R. Simulation of backscattered electron signals for X-ray mask inspection.— *J. Vac. Sci. Techn.*, B., 1983, vol. 1, N 4, p. 1358—1363.
11. Kotera M., Murata K., Nagami K. Monte-Carlo simulation of 1—10 keV electron scattering in a gold target.— *J. Appl. Phys.*, 1981, vol. 52, N 2, p. 997—1003.
12. Kotera M., Murata K., Nagami K. Monte-Carlo simulation of 1—10 keV electron scattering in a aluminium target.— *J. Appl. Phys.*, 1981, vol. 52, N 12, p. 7403—7408.
13. Kotera M., Murata K., Nagami K. Monte-Carlo studies of energy straggling of electrons in solids.— *Phys. Stat. Sol. (b)*, 1986, vol. 133, p. 203—209.
14. Kotera M., Murata K., Nagami K. Monte-Carlo studies of energy straggling of electrons in solids (II).— *Phys. Stat. Sol.*, 1986, vol. 134, p. 203—210.
15. Stephens D. Monte-Carlo calculations of backscattered electrons at registration marks.— *J. Vac. Sci. Techn.*, 1979, vol. 16, N 6, p. 1739—1742.
16. Практическая растровая электронная микроскопия/ Под ред. Дж.Голдстейна.— М.: Мир, 1978.— 644 с.
17. Аммосов Р.М., Кузнецова В.В., Никитин А.В. Модель формирования РЭМ-изображения образцов с топографическим контрастом.— *Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника*, 1982, вып. 5—6, с. 129—137.
18. Особенности формирования РЭМ-изображения гетерогенных топографических структур/ Р.М.Аммосов, В.В.Железнов, А.И.Козлитин и др.— *Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника*, 1989, вып. 5, с. 57—59.
19. Повышение точности измерений линейных размеров элементов СБИС на ЭЛУ ZRM-20/ Р.М.Аммосов, В.В.Железнов, А.И.Козлитин и др.— Там же, с. 68—69.
20. Контроль длины затворов СВЧ-транзисторов с помощью растрового электронного микроскопа/ В.А.Куликов, А.Г.Овденко, О.А.Тимер-Булатов. *Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*, 1990, вып. 5, с. 60—64.

Статья поступила 17 апреля 1991 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРИОДИЧЕСКИХ МЕР, АТТЕСТУЕМЫХ С ПОМОЩЬЮ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН

канд. физ.-мат. наук В.А.Куликов, В.В.Тимашев,
канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. В.Н.Федорец

Проанализированы факторы, влияющие на случайную и систематическую погрешности при аттестации периодических мер с помощью техники ПАВ. Определены значения этих погрешностей для конкретных мер. Проведенные исследования свидетельствуют о применимости периодических мер, аттестуемых с помощью техники ПАВ, в качестве рабочих средств для поверки увеличения оптических и растровых электронных микроскопов.

Для детального изучения метрологических характеристик периодических мер в виде растровой решетки [1] был проведен комплекс исследований, включающий изготовление макетных образцов мер, аттестацию их периода с помощью поверхностных акустических волн (ПАВ) и проведение сопоставительных измерений посредством оптического измерителя микроразмеров и специализированного

растрового электронного микроскопа (РЭМ) ZRM-20.

При выборе материалов подложки для изготовления мер учитывались следующие требования:

— способность распространения ПАВ в материале на частотах до нескольких гигагерц;

— воспроизводимость и стабильность свойств материала при его получении;

— простота процесса изготовления меры и совместимость его с полупроводниковой технологией;

— материал должен быть пьезоактивным, т.е. допускать возбуждение ПАВ структурами встречно-штыревых преобразователей [2].

Последнее требование упрощает операции аттестации, так как отпадает необходимость использования преобразователей объемных акустических волн в ПАВ, которые к тому же неэффективны на частотах свыше 100 МГц, и открывает возможность применения для возбуждения ПАВ встречно-штыревых преобразователей, которые могут быть сформированы

ны в одном технологическом процессе с изготовлением собственно периодической решетки меры.

Исходя из указанных выше требований к материалам были выбраны пластины арсенида галлия (100) с направлением [110] распространения ПАВ при аттестации меры, которое нормально к полоскам, образующим периодическую решетку, и ST-срез пьезокварца, на котором полоски периодической решетки ориентировались нормально X-направлению кристалла. Преимущества выбора арсенида галлия заключаются в возможности наблюдения на нем структур в РЭМ без каких-либо дополнительных приготовлений, пьезокварц — один из наиболее изученных и стабильных пьезоэлектриков.

Исследовались меры с периодами решеток $\Lambda = 6; 3$ и 1 мкм. Периодическая решетка находилась между двумя системами встречно-штыревых преобразователей, одна из которых служила для возбуждения ПАВ, а вторая — для измерения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Апертуры встречно-штыревых преобразователей и длина полосок решетки меры выбирались равными, распространение ПАВ происходило по нормали к полоскам меры, которые могли быть изготовлены в виде канавок в подложке, полосок металла на плоской поверхности подложки или утопленных в нее.

Мера с решеткой, имевшей $\Lambda = 1$ мкм, представляла собой единую решетку, группы крайних полосок которой использовались для формирования систем встречно-штыревых преобразователей путем их гальванического присоединения попарно к контактным площадкам. Конструкция мер с $\Lambda = 3$ и 6 мкм предусматривала отдельное формирование на поверхности подложки решетки меры и систем встречно-штыревых преобразователей.

Предложенный в работе [1] метод аттестации периодических мер позволяет судить о среднем периоде меры, исходя из отношения $v_{\text{пав}}/f_0$, где $v_{\text{пав}}$ — скорость ПАВ в структуре меры, f_0 — центральная частота полосы пропускания или заграждения ПАВ структурой меры. Таким образом, случайная составляющая погрешности аттестации определяется невоспроизводимостью измерения центральной частоты, а возможный разброс величины скорости ПАВ в зависимости от таких факторов, как рельеф поверхности меры, характеристика подложки, вырезанной из конкретного слитка, особенности технологического процесса создания меры на подложке, приводит к систематической погрешности аттестации.

Измерения f_0 проводились с использованием измерителя комплексных коэффициентов РЧ-11 и частотомера ЧЗ-34. Среднеквадратичное отклонение измерений f_0 составило 40 кГц. Такая случайная погрешность дает вклад в погрешность аттестации периода меры на уровне $1,3 \cdot 10^{-2}\%$ ($\Lambda = 6$ мкм) или $0,7 \cdot 10^{-2}\%$ ($\Lambda = 3$ мкм).

Несколько большие погрешности аттестации периода связаны с невоспроизводимостью

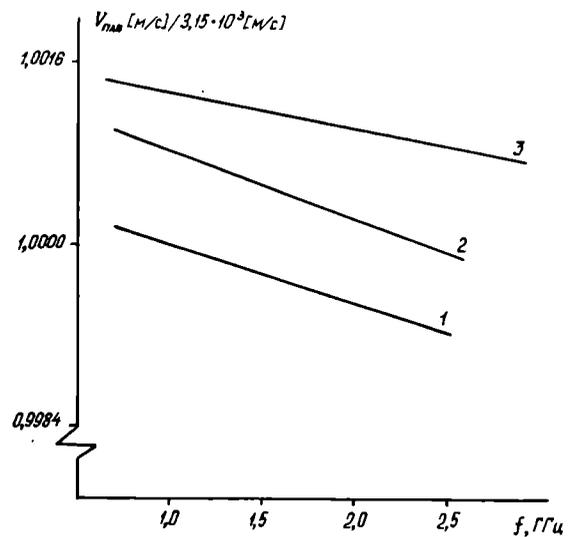


Рис. 1. Дисперсия скорости ПАВ в зависимости от характера технологических обработок: 1 — пластины до обработок; 2 — пластины после отжига; 3 — пластины после отжига и обработки аргоновой плазмой

стью величины $v_{\text{пав}}$ для материала подложки, на которой изготавливается мера. По литературным данным скорость акустических волн может быть измерена с точностью 10^{-4} [3], хотя в некоторых частных случаях точность может быть повышена до 10^{-6} [4]. При этом оказывается, что разброс скорости для различных пластин у такого широко распространенного в технике пьезоэлектрика, как ниобат лития, может достигать $2,5 \cdot 10^{-3}$ [5]. Изучение резонаторов на ПАВ показало, что разброс их параметров указывает на возможность изменения скорости ПАВ для (100) [110] GaAs не более $0,25\%$, и ST-среза пьезокварца — не более $0,3 \cdot 10^{-1}\%$. Причем такие изменения скорости обусловлены не только различиями свойств подложек из разных партий, но и воздействием технологических обработок (отжига, плазменного травления и др.), образующих на поверхности пластины тонкий нарушенный слой, скорость ПАВ в котором несколько отличается от величины, характерной для необработанного материала.

С увеличением частоты ПАВ локализуется все ближе к поверхности, и все большее влияние на распространение ПАВ начинает оказывать нарушенный слой. В связи с этим наблюдается небольшая дисперсия скорости ПАВ, о величине которой можно судить по графикам (рис. 1). Из рисунка видно, что при достаточно высоких частотах ($1-2$ ГГц), когда влияние нарушенного слоя должно быть особенно заметно, изменение скорости ПАВ после технологических обработок не превосходит $1,5\%$.

Структура меры на поверхности подложки также влияет на скорость ПАВ: наличие канавок (полых или заполненных металлом) приводит к замедлению акустической волны.

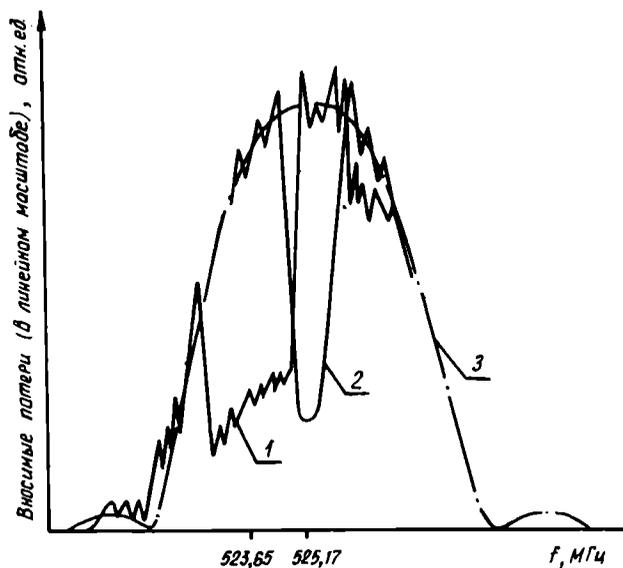


Рис. 2. Изменение центральной частоты полоски заграждения ПАВ в зависимости от структуры полосок на поверхности подложки меры: 1 — форма АЧХ при прохождении ПАВ полых канавок в пьезокварце; 2 — то же при заполнении канавок алюминием; 3 — форма АЧХ при отсутствии периодической структуры между системами встречно-штыревых преобразователей

Этот эффект может быть рассчитан с использованием выражения [6]:

$$v_{\text{ПАВ}} = v^0_{\text{ПАВ}} [1 - k_v (h/\lambda)^2],$$

где $v^0_{\text{ПАВ}}$ — скорость ПАВ на идеальной поверхности, h — глубина канавки, λ — длина волны ПАВ, k_v — безразмерный коэффициент.

Для пьезокварца $k_v = 10,6$, что при глубине канавок 0,1 мкм и длине волны ПАВ 2 мкм (испытываемой резонансное отражение от решетки меры с периодом 1 мкм) позволяет оценить изменение скорости в 3% и учесть его при аттестации периода меры. Заполнение канавок металлом (например, алюминием) снижает изменение скорости. Этот эффект иллюстрируется графиками, изображенными на рис. 2.

Приведенные соображения о возможных причинах возникновения погрешностей аттестации среднего периода периодических мер с помощью техники ПАВ указывают на то, что при самом упрощенном подходе погрешность аттестации должна быть не более 5% и обусловлена в основном неопределенностью величины $v_{\text{ПАВ}}$. При учете же имеющих данных о технологии и производстве приборов на ПАВ и теоретических расчетов, касающихся физики ПАВ, погрешность аттестации может быть снижена до 1%.

Результаты аттестации периодических мер с номинальными значениями период 3 и 1 мкм при использовании техники ПАВ были сопоставлены с результатами измерений среднего периода этих же мер на оптическом измерителе микро размеров, характеризую-

Материалы	ЛПАВ	ЛОПТ, мкм
Пьезокварц	2,997	2,99(4)
	2,996	2,98(6)
	2,997	2,99(3)
	2,989	2,99(4)
	1,000	1,00(2)
	0,993	1,00(1)
Арсенид галлия	1,004	1,01(1)
	1,006	1,00(2)
	1,006	1,02(2)
	1,006	1,00(3)

щимся воспроизводимостью измерений 0,025 мкм при доверительной вероятности 95%.

Из рассмотренных 10-и мер четыре были изготовлены на арсениде галлия (все с периодом 1 мкм) и шесть — на пьезокварце. При измерениях на оптическом измерителе для получения величины среднего периода усреднялись данные по 9-и измерениям отдельных периодов для мер с номинальным значением $\Lambda = 3$ мкм и по 21 измерению отдельных периодов для мер с номинальным значением $\Lambda = 1$ мкм.

В таблице приведены результаты аттестации среднего периода мер с помощью техники ПАВ ($\Lambda_{\text{ПАВ}}$), которые сопоставлены с результатами измерений среднего периода этих же мер на оптическом измерителе микро размеров ($\Lambda_{\text{ОПТ}}$). В скобках указаны доверительные интервалы для доверительной вероятности 95%.

Как видно из таблицы, различие средних значений периода, измеренных разными методами, находится в пределах 1%.

Для практических приложений важна такая характеристика, как отклонение величины единичного периода меры между соседними полосками от среднего значения. Измерения, сделанные на электронном микроскопе ZRM-20, оснащенный лазерной интерферометрической системой измерения смещений объектного стола, показали, что среднеквадратичное отклонение для 10-и подряд расположенных периодов одной меры составляет 0,030 и 0,035 мкм для мер с номинальными значениями Λ , равными 3 и 6 мкм соответственно. Данные получены усреднением по 36 мерам каждого номинала Λ . Максимальное отклонение значения одного периода от средней величины составило 0,08 мкм для той же выборки мер (менее 3% для мер с $\Lambda = 3$ мкм). При этом периодические структуры соответствующих мер изготавливались стандартными методами обратной фотолитографии на серийном оборудовании. Необходимый комплект фотоматриц создавался оптическими метода-

ми с использованием промежуточных фото-оригиналов в масштабе 10:1.

Для периодических структур с номинальным значением $\Lambda = 1$ мкм, изготовленных по той же технологии, но с использованием фотошаблона, созданного методом электронной литографии, среднеквадратичное отклонение величины одного периода от среднего значения составило 0,01 мкм, а максимальное отклонение — 0,04 мкм.

Проведенные исследования показали, что для периодических мер, создаваемых стандартными методами планарной технологии на подложках из пьезокварца и арсенида галлия, и аттестуемых с помощью техники ПАВ, погрешность аттестации среднего периода составляет 1%, а максимальное отклонение величины одного периода от среднего значения не более 5%, что позволяет использовать их в качестве рабочих средств поверки увеличения оптических и растровых электронных микроскопов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аттестация периодических структур с использованием поверхностных акустических волн/ С.А.Иноземцев, В.А.Куликов, Ю.А.Матвеев и др.— Электронная промышленность, 1990, вып. 2, с. 68—70.
2. Морозов А.И., Проклов В.В., Станковский Б.А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств.— М.: Радио и связь, 1981.— 184 с.
3. Труэлл Р., Эльбаум Ч., Чик Б. Ультразвуковые методы в физике твердого тела.— М.: Мир, 1972.— 307 с.
4. Лепих Я.И., Снегур П.А. Измерение электрофизических параметров пьезоэлектрических звукопроводов.— Радиотехника, 1989, № 8, с. 30—33.
5. Бельский Ю.В., Кандыба П.Е., Сорokin В.Г. Контроль скорости ПАВ в пластинах ниобата лития при серийном производстве фильтров для телевизионных приемников.— Материалы конференции «Акустоэлектронные устройства обработки информации», 1988, Черкассы.— М.: ВИНТИ, 1988, с. 297—298.
6. Гуляев Ю.В., Плещинский В.П. Распространение поверхностных акустических волн в периодических структурах.— УФН, 1989, т. 157, вып. 1, с. 85—127.

Статья поступила 17 апреля 1991 г.

БЕСКОНТАКТНЫЙ ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР БЦТ-001

Предназначен для бесконтактного измерения и индикации в цифровом виде температуры стационарных и движущихся объектов в технологических процессах, использующих резистивный, инфракрасный, индукционный, высокочастотный и другие виды нагрева, как при атмосферном давлении, так и в условиях высокого вакуума и при воздействии различных агрессивных сред.

Широкая номенклатура выпускаемых ИЭТ, их многофункциональность, высокие точностные характеристики и быстроедействие предъявляют высокие требования к контрольно-измерительному оборудованию по точности, производительности, универсальности.

Важность прецизионного контроля температуры подложек на различных стадиях их обработки обусловлена жесткой зависимостью между качеством продукции и точностью поддержания необходимых температур объектов обработки (подложек).

Известные контактные методы измерения температуры не удовлетворяют поставленным требованиям ввиду того, что контакт термометром с подложкой искажает ее температурное поле, повреждает измеряемую поверхность и нарушает условия стерильности рабочей среды. Кроме того, широкое использование в настоящее время технологических установок непрерывного действия с перемещающимися подложкодержателем или конвейером вообще исключает возможность применения прямого контактного метода для измерения температуры движущихся подложек. Поэтому возникает необходимость измерения температуры подложек бесконтактными методами.

Известно, что температура T поверхности объекта может быть определена по его интегральному излучению R_e путем сравнения с излучением абсолютно черного тела R_e^0 с использованием закона Стефана-Больцмана [1]:

$$R_e = \epsilon T R_e^0 = \epsilon \sigma T^4,$$

где σ — постоянная Стефана-Больцмана, ϵ — интегральный коэффициент излучения (излучательная способность) поверхности реального тела с температурой T . Недостаточность сведений об излучательной способности поверхности исследуемых объектов и о ее температурной и временной зависимости является одной из основных причин значительных погрешностей бесконтактных измерителей температуры [2]. Существующие справочные данные содержат лишь приближенные сведения об излучательной способности материалов, не учитывая зависимость ϵ от температуры, шероховатости, степени окисления поверхности и других параметров. Таким образом, при создании бесконтактных измерителей температуры встает задача корректного учета величины коэффициента излучения контролируемой поверхности.

Разработанный бесконтактный цифровой термометр (БЦТ) обеспечивает высокую точность измерения температуры за счет градуировки прибора по методике с применением информационно-измерительного устройства, позволяющего учитывать любую излучательную способность поверхности и имеющего погрешность измерения действительной температуры эталонного объекта не более $\pm 0,5\%$.

БЦТ состоит из двух отдельных модулей — датчика и дистанционного электронного блока индикации и управления. Датчик включает в себя: канал передачи излучения, фокусирующий элемент и детектор излучения. В зависимости от условий работы имеются датчики стандартного типа и с вакуумным уплотнением, с водяным охлаждением или без него, для нормальных и агрессивных сред. Компенсация влияния изменения температуры окружающей среды на показания прибора осуществляется путем использования в качестве детектора излучения дифференциаль-

ного пленочного термоэлектрического преобразователя (ДПТЭП). Сигнал на выходе определяется как

$$U_{\text{вых}} = k\sigma (T_{\Sigma}^4 - T_{\text{ср}}^4) = k\sigma T_0^4,$$

где T_0 — температура объекта, $T_{\text{ср}}$ — температура среды, T_{Σ} — суммарная температура ($T_{\Sigma} = T_0 + T_{\text{ср}}$), k — коэффициент преобразования (включает в себя излучательную способность ϵ_{τ}), σ — постоянная Стефана-Больцмана.

Электронный блок представляет собой прибор с питанием от сети, обеспечивающий широкий диапазон измерения температуры и ее цифровую индикацию. Предусмотрена функция настройки излучательной способности, а также наличие специализированного аналогового выхода для подключения к обычным устройствам контроля и управления технологическими процессами.

Работа термометра заключается в том, что оптическая система с фиксированным фокусом собирает энергию, испускаемую нагретым телом, в чувствительный детектор, трансформирующий ее в пропорциональный электрический сигнал. После преобразования сигнала в электронном блоке значение измеряемой температуры выдается на информационное табло.

Технические характеристики

Диапазон измерения температуры, °С	20...+1300
Погрешность измерения, %	не более ±1
Время срабатывания, с	1—2
Масса прибора, кг	не более 2,5

По желанию заказчика комплект поставки дополняется:

- информационно-измерительным устройством для высокоточной градуировки термометра по объекту излучения, обладающему любой излучательной способностью;
- приспособлением для вакуумного уплотнения датчика при вводе его непосредственно в рабочую камеру технологических установок с высокой степенью разряжения.

Эксплуатация бесконтактного цифрового термометра на промышленных установках эпитаксии, осаждения, травления, нанесения пленок из жидкой фазы и др. подтвердили работоспособность прибора и значения его основных параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Температурные измерения. Справочник.— АН УССР. Ин-т проблем энергосбережения/ О.А.Герашенко и др.— Киев: Наукова думка, 1989.— 452 с.
2. Р а н ц е в и ч В.Б. Пирометрия при посторонних источниках излучения. АН БССР. Ин-т прикладной физики.— Минск: Наука и техника, 1989, 3—4 с.

канд.техн.наук В.Б.Никулин, И.Ш.Фишель, В.Ю.Кононов

Обращаться по адресу:
103498, Москва, МИЭТ, кафедра САУиК
тел. 534.62.05

Бакинский завод «Азон»

БАЗИС - автомат загрузки и сортировки интегральных микросхем

ПРЕДНАЗНАЧЕН ДЛЯ КОНТРОЛЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ (ИС), ИХ СОРТИРОВКИ, ЗАГРУЗКИ В ТРУБКИ — МАГАЗИНЫ.

Автомат производит контроль ИС в пластмассовых и керамических DIP-корпусах, имеющих от 14 до 18 выводов, легко переналаживается под ИС с 8 и 20 выводами. Режимы работы: нормальные и при повышенной (до 125°C) температуре. Сортирующий узел имеет три категории сортировки: годен, брак, неконтакт.

Электронный блок осуществляет ручной и автоматический режимы работы с повторным контактированием бракованных и неконтактных ИС, дает информацию о количестве испытанных микросхем и процессе контроля.

Обращаться по адресу:
370102, г. Баку, завод «Азон». Телефон 31-10-95.

Производительность	
— по статическим параметрам	850 шт/ч
— по динамическим параметрам	2500 шт/ч
Габаритные размеры (без кронштейна для вспомогательных приборов)	
	690×540×1620 мм
Масса	88 кг
Электропитание от сети переменного тока	220 В (50 Гц)
Потребляемая электрическая мощность	
контроль в нормальных условиях	65 Вт
при температуре	500 Вт
Расход сжатого воздуха	7 л/мин
Ориентировочная цена	20 тыс.руб.

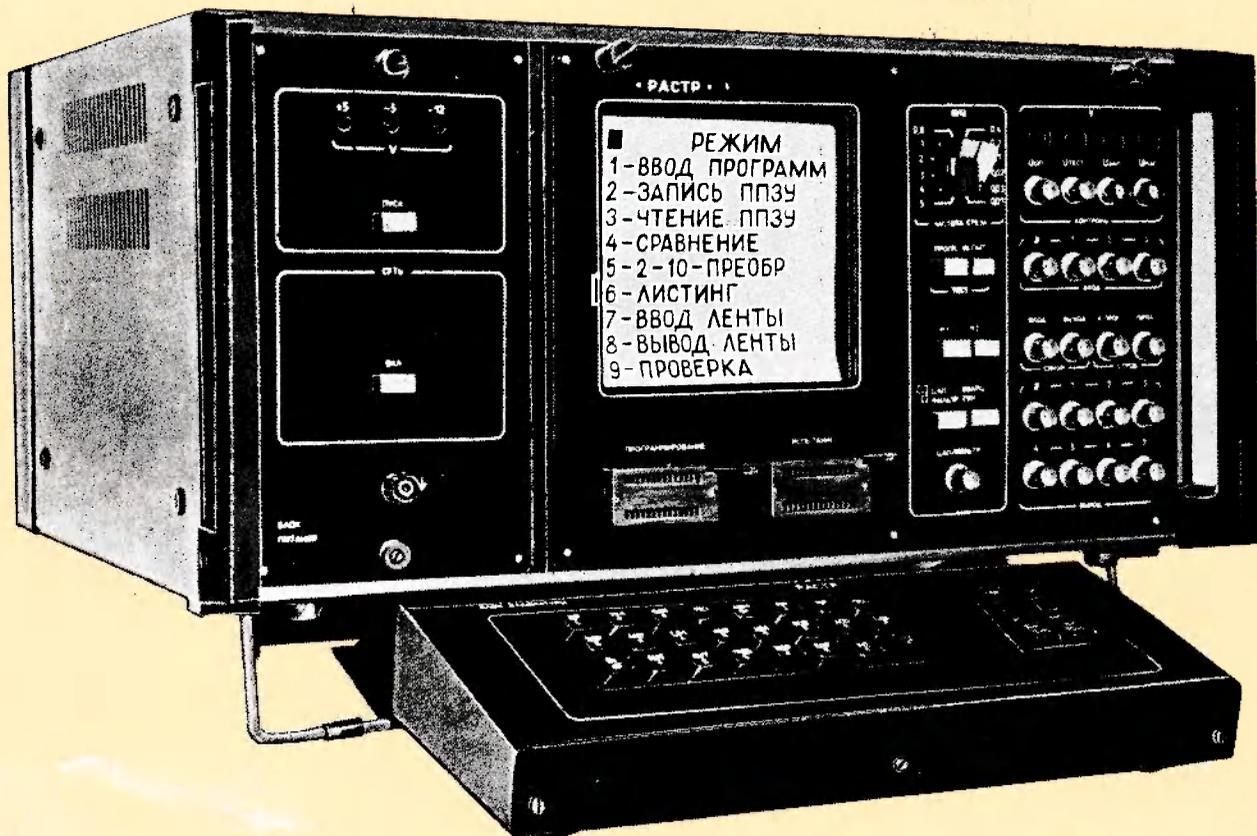
УФИМСКОЕ ПО «ГЕОФИЗПРИБОР»
ПРЕДСТАВЛЯЕТ

 „ГЕОФИЗПРИБОР“

ОТЛАДОЧНЫЙ ПУЛЬТ «РАСТР» И КОМПЛЕКТ ЦИФРОВЫХ ПРОЦЕССОРОВ ТИПА КМ 1813ВЕ1

Назначение пульта: комплексная отладка разрабатываемых программ и занесение их в ППЗУ однокристалльного цифрового процессора обработки сигналов (ЦПОС) типа КМ 1813ВЕ1, используемого в аналоговых подсистемах отечественного приборостроения.

Обеспечивает также считывание программ из ППЗУ ЦПОС в ОЗУ пульта, сравнение ее с исходной программой и испытание ЦПОС на реальных или тестовых сигналах.



Назначение КМ 1813ВЕ1: для цифровой обработки непрерывных сигналов в реальном времени для применения в технике связи, промышленной автоматике, акустике, геофизике, биомедицине.

Набор команд микроЭВМ в сочетании с высокой точностью работы АЛУ (25 двоичных разрядов) позволяет строить на ее основе сложные системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) и распознавания речи, цифрового динамического управления.

Таблица 2

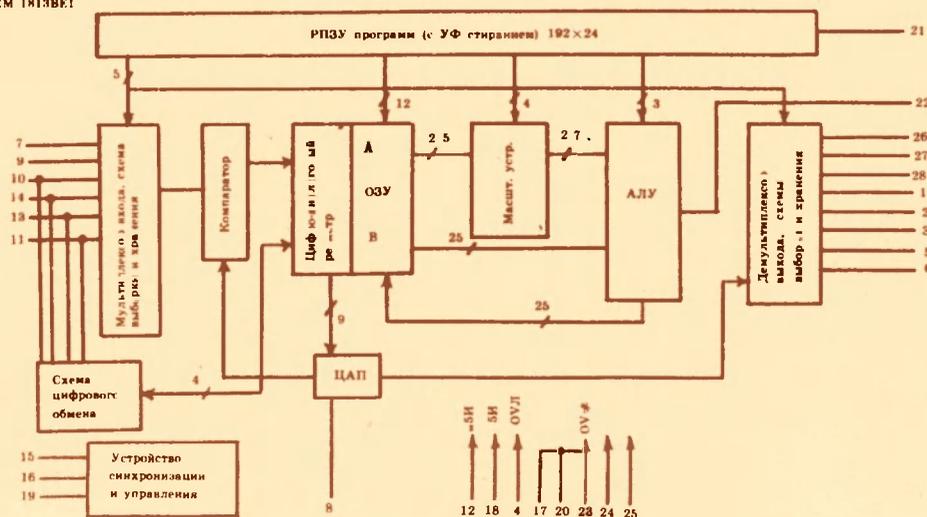
Номер вывода	Обозначение	Назначение вывода
1, 26, 27, 28	D3...D0	Режим «Программирование» Ввод—вывод 4-разрядного слова
4, 8, 12, 20	OU	Цифровая земля
17, 18, 25	5U	Напряжение питания
21	RST	Сброс счетчика РПЗУ
22	INCR	Наращивание счетчика РПЗУ
23	VSP	Программирующее напряжение
24	PROG	Запись-чтение данных
Режим «Работа»		
1, 2, 3, 5, 6	OUT3...OUT7	Аналоговые выходы
26, 27, 28	OUT0...OUT2	Аналоговые выходы
4	OVL	Аналоговая земля
7, 9	C1, C2	Подключение внешнего конденсатора
8	UREF	Опорное напряжение
10	IN0/D1	Аналоговый вход-цифровой вход
11	IN3/D0	Аналоговый вход — цифровой выход
12	-5B	Напряжение питания
13	IN2-RD	Аналоговый вход—выход синхриимпульса «Чтение»
14	IN1-WR	Аналоговый вход—выход синхриимпульса «Запись»
15, 16	CR1, CR2	Входы тактирования схемы
17, 20, 23	OU	Цифровая земля
18	5B	Напряжение питания
19	CCLK	Выход синхронизации
21	RST-EOP	Сброс счетчика — конец программы
22	OF	Выход переполнения АЛУ
24, 25	M2, M1	Режим работы входов—выходов

Таблица № 1

Цифровые команды	Операция	Примечание
ADD	$A \times 2^k + B \rightarrow B$	
SVB	$B - A \times 2^k \rightarrow B$	
LDA	$A \times 2^k \rightarrow B$	
XOP	$A \times 2^k \oplus B \rightarrow B$	
ABS	$1A \times 2^k 1 \rightarrow B$	
ABA LIM	$1A \times 2^k 1 + B \rightarrow B + 1 \rightarrow B$	если $A \geq 0$, то ((+1)) если $A < 0$, то ((-1))
AND Условные команды	$A \times 2^k B \rightarrow B$	
ADD CND(N)	$A \times 2^k + B \rightarrow B$ $B \rightarrow B$	если DAR(N)=1 если DAR(N)=0
SUB CND(N)	$B - A \times 2^k \rightarrow B$ $CY_i \rightarrow DAR(N)$	если $CY_i - 1 = 1$
LDA CND(N)	$B + A \times 2^k \rightarrow B$ $CY_i \rightarrow DAP(N)$	если $CY_i - 1 = 0$
Команды переходов	$A \times 2^k \rightarrow B$ $B \rightarrow B$	если DAP(N)=1 если DAP(N)=0
RNZ CND(N)	$PC \leftarrow 0$	если DAP(N)=1
JNZ CND(N)	$PC = PC + 1$ $PC = PC + 32$ $PC = PC + 1$	если DAP(N)=0 если DAP(N)=1 если DAP(N)=0

Примечание: 1. Операция $A \times 2^k$ ($k=2, 1, 0 \dots -12, -13$) реализуется с помощью масштабирующего устройства. 2. DAP(N) — анализируемый N-й разряд цифроаналогового регистра, где $N=7,6 \dots 1,0$.

Функциональная схема микро ПМ КМ 1813BE1



Возможность непосредственного цифрового ввода—вывода информации посредством пульта позволяет объединить микросхемы в сложные мультипроцессорные системы.

Микросхема КМ 1813ВЕ1 реализована на базе n -канальной МОП-технологии с поликремниевыми затворами и конструктивно выполнена в металлокерамическом корпусе типа 21 21.28-6 (7) с прозрачной для ультрафиолетового излучения крышкой.

Технический уровень пульта соответствует мировому и защищен авторскими свидетельствами СССР (№№ 1339570 и 24734). Отечественных аналогов не имеет.

Условия применения: пульт рассчитан на работу в каротажных лабораториях, отапливаемых автобусах, специально оборудованных прицепах и лабораториях, помещениях при температуре окружающей среды от 10 до 45°C и относительной влажности 90% при температуре 30°C.

Принцип работы пульта основан на выполнении встроенным микропроцессорным контроллером операций в соответствии с его программным обеспечением, реализованным на БИС ППЗУ.

Управление работой пульта осуществляется с помощью команд оператора, поступающих с блока функциональной клавиатуры.

В качестве внешних устройств, расширяющих функциональные возможности пульта, могут быть использованы бытовой кассетный магнитофон (для записи и считывания данных) и генератор внешних синхросигналов для работы ЦПОС. Пульт обеспечивает также работу по интерфейсу ИРПР с микроЭВМ или печатающим устройством.

Конвейерный принцип работы КМ 1813ВЕ1 обеспечивает одновременную (параллельную) работу аналоговой и цифровой частей микросхемы, реализуя высокую производительность выполнения операций (около 2 млн. операций) и возможность обработки сигналов в реальном времени (см. рисунок).

Реализуемые функции: ускоренный ввод программы на языке АССЕМБЛЕР ЦПОС с блока клавиатуры или кассетного магнитофона и ее отражение на экране встроенного дисплея; трансляция программы с языка АССЕМБЛЕР ЦПОС в объектный код; отладка программ пользователя на программной модели ЦПОС с использованием точек останова и отображением на дисплее текущего состояния ЦПОС; занесение отлаженной программы в ППЗУ ЦПОС и сравнение ее с исходной программой; испытание запрограммированного ЦПОС на реальных или тестовых входных сигналах.

Система команд, ориентированная на цифровую обработку сигналов, включает «цифровые команды» и «аналоговые команды». Группа цифровых команд (табл. 1), осуществляющая операции с операндами А и В, содержит команды сложения ADD, вычитателя SUB, пересылки LDA, логических операций XOR, AND ограничителя LIM, абсолютной величины ABS и сложения с абсолютной величиной ABA. В качестве операндов используются данные из ОЗУ, задаваемые в двух полях адресов операндов, или константы, задаваемые только адресом операнда А.

Условные цифровые команды включают команды сложения ADD, вычитания SUB, вычитания SUB, деления LDA, которые используются при выполнении операций умножения и деления. Команды переходов содержат команду безусловного возврата на начало программы EOP, команду условного возврата на начало программы RNZ и условного перехода на 32 команды вперед JNZ.

Аналоговые команды CYT и OUT предназначены для осуществления ввода и вывода аналоговых и цифровых данных через цифроаналоговый регистр.

Микросхема КМ 1813ВЕ1 имеет два режима: «Программирование» и «Работа». Назначение выводов микросхемы в этих режимах приведено в табл. 2. Первый режим используется только для программирования внутренней памяти, куда записывается программа работы микроЭВМ. В этом случае РПЗУ организовано как матрица 1152 4-разрядных слов.

На основе однокристалльной микроЭВМ КМ 1813ВЕ1 возможна реализация широкой номенклатуры функционально законченных устройств цифровой обработки сигналов и динамического управления, при этом достигается существенное повышение уровня технико-экономических и эксплуатационных характеристик РЭА.

Основная техническая характеристика пульта:

Питание	В 220, 50 Гц
Потребляемая мощность	В.А. не более 90
Габаритные размеры	
блоков	мм, не более:
программирования	
и испытания	480×305×405
клавиатуры	330×150×65
Масса блоков без упаковки	кг, не более:
программирования	
и испытания	17
клавиатуры	1,5

Основные технические характеристики микроЭВМ:

Способ синхронизации	АЛУ, бит 25
Объем РПЗУ	бит 192×24
Объем ОЗУ	бит 40×25
Память константы	бит 16×4
Возможность масштабирования	2 ² ...2 ¹³
Устройства ввода—вывода	аналоговые и цифровые
Количество разрядов АЦП и ЦАП	9(8 + знак)
Количество аналоговых вводов (выводов)	4(8)
Количество циклов перезаписи РПЗУ	20
Напряжение питания	В не более 5,25 (—4,75)
Ток потребления	мА не более 50 (170)
Тактовая частота	МГц не более 6,67

Комплектность поставки:

блок программирования и испытания «РАСТР»; клавиатура «РАСТР»; 5 штук микроЭВМ КМ 1813ВЕ1; комплект запасных частей, инструмента и принадлежностей; упаковка; эксплуатационная документация.

Цена комплекта 9750 руб. +5% от продажи. Поставляется по договорам.

Заявки на приобретение направлять по адресу: 450001, БССР, г. Уфа, ул. Комсомольская, 2. ПО «Геофизприбор». Контактные телефоны: 24-74-77 и 24-77-17. Телетайп 162130 «МИФ».

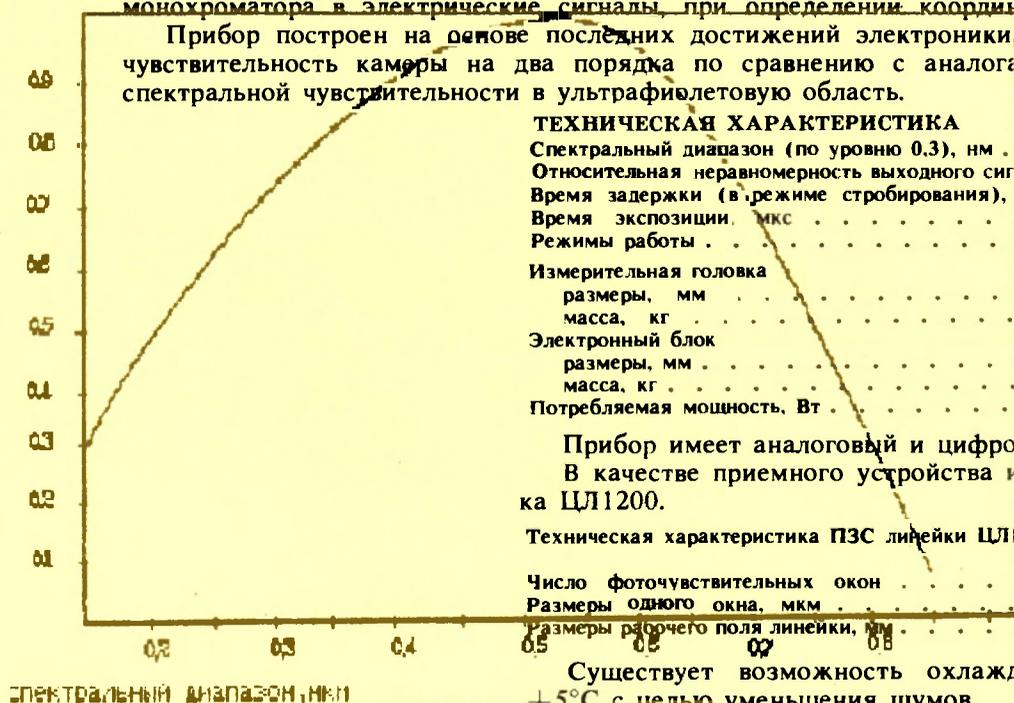
СТРОБИРУЕМАЯ КАМЕРА — ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПЗС ЛИНЕЙКИ

ПРЕДНАЗНАЧЕНА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОДНОМЕРНОГО
ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ
С ПОСЛЕДУЮЩИМ ВЫВОДОМ НА ПЭВМ, СОВМЕСТИМУЮ С IBM PC.

Камера может быть использована для преобразования оптического спектра на выходе монохроматора в электрические сигналы, при определении координат объектов, в сканерах.

Прибор построен на основе последних достижений электроники, что позволило повысить чувствительность камеры на два порядка по сравнению с аналогами и сместить диапазон спектральной чувствительности в ультрафиолетовую область.

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ



ТЕХНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Спектральный диапазон (по уровню 0,3), нм	150—800
Относительная неравномерность выходного сигнала, %	<10
Время задержки (в режиме стробирования), мкс	>0,1
Время экспозиции, мкс	>0,2
Режимы работы	непрерывный стробирования
Измерительная головка	
размеры, мм	100×80×80
масса, кг	0,5
Электронный блок	
размеры, мм	не выше 500×250×150
масса, кг	не более 3
Потребляемая мощность, Вт	не выше 30

Прибор имеет аналоговый и цифровой выходы.

В качестве приемного устройства используется ПЗС линейка ЦЛ1200.

Техническая характеристика ПЗС линейки ЦЛ1200

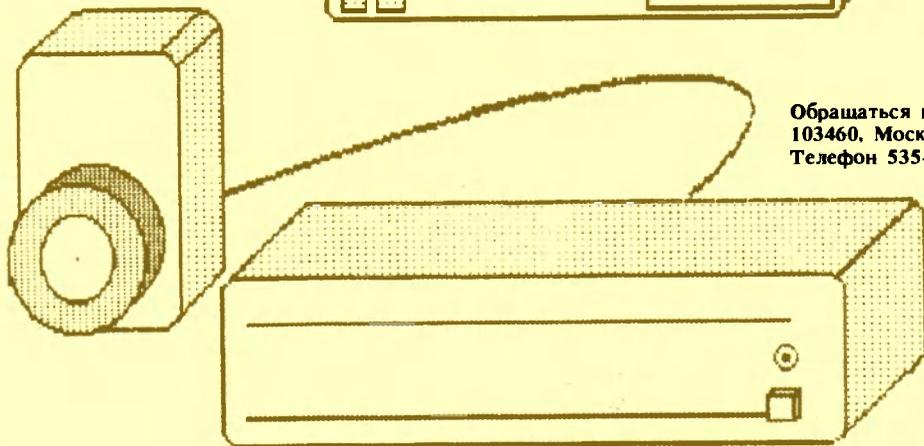
Число фоточувствительных окон	1024
Размеры одного окна, мкм	13×500
Размеры рабочего поля линейки, мм	13,29×0,5

Существует возможность охлаждения ПЗС линейки до +5°C с целью уменьшения шумов.

Комплектация прибора:

- фоточувствительная головка, соединенная кабелем с электронным модулем;
- электронный модуль;
- плата интерфейса, устанавливаемая в корпус ПЭВМ;
- пакет прикладных программ;
- дополнительная буферная память емкостью 1 Кбайт.

По желанию заказчика комплектация прибора может быть изменена и дополнена объективом с кварцевыми линзами для коротковолновой области спектра.



Обращаться по адресу:
103460, Москва, НИИ Физических проблем им. Ф.В.Лукина.
Телефон 535-74-03.

ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗ

МИНИ-КОМПЛЕКС «ОРГАНИКА»



ПРЕДНАЗНАЧЕН ДЛЯ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА МИКРОПРИМЕСЕЙ ОРГАНИЧЕСКИХ ВЕЩЕСТВ В ВОДЕ И ВОДНЫХ РАСТВОРАХ И МОЖЕТ ПРИМЕНЯТЬСЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ, МЕДИЦИНСКИХ, ЭКОЛОГИЧЕСКИХ И ДРУГИХ ЗАДАЧ.

В комплекс входят Тензиометр Т-1, предназначенный для определения поверхностно-активных веществ, и Анализатор растворимой органики.

В приборе Т-1 реализован принцип измерения динамического поверхностного натяжения на границе раздела жидкость-воздух, позволяющий определять общее содержание и идентификацию ПАВ по классам.

В Анализаторе реализован принцип дифференциального окисления органических веществ, адсорбированных на платиновом электроде, позволяющий выделить из общего содержания веществ легко, средне и трудно окисляемые фракции.



Предел определяемых концентраций органических веществ (типа синтанола на Тензиометре Т-1 или фенола на анализаторе, мг/л

нижний	0.005
верхний	10—100
Время анализа, мин	не более 5
Напряжение питания, В	220 (50 Гц)
Масса, кг	
прибора Т-1	15
анализатора	3

Разработка и поставка экспериментальных образцов прибора осуществляется по договорным ценам.

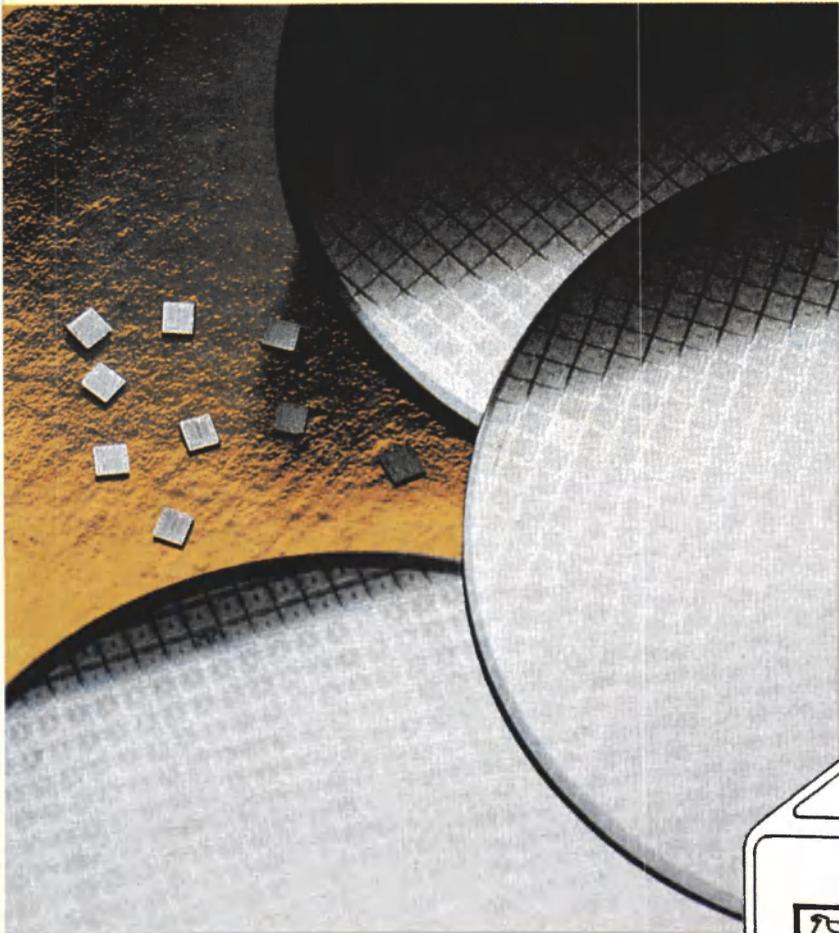


103460, Москва, НИИ Физических проблем им. Ф.В.Лукина.
Телефон 535-74-03.

ЛАЗЕРНЫЙ АНАЛИЗАТОР ПОВЕРХНОСТИ ЛАП-3

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОСНОВАН НА СКАНИРОВАНИИ ПОВЕРХНОСТИ
ЛАЗЕРНЫМ ЛУЧОМ И РЕГИСТРАЦИИ РАССЕЯННОГО СВЕТА

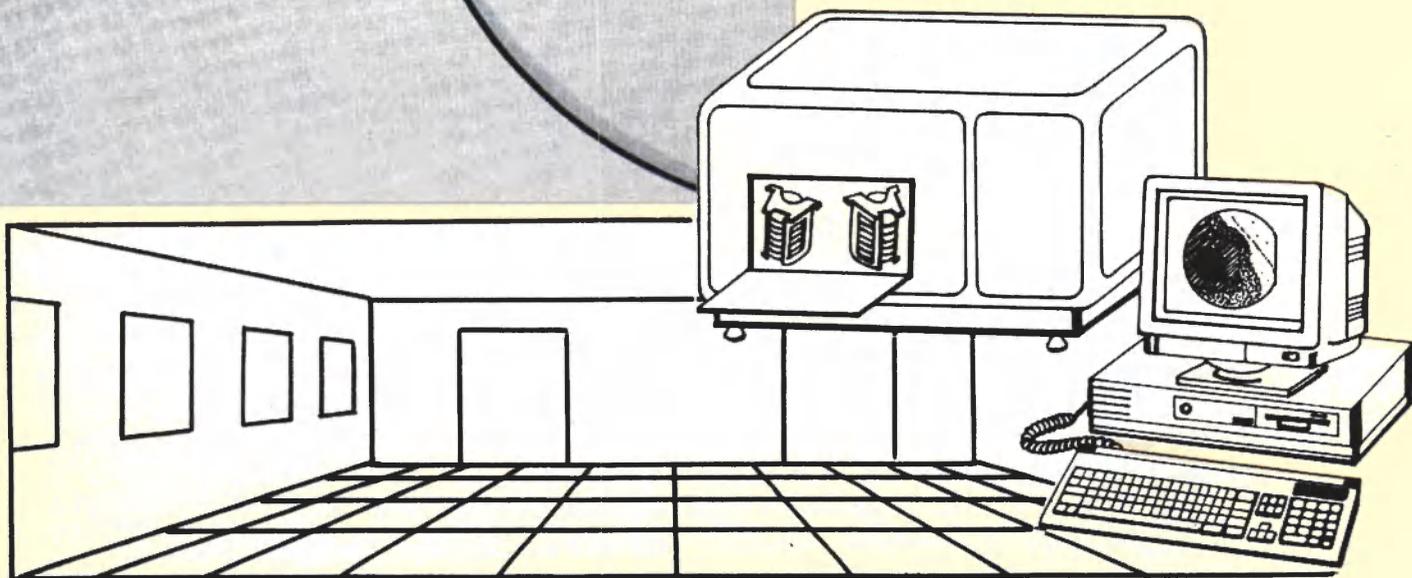
- Предназначен для оперативного неразрушающего контроля дефектности полупроводниковых пластин
- Формирует цветное изображение поверхности пластины с указанием количества и распределения по размерам дефектов
- Позволяет масштабировать изображение от полного до квадрата 2×2 мм, сравнивать различные изображения и сохранять информацию на магнитных дисках
- Производит автоматическую загрузку и разбраковку пластин по трем стандартным кассетам
- Работает в чистой зоне, имеет систему пылезащиты
- Высокая степень автоматизации процесса измерения обеспечивает эффективную цифровую обработку данных



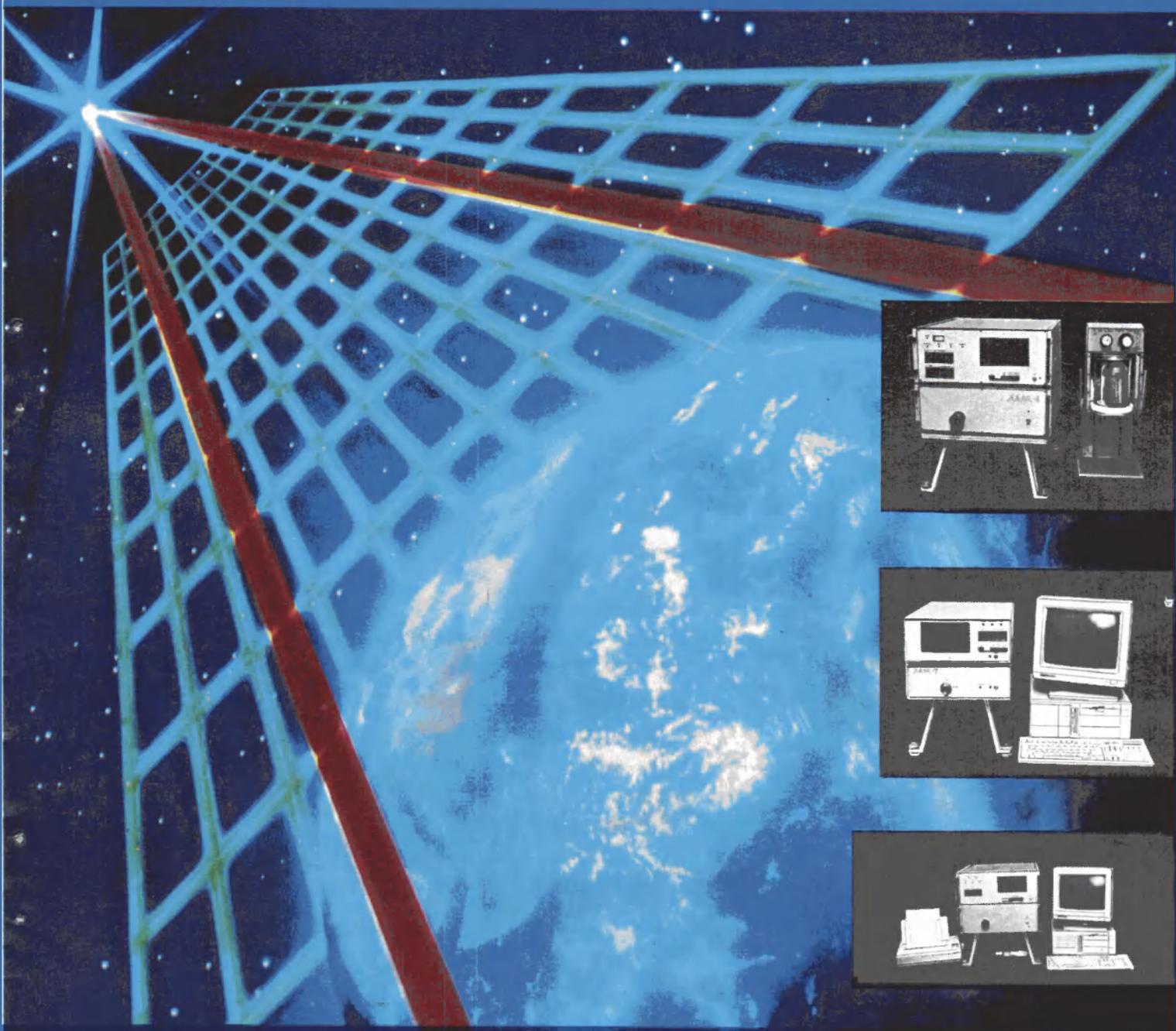
Чувствительность, мкм	0,15
Диаметр пластин, мм	100—200
Производительность, пл/ч	60
Режимы измерения	частицы/фон
Воспроизводимость, %	3
Калибровочный стандарт, мкм	латекс 0,2
Пространственное разрешение, мкм	50
Габаритные размеры, мм	1100×830×680

Управляющая ЭВМ —
IBM PC/AT
Изготовление
и поставка
по договорной цене.

Обращаться по адресу:
103460, Москва, НИИ Физических
проблем им. Ф.В.Лукина.
Телефон 535-74-03.



ЛАМ-4 ЛАЗЕРНЫЕ СЧЕТЧИКИ
ЛАМ-5 ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
ЛАМ-7 КОНЦЕНТРАЦИЙ
ЛАМ-9 И РАЗМЕРОВ ЧАСТИЦ
В ЖИДКОСТЯХ
И ГАЗАХ



ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРИБОРОВ ОСНОВАН НА ПОДСЧЕТЕ КАЖДОЙ ОТДЕЛЬНОЙ ЧАСТИЦЫ, ПЕРЕСЕКАЮЩЕЙ ЛАЗЕРНЫЙ ЛУЧ.

ЛАМ-4,

Измерение частиц в воде и химических реактивах: концентрированных кислотах, включая HF; щелочах; растворителях; фоторезистах.

ЛАМ-5,

Определение содержания частиц в воде с последовательным автоматическим отбором проб из восьми точек водной магистрали. Управление отбором проб вручную или по программе с помощью ЭВМ IBM PC.

ЛАМ-7,

Определение содержания частиц в воде с повышенной чувствительностью. Может работать в режиме разовых измерений и подключаться к отводу из водопроводной сети.

ЛАМ-9

Определение содержания частиц в воздухе чистых помещений и неагрессивных газах. Отличается повышенной чувствительностью и высокой скоростью измерения. Предусмотрен режим разовых и повторяющихся измерений.

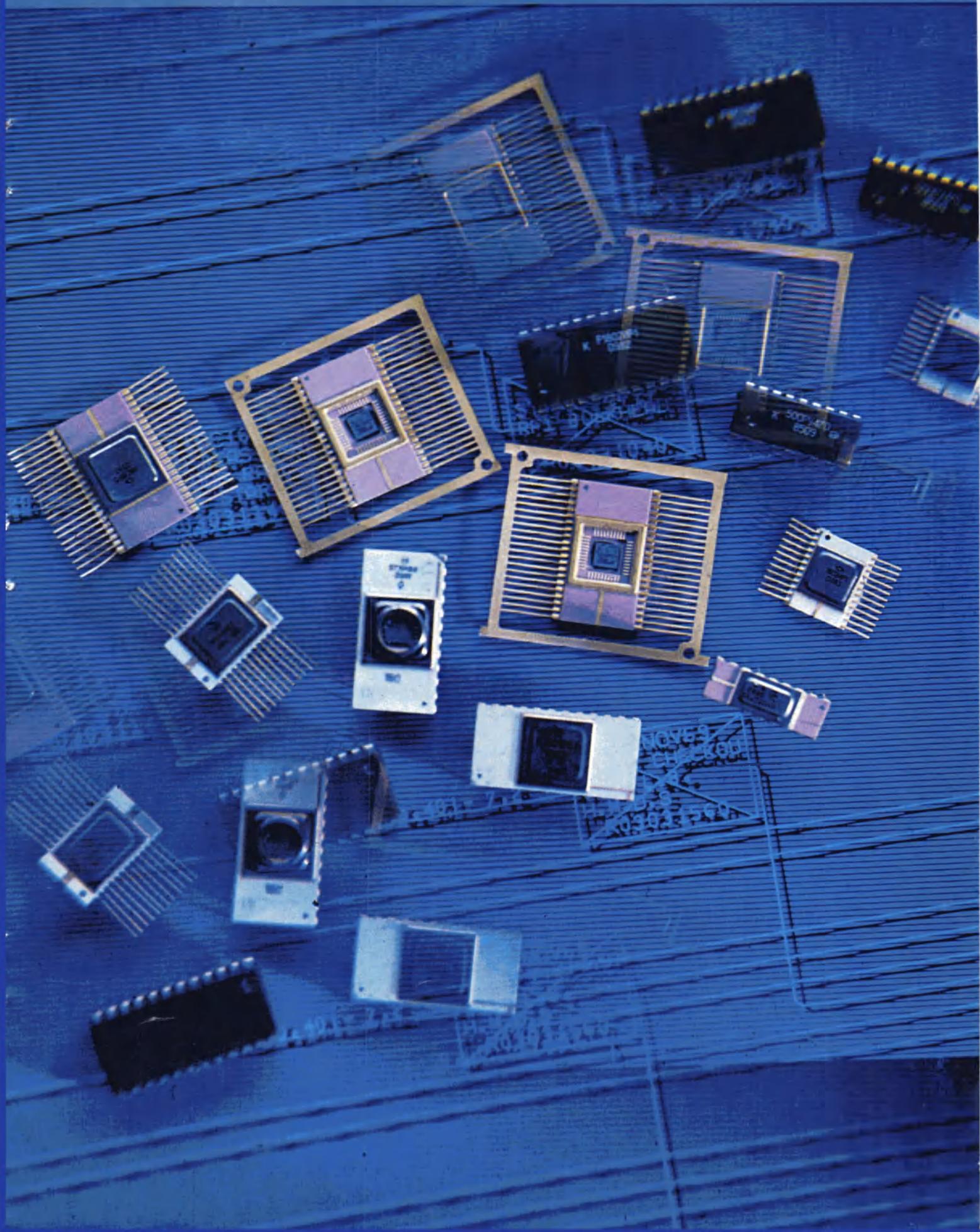
Технические характеристики

Тип прибора	Диапазоны размеров измеряемых частиц, мкм	Диапазон измеряемых концентраций*	Время измерения, с	Объем пробы, измеряемой за 1 мин
ЛАМ-4 ЛАМ-5	0,3—0,5 0,5—0,75 0,75—1 1—5 5—30 0,3—30	0,1—10 ⁵ шт/мл	3—9999	1 см ³
ЛАМ-7	0,1—0,2 0,2—0,3 0,3—0,5 0,5—1 1—5	0,1—10 ⁶ шт/мл	3—9999	0,6 см ³
ЛАМ-9	0,1—0,2 0,2—0,3 0,3—0,5 0,5—1 1—5	2 · 10 ² —10 ⁵ шт/л	3—9999	30 л

* Погрешность измерения концентрации из-за совпадений и погрешность из-за статистического разброса не превышает 10%.

Вывод данных на переднюю панель, цифровая печать, ЭВМ IBM PC.

Изготовление и поставка по договорной цене. *
Обращаться по адресу: 103460, Москва, НИИ Физических проблем им. Ф.В.Лукина.
Телефон для справок: 535-74-03.



МАТРИЧНЫЕ ЭСЛ-БИС СЕРИИ К1520

В.Ф. Кошманов, В.М. Михайлов, В.И. Попов,
В.Л. Розин, Ю.А. Савостин

Таблица 1

Основные параметры конструкции БМК

Биполярные БИС на основе эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) благодаря возможности реализации вычислительных устройств с системной тактовой частотой 500 МГц и более продолжают широко применяться в суперЭВМ, быстродействующем контрольно-измерительном оборудовании, системах волоконно-оптической связи.

Использование при разработке ЭСЛ-БИС произвольной логики базовых матричных кристаллов (БМК) в виде полузаказных матричных БИС (БИСМ) обеспечивает гибкость разработки и производства ЭСЛ-БИС, часто требующихся в широкой номенклатуре и в сжатые сроки, как, например, в случае создания сложных процессорных устройств. В связи с тем, что для матричных БИС заказными являются только 1/3—1/4 часть топологических слоев кристалла, выпуск БИСМ рентабелен даже для небольших партий изделий.

ЭСЛ — БИСМ серии К1520 (табл. 1, 2) применяются в быстродействующих устройствах обработки информации.

По логическим уровням и напряжению источника питания серия К1520 совместима с серий стандартных микросхем К1500. В БМК серии К1520 использован ряд решений, позволяющих повысить функциональную сложность проектируемых БИСМ:

— переход от одноярусного к многоярусному ЭСЛ-базису;

— уменьшение топологических норм проектирования;

— увеличение числа слоев металлизированной разводки, что приводит к улучшению разводки БИСМ и росту степени интеграции;

— включение блока ЗУ в состав БМК, что дает возможность создания номенклатуры совмещенных с ОЗУ логических БИС.

Состав библиотеки функциональных ячеек (ФЯ) БМК приведен в табл. 3.

Для уменьшения величины задержки распространения сигнала, определяемой быстродействием логического элемента (ЛЭ) и скоростью передачи сигнала по линиям связи (ЛС): улучшены электрические характеристики транзисторов, резисторов и ЛС за счет масштабирования конструкции или разработки новых технологических маршрутов; уменьшены величины перепада напряжений логических уровней, что приводит к уменьшению задержки, как собственно вентиля, так и ЛС; снижена средняя длина связи между ЛЭ в БМК за счет увеличения числа уровней разводки, роста плотности компоновки и совершенствования систем автоматизированной разводки и размещения (САПР); повышено быстродействие

Параметры, ед. измерения	К1520 ХМ1*	КН1520 ХМ4	К1520 ХМ2	К1520 ХМ3	К1520 ХМ6	К1520 ХМ5**
Размер кристалла, мм	4,4 × 3,3	4,65 × 3,6	5,1 × 5,3	6,1 × 6,1	9,3 × 9,3	4,8 × 4,8
Степень интеграции: число транзисторов и резисторов, тыс. шт.	2,0	3,8	9,2	13,1	62,6	8,9
Число МТЯ, шт.	36	36	72	72	400	24
Число ВТЯ, шт.	—	—	—	32	—	—
Число ПТЯ, шт.	24	24	50	44	100	10
Число трасс Me-I, шт.	56	86	124	144	389	70
Число трасс Me-II, шт.	79	121	123	208	596	161
Число трасс Me-III, шт.	—	—	—	—	411	—
Шаг трасс Me-I, мкм	16	11	13	11	8	11
Шаг трасс Me-II, мкм	22	11	15	11	8	11
Шаг трасс Me-III, мкм	—	—	—	—	8	—
Число транзисторов/резисторов, шт.						
в МТЯ	20/34	38/30	68/44	64/80	56/76	64/80
в ВТЯ	—	—	—	8/21	—	—
в ПТЯ	10/7	10/8	10/5	11/17	12/16	25/31
Тип корпуса	54 вы- вода на 2 сторо- ны, шаг 1,25 мм	безвы- водный 52-х- кон- так- тный шаг	108 вы- водов на 4 сторо- ны с шагом 0,625 мм	108 вы- водов на 4 сторо- ны с шагом 0,625 мм	мат- рично- рьевой 208 выво- дов	28-вы- водной на 2 сторо- ны, шаг 0,625 мм
Число выводов «земля», шт.	2	2	10	12	20	4
Число выводов питания Ucc, шт.	2	2	8	8	8	2
Число выводов сигналь- ных, шт.	48	48	90	88	180	22

* имеется аналог (К1521ХМ1), совместимый с серией К500;

** имеет встроенное ЗУПВ емкостью 512 бит с перестраиваемой организацией и временем выборки адреса 6 нс.

Таблица 2

Электрические параметры БМК в ЭСЛ-БИСМ на их основе

Параметр, ед. измерения	K1520 XM1	KN1520 XM4	K1520 XM2	K1520 XM3	K1520 XM6	K1520 XM5
Число эквивалентных вентилях, шт.	300	300	1500	1500	10000	550+512 бит
Задержка внутреннего вентиля (кольцевой генератор, 2 нагрузки, длина линии связи 0,5 мм), нс	0,7	0,3	0,7	0,35	0,35	0,3
Переключаемый ток, мА	2,0	1,2	0,9	0,9	0,75/0,37	0,9
Ток эмиттерного повторителя, мА	2,0/4,0	1,0/2,0	0,9/1,8	1,0/2,0	0,3/0,6/ 0,9/1,2	1,0/2,0
Задержка выходной периферийной буферной схемы, нс	1,1	0,8	1,0	0,8	0,8	0,8
Максимальная рассеиваемая мощность, Вт	4,5	4,5	5,2	7,7	20	5,0
Напряжение питания, В	-4,5	-4,5	-4,5	-4,5	-4,5	-4,5
Диапазон рабочих температур, °С	0-75	0-55	0-85	0-70	0-70	0-85

входных и выходных цепей БИСМ; использованы эффективные схемотехнические решения обработки сигнала.

В связи с тем, что ЭСЛ-схемотехника характеризуется высоким уровнем рассеиваемой мощности, важной проблемой является эффективный отвод тепла от кристалла и снижение мощности БИСМ. Для увеличения отвода тепла применяются корпуса с малой величиной теплового сопротивления (2—5 град/Вт) и конструкцией, обеспечивающей возможность эффективного отвода мощности при размещении БИСМ в устройствах.

Оптимизация БИСМ по параметрам, определяющим мощность и быстродействие, возможна благодаря введению в функциональные ячейки БМК градации по току: величина переключаемого тока или тока эмиттерного повторителя может быть выбрана отдельно для каждого ЛЭ в процессе проектирования БИСМ.

Одним из важнейших условий эффективного использования БМК для изготовления БИСМ является наличие системы автоматизированного проектирования (САПР) БИСМ. Сквозная САПР обеспечивает реализацию всех необходимых разнородных этапов разработки начиная с единого для всех этапов описания БИСМ и кончая генерацией управляющих программ для технологического оборудования.

Таблица 3

Характеристики библиотеки ФЯ

БМК	Часть МТЯ, занимаемая ФЯ	Число ФЯ	Пример реализуемой функции ФЯ (*)
K1520XM1	1/4	3	2И/2И-НЕ (**)
	1/2	7	D-триггер; 2И-2ИЛИ/2И-2ИЛИ-НЕ(**)
KN1520XM4	3/4	4	2И-3ИЛИ/2И-3ИЛИ-НЕ(**)
	1	3	2И-4ИЛИ/2И-4ИЛИ-НЕ(**); трехходовой сумматор по модулю 2.
K1520XM2	1/4	5	сумматор по модулю 2 с прямым и инверсным входами.
	1/2	4	сумматор по модулю 2 на 4 входа, MS-триггер установочным входом и стробированием.
K1520XM3	1	7	4 D-триггера с общей синхронизацией, мультиплексор «4 в 1» со стробированием.
	1/4	11	сумматор по модулю 2 с прямым и инверсным входом, D-триггер с парафазными выходами.
	1/2	14	4-х входовой сумматор по модулю 2, MS-триггер с парафазными выходами, полный сумматор.
K1520XM5	1	24	мультиплексор 8 × 1, MS-триггер с диагностической установкой.
	1/4	8	сумматор по модулю 2 с прямым и инверсным выходом.
	1/2	12	4-х входовой сумматор по модулю 2, полный сумматор.
K1520XM6	1	23	мультиплексор 8 × 1, MS-триггер с динамической установкой.
	1/4	5(21)***	сумматор по модулю 2 с расширением по одному входу с прямым и инверсным выходом.
	1/2	8(20)***	2 D-триггера с общими входами синхронизации и разрешения; 4-х входовой сумматор по модулю 2.
	1	5(7)***	4-х входовой мультиплексор с входом разрешения; полный сумматор.

* — реализуемая функция приведена в негативной логике;

** — для БМК KN1520XM4 возможна реализация с расширением до трех числа входов, объединяемых по «И»;

*** — в скобках приведены данные с учетом числа ФЯ, разрабатываемых в настоящее время.

Комплекс программного обеспечения сквозной САПР для проектирования БИСМ на БМК состоит из следующих программ: ввода электрической схемы; логического моделирования; автоматичес-

кого размещения элементов библиотеки ФЯ; авто-трассировки; графического редактирования топологической информации в интерактивном режиме; верификации проекта на соответствие электрической схеме; моделирования и учета паразитных эффектов (емкостей, ЛС и т.п.) в реальной конструкции БИСМ; подготовки информации для изготовления фотошаблонов и конструкторской документации; синтеза программ контроля (ПК) для измерительного оборудования.

Традиционные проблемы контроля БИС ЭСЛ-типа: сложность тестирования схем высокой степени интеграции, жесткость требований к контрольно-измерительному оборудованию, необходимость учета значительной мощности потребления — осложняются при разработке БИСМ тем, что часть функции разработчика-изготовителя передается заказчику-потребителю. Вследствие этого существенно возрастает роль этапа аттестации БИСМ.

При проектировании БИСМ с уровнем сложности порядка 1000 эквивалентных вентилях требования к тестопригодности практически не учитываются разработчиком. Однако при дальнейшем увеличении степени интеграции эти требования становятся обязательными. Тестопригодность БИСМ может быть улучшена, например, за счет вывода на дополнительные контактные площадки кристалла внутренних контрольных точек, как это делается обычно в печатных платах, или за счет использования методов диагностирования типа сквозного сдвигового регистра. Возможность реализации последнего учтена в библиотеке ФЯ последних по времени разработки БМК серии К1520.

Типовая структура генерируемых средствами САПР ПК включает в себя функциональный контроль (ФК): проверку выполнения заданных тестов на невысокой частоте (порядка 1 МГц) в диапазоне напряжений питания и рабочих температур; функционально-динамический контроль (ФДК): проверку выполнения заданных тестов на максимальной рабочей частоте БИСМ или на невысокой частоте, но при критичных временных соотношениях между сигналами; контроль статических параметров; контроль динамических параметров.

В состав ФК (ФДК) входят тесты, генерируемые САПР, для обнаружения «константных неисправностей»; тесты разработчика для проверки наиболее важных с его точки зрения режимов и наиболее критичных цепей и узлов, а также тесты, при

которых на входы БИСМ подаются случайные комбинации сигналов.

Проект БИСМ проходит аттестацию, которая включает в себя и отладку программ контроля.

После завершения аттестации отлаженная программа контроля используется для производственных измерений БИСМ.

Дальнейшие работы по расширению серии матричных БИС типа К1520 ведутся по следующим направлениям;

- снижение собственной задержки элементов до 100—150 пс;

- использование парафазного управления в логических элементах и уменьшение перепада напряжений логических уровней до 150—200 мВ с целью снижения задержки линий связи на кристалле;

- совершенствование схмотехники функциональных ячеек и источников опорных напряжений для обеспечения возможности использования трехъярусных переключателей тока;

- сокращение мощности, в том числе развитие принципов градации по току, применение отдельных источников питания для переключателей тока и эмиттерных повторителей, выборочное подключение необходимого числа локальных источников опорных напряжений;

- разработка в составе библиотеки функциональных ячеек цифро-аналоговых и аналоговых элементов для реализации более широкой номенклатуры БИСМ;

- реализация систем самотестирования и резервирования;

- оптимизация конструкции стандартной металлизации для уменьшения влияния межэлементных паразитных связей на помехоустойчивость схем;

- создание конструкции кристаллов, включающих стандартные блоки (например, запоминающие устройства различных типов, ПЛМ, генераторы синхронимпульсов), а также конструкций типа «море вентилях» для использования более гибких алгоритмов разводки БИСМ.

Соответствующие направления могут быть форсированы при подключении заказчиков к процессу разработки, в том числе в части обеспечения финансирования работ.

Статья поступила 5 мая 1991 г.

Авиационный институт (г. Самара) и НПК «Вихрь» разрабатывают и изготавливают по договорам с предприятиями:

- аппараты глубокой гарантированной осушки газов (точка росы до -100°C , расход до $10 \text{ м}^3/\text{ч}$. могут быть использованы в электронной технологии, для поверки и испытаний гигрометров и датчиков влажности);

- низкотемпературные термостаты;

- системы охлаждения и термостабилизации электронной аппаратуры и других объектов.

Адрес для заявок: 443020, г. Самара — 20, а/я № 871, НПК «Вихрь». Телефон для справок: 22-32-93

Типовые включения и применение

Л.И. Волгин

Интегральные реляторные микросхемы КФ1100СКЗА,Б являются универсальными схемными элементами общего применения с широкими функциональными возможностями. Микросхемы содержат парафазный операционный усилитель (ПОУ) и коммутационный узел, состоящий из двух пар однополюсных ключей [1, 2].

На базе этих микросхем возможно построение операционных и инструментальных усилителей с несимметричным или симметричным входом и с симметричным или несимметричным выходом, устройств выборки и хранения, одноканальных и двухканальных реляторов — аналоговых логических элементов, воспроизводящих базовые операции предикатной алгебры выбора [3, 4], минимизирующих, максимизирующих и минимаксных амплитудных селекторов, воспроизводящих элементарные операции бесконечнозначной (непрерывной, нечеткой) логики, генераторов и формирователей предикатных, аргументных и непрерывнологических функций (включая гистерезисные и неоднозначные функции), аналоговых мультиплексоров и демультимплексоров с логическим управлением переключением каналов, ситуационных, позиционных, порядковых и ранговых коммутационно-логических преобразователей, райжирующих преобразователей, аналоговых таймеров, амплитудных модуляторов и демодуляторов, измерительных преобразователей средневывпрямленных и амплитудных значений, аналоговых спецпроцессоров, устройств квантования сигналов, аналого-цифровых преобразователей, триггеров, мультивибраторов, рангово-аналоговых преобразователей и др.

Конструкция, условия эксплуатации и электрические характеристики. Микросхемы выпускаются в шестнадцатывыводном пластмассовом корпусе типа ФОВ.16-1. Масса не более 2 г. Микросхемы сохраняют работоспособность при следующих условиях:

температура окружающей среды от -10 до 70°C ;

относительная влажность воздуха — до 98% при 25°C ;

вибрационные нагрузки при частотах от 1 до 600 Гц — до 10 g;

линейные (центробежные) нагрузки — до 25 g; напряжение питания — от ± 3 В до $\pm 16,5$ В.

Время гарантийной наработки составляет не менее 15000 ч, срок хранения не менее 15 лет.

При напряжении питания ± 15 В и температуре 25°C микросхемы имеют следующие основные электрические характеристики:

Входной ток ПОУ не более 0,5 нА
(при 70°C не более 30 нА)

Разностный входной ток ПОУ не более 0,2 нА
(при 70°C не более 30 нА)

Напряжение смещения нуля ПОУ 50 мВ

Коэффициент усиления ПОУ не менее $15 \cdot 10^3$

Коэффициент ослабления син-

фазных входных сигналов не менее 70 дБ

Начальный ток стока ключей не менее 0,5 мА

Напряжение отсечки ключей не менее 0,5 В

Крутизна характеристики

ключей не менее 0,7 мА/В

Максимальное напряжение

затвор-исток не более 20 В

Функциональные схемы микросхем. Микросхемы КФ1100СКЗА,Б зарубежных аналогов не имеют. Они полностью заменяют микросхемы типа КР1100СКЗ [5], но имеют более широкие функциональные возможности. Функциональные схемы микросхем приведены на рис. 1.

Парафазный операционный усилитель микросхем построен на дифференциальном усилителе ДУ1, имеющем симметричный вход (выводы 10, 16) и низкоомный симметричный выход (выводы 12, 14), и на корректирующем дифференциальном усилителе ДУ2 с симметричным входом и несимметричным выходом. По переменному току усилитель ДУ2 осуществляет коррекцию неидентичности сигналов на парафазных выходах ПОУ и компенсацию напряжения смещения симметричных каскадов ДУ1 относительно опорного напряжения на балансировочном (опорном) выводе 13. Корректирующий сигнал формируется с помощью делителя напряжения (резисторы R10 и R12) и подается на вход усилителя ДУ2, который включен в цепь отрицательной обратной связи усилителя ДУ1. При подаче на опорный вывод ПОУ 13 нулевого потенциала (вывод 13 за-

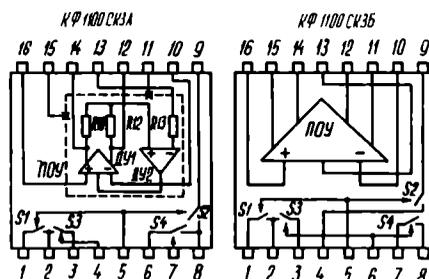


Рис. 1

землен) выходные напряжения ПОУ $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ равны по величине и противоположны по знаку.

Типовые включения и применение микросхем. Области применения микросхем по признаку включения их усилительного и коммутационного узлов к внешним цепям подразделяются на три группы.

Для первой группы применений ПОУ и коммутационный узел используются автономно по их прямому назначению. Наличие парафазного выхода у ПОУ позволяет существенно расширить возможности использования микросхем в качестве операционного и решающего усилителя по сравнению с обычным операционным усилителем (ОУ) с симметричным входом и несимметричным выходом. В работе [1] приведены пять типовых схем включения микросхем при их использовании в качестве решающих и инструментальных усилителей. На рис. 2 представлены электрические схемы коммутационных узлов микросхем. Управляющие входы ключей (выводы 4, 5, 7 для КФ1100СКЗА и 5, 6 для КФ1100СКЗБ) непосредственно без согласующих устройств подключаются к выходам управляющих схем с уровнями управ-

ляющих напряжений ТТЛ. По управляющим входам ключей возможно также сопряжение с уровнями КМОП-логики, если верхний уровень логического сигнала не менее, а нижний не более, чем у ТТЛ.

Для второй и третьей групп применений используется полный структурный состав путем совместного использования усилительного и коммутационного узлов микросхем для коммутации внешних (навесных) элементов. Для второй группы применений управление ключами осуществляется автономно от внешних источников управляющих напряжений.

На рис. 3 представлены типовые схемы включения микросхемы КФ1100СКЗБ при ее работе в качестве решающего усилителя с периодической автокоррекцией напряжения смещения ПОУ (рис. 3, а) и в качестве устройства выборки-хранения (рис. 3, б) с симметричными входом и выходом.

Для третьей группы применений управление ключами коммутационного узла осуществляется от ПОУ, входящего в состав самой микросхемы (ПОУ используется в качестве компаратора), а заданные операции воспроизводятся коммутационным программированием (путем соответствующих межсоединений ее выводов).

На рис. 4, а показано релейторное включение микросхемы КФ1100СКЗБ. Здесь выходные напряжения ПОУ используются для управления состояниями ключей коммутационного узла микросхемы. В таком включении микросхема является релейтором — аналоговым логическим элементом, воспроизводящим элементарные операции предикатной алгебры выбора [3, 4, 6]. По первому Z_1 , второму Z_2 и третьему Z_3 выходам релейтор (рис. 4, а) воспроизводит соответственно функции $Z_1 = y_1 I(x_1 - x_2) + y_2 I(x_2 - x_1)$, $Z_2 = y_3 I(x_1 - x_2)$, $Z_3 = y_4 I(x_2 - x_1)$, где $I(X)$ — единичная функция, равная нулю при $X < 0$ и единице при $X > 0$.

При $Z_2 = Z_3$ (выводы 4 и 8 соединены) схема, построенная по рис. 4, а, является двухканальным однопороговым релейтором (рис. 4, б) [7]. При $Z_2 = Z_3$, $x_1 = y_1 = y_4$, $x_2 = y_2 = y_3$ эта схема является минимаксным амплитудным селектором [8] (рис. 4, в), воспроизводящим по первому и второму несимметричным выходам базовые операции бесконечнозначной логики $Z_1 = \max(x_1, x_2)$, $Z_2 = \min(x_1, x_2)$ (операции выделения максимального Z_1 и минимального Z_2 напряжения). По симметричному выходу схема, построенная по рис. 4, в, воспроизводит смещенную модуль-функцию $Z = Z_1 - Z_2 = |x_1 - x_2|$ (при $x_2 = 0$ воспроизводится модуль-функция $Z = |x_1|$). Если входные напряжения $x_1, x_2 \in \{0, 1\}$ задаются логическими уровнями нуля и единицы, то амплитудный селектор по рис. 4, в по первому и второму выходам является соответственно булевым дизъюнктом ($Z_1 = x_1 \vee x_2$) и конъюнктом ($Z_2 = x_1 \wedge x_2$), которые работают с любыми логическими уровнями без использования согласующих устройств. При $Z_2 = Z_3$, $y_2 = y_3 = 0$ схема (рис. 4, а) является коммутационным релейтором (рис. 4, г). При $Z_1 = Z_2 = Z_3$, $y_2 = y_3 = 0$ от схемы по рис. 4, а приходим к схеме одноканального релейтора (рис. 4, д), воспроизводящего базовую операцию предикатной алгебры выбора (функцию, воспроизводимую по первому выходу Z_1 схемы по рис. 4, а).

В элементном базисе релейторов возможно построение широкой номенклатуры аналоговых функциональных, вычислительных, логических, коммутационных, измерительных и управляющих преобразователей [4, 9—12].

На рис. 5 представлены схемы гистерезисных преобразователей (гистеронов), построенных в элементном базисе одноканальных и (или) двухканальных релейторов (см. рис. 4, б, д). Схема релейторного гистерона (рис. 5, а) воспроизводит по первому и второму выходам соответственно прямоугольные функции положительного (Z_1) и отрицательного (Z_2) гистерезиса [13]. На рис. 5, б дана схема релейторного аналогового таймера, который имеет более широкие функциональные возможности, чем компараторно-триггерный таймер типа КР1006ВИ1, выпускаемый отечественной промышленностью. На рис. 5, в показана схема программируемого формирователя семейства сложных гистерезисных функций. Здесь в зависимости от заданной комбинации соединений выводов и уровней задающих напряжений формирователь по симметричному выходу $Z = Z_1 - Z_2$ воспроизводит ряд сложных двухпетлевых гистерезисных и неоднозначных функций (рис. 6). По первому Z_1 и второму Z_2 несимметричным выходам формирователь (рис. 5, в) воспроизводит прямоугольные гистерезисные функции.

На рис. 7 представлена схема многоходового амплитудного селектора с идентификацией входа, на который воздействует экстремальный (минимальный или максимальный) сигнал [14]. Здесь

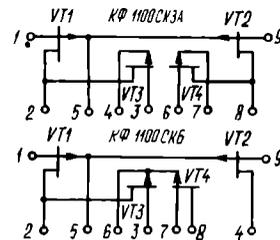


Рис. 2

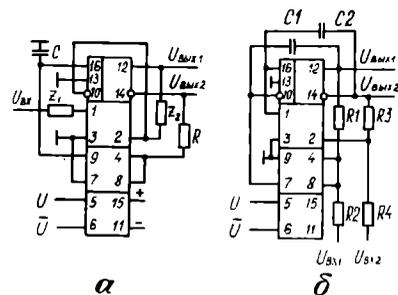


Рис. 3

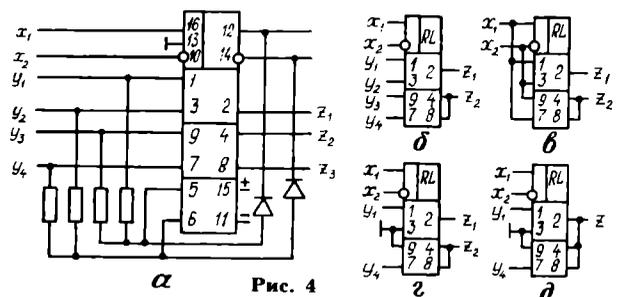


Рис. 4

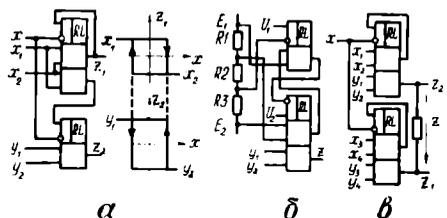


Рис. 5

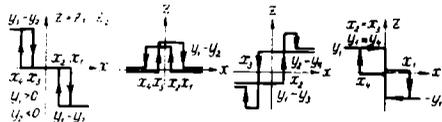


Рис. 6

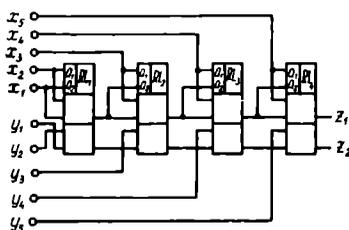


Рис. 7

выходные сигналы по селектирующему Z_1 и мультиплексорному (идентифицирующему) Z_2 выходам определяются выражениями:

$$Z_1 = \text{ext}(x_1, \dots, x_n);$$

$$Z_2 = \begin{cases} y_1 & \text{при } x_1 = \text{ext}(x_1, \dots, x_n) \\ y_2 & \text{при } x_2 = \text{ext}(x_1, \dots, x_n) \\ y_n & \text{при } x_n = \text{ext}(x_1, \dots, x_n), \end{cases}$$

где $\text{ext} = \max$ при $a_1 = 1$ и $a_2 = -1$, $\text{ext} = \min$ при $a_1 = -1$, $a_2 = 1$. Условие $a_1 = -1$ означает, что соответствующий компараторный вход релятора является инвертирующим. Если в схеме, построенной по рис. 7, Z_2 является входным сигналом, то идентифицирующий канал работает в демultipлексорном режиме (свойство обратимости реляторных преобразователей).

На рис. 8, а [15] представлена схема ранжирующего преобразователя, построенного на минимаксных амплитудных селекторах (АС) по рис. 4, в и воспроизводящего логическую операцию упорядочения входных напряжений в порядке их возрастания (убывания), т.е. на первом, втором и третьем выходах выделяются соответственно минимальный, медианный и максимальный сигналы $Z_1 = \min(x_1, x_2, x_3)$, $Z_2 = \text{med}(x_1, x_2, x_3)$, $Z_3 = \max(x_1, x_2, x_3)$.

По второму выходу схема, построенная по рис. 8, а, является трехвыходным медианным селектором (медианным фильтром) сигналов x_1, x_2, x_3 [16].

На рис. 8, б показана схема трехвыходового порядкового коммутатора, воспроизводящего операцию коммутирования идентифицирующих переменных y_1, y_2, y_3 по признаку принадлежности идентифицируемых переменных x_1, x_2, x_3 к максимальному ($a_1 = 1, a_2 = -1, \text{ext} = \max$) или минимальному ($a_1 = -1, a_2 = 1, \text{ext} = \min$) сигналу:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= y_1, Z_2 = Z_3 = 0 && \text{при } x_1 = \text{ext}(x_1, x_2, x_3) \\ Z_2 &= y_2, Z_1 = Z_3 = 0 && \text{при } x_2 = \text{ext}(x_1, x_2, x_3) \\ Z_3 &= y_3, Z_1 = Z_2 = 0 && \text{при } x_3 = \text{ext}(x_1, x_2, x_3) \end{aligned} \right\}$$

Схема по рис. 8, б построена на трех коммутационных реляторах (см. рис. 4, з).

На рис. 9 изображена схема рангового коммутатора, воспроизводящего логическую операцию коммутирования идентифицирующих переменных y_1, y_2, y_3 по ранговому признаку идентифицируемой (управляющей) переменной x :

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= y_1, Z_2 = Z_3 = 0 && \text{при } x = x^{(1)} = \min(x_1, x_2, x) \\ Z_2 &= y_2, Z_1 = Z_3 = 0 && \text{при } x = x^{(2)} = \text{med}(x_1, x_2, x) \\ Z_3 &= y_3, Z_1 = Z_2 = 0 && \text{при } x = x^{(3)} = \max(x_1, x_2, x) \end{aligned} \right\} (1)$$

На рис. 10, а показана схема рангового мультиплексора, воспроизводящего операцию

$$Z = \begin{cases} y_1 & \text{при } x = x^{(1)} \\ y_2 & \text{при } x = x^{(2)} \\ y_3 & \text{при } x = x^{(3)} \end{cases}$$

При работе схемы по рис. 10, а в демultipлексорном режиме и при $x = y$ (рис. 10, б) воспроизводится операция ранговой идентификации управляющего сигнала, определяемая выражением (1) при $y_1 = y_2 = y_3 = x$. Здесь управляющий сигнал x проходит на один из выходов демultipлексора, номер которого совпадает с рангом r управляющего сигнала $x = x^{(r)}$.

Аналогичным образом строятся схемы реляторных коммутаторов, мультиплексоров и демultipлексоров более высокого порядка [10].

Схемы ранговых и порядковых коммутаторов являются базовыми для построения путем перепрограммирования коммутационно-логических преобразователей более низкой функциональной иерархии. На рис. 11, а (класс RC) и рис. 12, а (класс OC) даны условные изображения ранговых и порядковых коммутаторов при $n = 3$. В этих условиях схема, построенная по рис. 12, а, объединяет

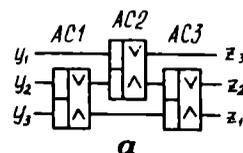


Рис. 8

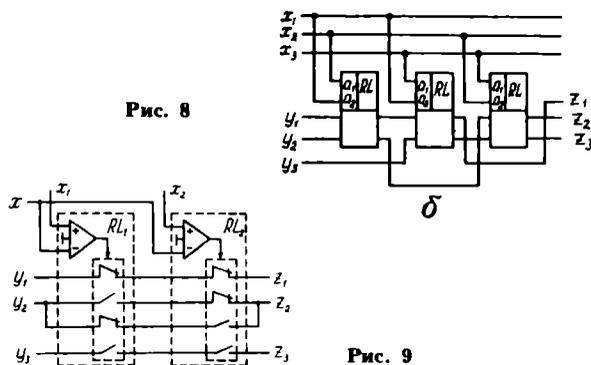


Рис. 9

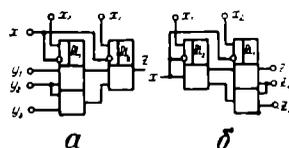


Рис. 10

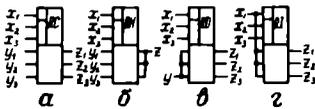


Рис. 11

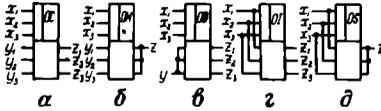


Рис. 12

три класса порядковых коммутаторов — максимизирующих (рис. 8, б при $a_1 = r = 1$), медианных ($r = 2$) и минимизирующих (рис. 8, б при $a_1 = -1, r = 3$). Схеме рангового коммутатора (рис. 9) соответствует схема, показанная на рис. 11, а.

При объединении в схемах, построенных по рис. 11, а и 12, а, выходных выводов приходим к классам схем ранговых (рис. 11, б, класс *RM*) и порядковых (рис. 12, б, класс *OM*) мультиплексов, при объединении в них входных переключательных входов — к классам схем ранговых (рис. 11, в, класс *RD*) и порядковых (рис. 12, в, класс *OD*) демультиплексов; при объединении в схеме по рис. 11, в переключательного и управляющего входов (при $y = x_1$) — к классу схем ранговых идентификаторов (рис. 11, г, класс *RI*), воспроизводящих операцию ранговой идентификации управляющего сигнала x_1 ; при отождествлении в базовой схеме порядкового коммутатора (рис. 12, а) идентифицирующих и идентифицируемых переменных (при $x_1 = y_1, x_2 = y_2, x_3 = y_3$) — к классам схем (рис. 12, г, класс *OI*), воспроиз-

водящих операции выделения сигнала $x^{(r)}$ заданного ранга r с идентификацией номера входа, на который воздействует выделенный сигнал. При объединении в схеме по рис. 11, г выходных выводов (рис. 12, д, класс *OS*) приходим к классам схем порядковых селекторов, воспроизводящих операции выбора (селекции) сигнала заданного ранга,

т.е. сигнала $x^{(r)} \in \{x_1, \dots, x_n\}$, занимающего r -е место

в вариационном ряду $x^1, \dots, x^{(n)}$, полученного путем ранжирования входных сигналов x_1, \dots, x_n в порядке их неубывания. При $r = 1$ и $r = n$ (здесь $n = 3$) порядковые селекторы (рис. 12, д) являются соответственно n -входными минимизирующими ($r = 1$) и максимизирующими ($r = n$) амплитудными селекторами (класс *AS*), воспроизводящими соответственно операции $Z = \min(x_1, \dots, x_n)$, $Z = \max(x_1, \dots, x_n)$, а при нечетном $n = 2m - 1$ и $r = m$ — медианными селекторами, воспроизводящими операции $Z = \text{med}(x_1, \dots, x_n)$.

При $y_1 = u_0, y_2 = 2u_0, \dots, y_n = nu_0$ ранговые мультиплексы являются ранговоаналоговыми преобразователями, воспроизводящими функцию $Z = u_0 r$, а ранговые демультиплексы при $x_2 = x_0, x_3 = 2x_0, \dots, x_n = (n - 1)x_0$ — аналого-цифровыми преобразователями управляющего сигнала x_1 в параллельный код типа «продвижение единицы».

Ранговые и порядковые мультиплексы используются также в качестве универсальных и специализированных генераторов (формирователей) линейно-изломных, линейно-разрывных и (или) кусочно-шитых функций, воспроизводящих полные или локальные классы предикатных,

аргументных и непрерывно-логических функций с $n - 1$ точками излома, разрыва и (или) припасовывания [4].

Приведенный здесь неполный перечень применений микросхем КФ1100СКЗА, Б показывает их широкие функциональные возможности и высокую концентрацию операций и функций в одном элементе, причем подавляющее большинство применений приходится на реляторное включение микросхем. Это обуславливает необходимость выпуска функционально полной номенклатуры реляторов в интегральном исполнении как универсального схемного элемента общего применения.

Заказы на микросхемы направлять по адресу: 200107, г. Таллинн, Пярну маантеэ, 142, Электротехнический завод им. Х.Пегельмана. Тел. 550-332, 550-430.

ЛИТЕРАТУРА

1. Интегральные реляторные микросхемы КФ1100СКЗА, КФ1100СКЗБ: Инструкция по применению.— Таллин: Электротехнический завод им. Х.Пегельмана, 1989.— 22 с.
2. Волгин Л.И., Саганенко А.А. Интегральные реляторные микросхемы КФ1100СКЗА, КФ1100СКЗБ.— В кн.: Алгоритмы и устройства обработки сигналов и автоматизация проектирования.— Таллинн: АН Эстонии, 1990, с. 197—204.
3. Волгин Л.И. Свойства и законы коммутационной алгебры.— Известия АН ЭССР. Физика, математика, 1988, № 4, с. 417—427.
4. Волгин Л.И. Синтез устройств для обработки и преобразования информации в элементном базисе реляторов.— Таллинн: Валгус, 1989.— 180 с.
5. Интегральная микросхема КР1100СКЗ: Инструкция по применению. Таллинн, 1987.— 16 с.
6. Волгин Л.И. Предикатная алгебра выбора и ее модификации (основы теории и элементный базис): Опыт, результаты, проблемы.— В кн.: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей.— Таллинн: Валгус, 1986, вып. 4, с. 64—104.
7. А.с. 1270777 (СССР). Аналоговый логический элемент для воспроизведения линейно-разрывных функций (его варианты)/ Л.И.Волгин, Р.-В.П.Ребане.— Оpubл. в Б.И., 1986, № 42.
8. А.с. 1322325 (СССР). Минимаксный амплитудный селектор/ Л.И.Волгин, А.И.Зарукин, А.В.Ефимов.— Оpubл. в Б.И., 1987, № 25.
9. Волгин Л.И. Персональный библиографический указатель литературы/ Составитель М.Р.Кембо.— Таллинн: ЭстНИИТИ, 1990.— 68 с.
10. Волгин Л.И. Синтез коммутационно-логических преобразователей в элементном базисе реляторов.— В кн.: Вопросы проектирования радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей.— Таллинн: ЭстНИИТИ, 1989, с. 76—91.
11. Волгин Л.И., Булдаков О.В. Медианный мультиплексор-демультиплексор.— В кн.: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Опыт, результаты, проблемы: Сб. статей.— Таллинн: Валгус, 1988, вып. 5, с. 139—145.
12. Volgin L.I. Relator-based processors for ranging and ordinal processing of analog signals.— In: Journal of New Generation Computer Systems, 1991, vol. 4, N 2.
13. А.с. 1336050 (СССР). Устройство для воспроизведения гистерезисных функций/ Л.И.Волгин, А.И.Зарукин.— Оpubл. в Б.И., 1987, № 33.
14. А.с. 1262531 (СССР). Многоканальный амплитудный селектор/ Л.И.Волгин.— Оpubл. в Б.И., 1986, № 37.
15. А.с. 1365099 (СССР). Устройство для коммутации аналоговых сигналов/ Л.И.Волгин, Р.-В.П.Ребане, В.А.Васильев.— Оpubл. в Б.И., 1988 № 1.
16. А.с. 1278902 (СССР). Устройство для воспроизведения функции медианы/ Л.И.Волгин, Р.-В.П.Ребане.— Оpubл. в Б.И., 1986, № 47.

КМОП БИС МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО ВРЕМЕННОГО УСТРОЙСТВА КР512ПС12

Значительно улучшить габаритные, энергетические, надежность характеристики и потребительские свойства электронных реле времени, широко используемых в современном промышленном оборудовании и бытовой технике, можно с помощью многофункционального временного устройства КР512ПС12.

Эта БИС выполнена по КМОП-технологии с самосовмещенным затвором и конструктивно оформлена в 20-выводном пластмассовом корпусе типа 2140.20-8. Назначение выводов приведено в табл. 1, основные электрические параметры — в табл. 2.

Микросхема КР512ПС12 (рис. 1) содержит встроенный генератор G, счетчик с переменным коэффициентом счета СТ1, вычитающие счетчики СТ2 и СТ3, буфер BF, дешифратор DC, устройство установки в исходное состояние USR, устройство управления UCO и усилитель D.

Микросхема функционирует в пяти основных режимах (рис. 2). Выбор режима осуществляется подачей на выводы SE0, SE1, SE2, CO0, CO1

Таблица 2

Электрические параметры микросхемы КР512ПС12

Параметр	Режим измерения	Норма	
		мин.	макс.
Выходное напряжение высокого уровня U_{OH} , В	$U_{CC}=4,0$ В	$U_{CC} - 0,1$	
Выходное напряжение низкого уровня U_{OL} , В	$U_{CC}=4,0$ В	—	0,4 В
Динамический ток потребления I_{CD} , мкА	$U_{CC}=6,0$ В, $f=32768$ Гц	—	250
Напряжение питания U_{CC} , В	—	4,0	6,0

Таблица 1

Назначение выводов микросхемы КР512ПС12

Номер вывода	Обозначение	Назначение вывода	Примечание
01, 02	CO0, CO1	Управление	Вход
03	\emptyset	Открытый сток	Выход
04(06)	G2(G1)	Выход (вход) генератора	Выход (вход)
05	G21N	Выход генератора с инверсией	Выход
07, 08, 09	SE0, SE1, SE2	Выбор коэффициента счета	Вход
10	OV	Общий вывод	Вход
11	SR	Установка в исходное состояние	Вход
12—19	D0—D7	Данные	Вход/выход
20	U_{CC}	Вывод питания от источника напряжения	Вход

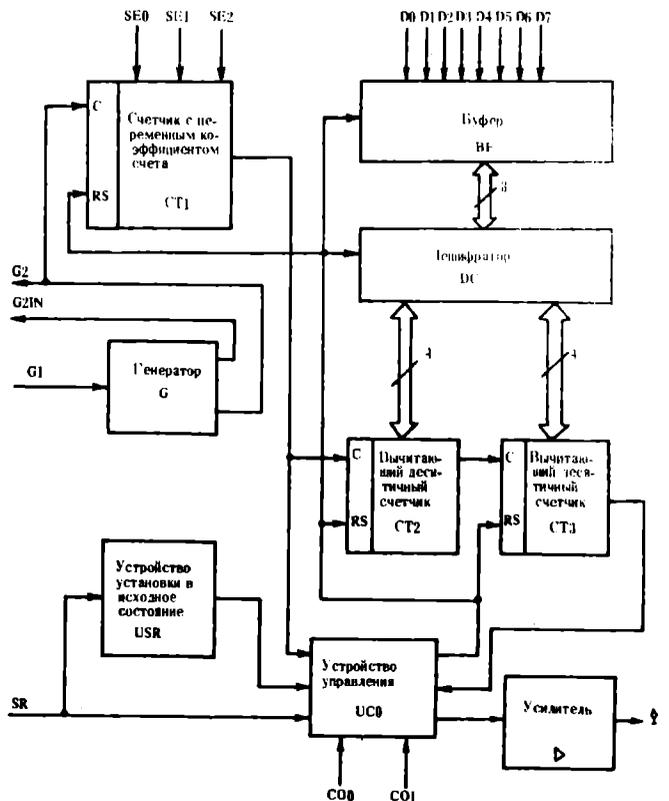


Рис. 1. Микросхема КР512ПС12

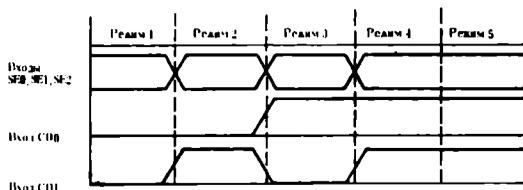


Рис. 2. Режимы функционирования микросхемы KP512PC12

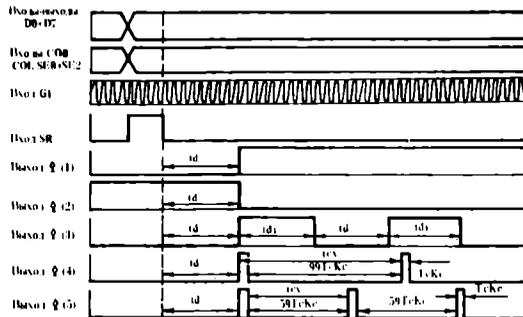


Рис. 3. Временные диаграммы работы микросхемы KP512PC12

соответствующих логических комбинаций. Временные диаграммы работы микросхемы во всех режимах показаны на рис. 3.

Параметры временной диаграммы

T_c — период следования импульсов тактовых сигналов; $T_c > 0,5$ мкс при частоте тактовых импульсов 2 МГц
 t_d, t_{d1} — время задержки
 t_{CY} — время цикла
 $t_d, t_{d1} = (10N_1 + N_2) T_c K_c$
 $t_{CY} = 100 K_c T_c$ в режиме 4
 $t_{CY} = 60 K_c T_c$ в режиме 5.
 Здесь N_1, N_2 — числа, записываемые в счетчики СТ2, СТ3; K_c — коэффициент счета счетчика СТ1.
 В режиме установки исходного состояния путем включения источника питания вывод SR может оставаться свободным или подключенным к общей шине.

Необходимый интервал времени (табл. 3) устанавливается подачей на входы D0—D7 требуемого числа N (от 1 до 99) в специализированном коде (режим 1, 2, 3) или в двоичном коде (режим 4 и 5) и выбором коэффициента счета K_c счетчика СТ1, причем коэффициент деления последнего устанавливается подачей на входы SE0, SE1, SE2 определенного кода (табл. 4).

Микросхема позволяет получать временные интервалы в диапазоне от 3 мкс до 100 часов (табл. 5).

Особенность режимов 4 и 5 в том, что они дают возможность подключать через дополнительные дешифраторы двоичного кода в семисегментный любые типы индикаторов (ЖК, газолуминесцентных и др.), причем потребитель при необходимости может выводить на индикацию двухразрядное число в диапазоне 00—99.

Таблица 3

Состояние счетчиков СТ2, СТ3

Режимы 1, 2, 3					Режимы 4, 5				
Выходы				\tilde{N}_1, \tilde{N}_2	Выходы				\tilde{N}_1, \tilde{N}_2
12,16	13,17	14,18	15,19		12,16	13,17	14,18	15,19	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	0	0	0	1
1	0	0	0	2	0	1	0	0	2
1	1	0	0	3	1	1	0	0	3
0	1	0	0	4	0	0	1	0	4
0	1	1	0	5	1	0	1	0	5
0	0	1	0	6	0	1	1	0	6
0	0	1	1	7	1	1	1	0	7
0	0	0	1	8	0	0	0	1	8
0	1	0	1	9	1	0	0	1	9

Выходы D0—D7 работают как выходы Выходы D0—D7 работают как выходы при высоком уровне на SR и как выходы при низком уровне на SR

В режиме 1 микросхема отсчитывает установленный в специализированном коде временной интервал от 3 мкс до 100 часов. По окончании его отсчета состояние выхода 03 изменяется с уровня логического «0» на уровень логической «1». Такое состояние сохраняется до выключения питания или до подачи уровня логической «1» на вход SR.

Таблица 4

Значения коэффициента счета K_c

SE0	SE1	SE2	K_c
1	0	0	1
0	0	0	3277
1	0	1	32768
0	0	1	32768 × 6
0	1	1	32768 × 60
0	1	0	32768 × 360
1	1	0	32768 × 3600
1	1	1	32768 × 60

Таблица 5

Диапазоны временных интервалов

Коэффициент сче-та K_c	Минималь-ный вре-менной интервал	Макси-мальный временной интервал	Шаг уста-новки вре-менного интервала
1	3 мкс	300 мкс	3 мкс
3277	0,1 с	10 с	0,1 с
32768	1 с	100 с	1 с
32768 × 6	6 с	10 мин	6 с
32768 × 60	1 мин	100 мин	1 мин
32768 × 360	6 мин	10 ч	6 мин
32768 × 3600	1 ч	100 ч	1 ч

В режиме 2 микросхема работает аналогично режиму 1, но вывод 03 переключается из состояния логической «1» в состояние логического «0».

В режиме 3 при включении питания или при подаче уровня логической «1» на вывод SR на выводе 03 формируется уровень логического «0». При этом через двунаправленную магистраль D0—D7 в счетчики СТ2, СТ3 записывается отсчитываемый временной интервал в виде числа от 0 до 99 в специализированном коде. Для счетчика СТ1 может быть выбран один из семи коэффициентов деления. Особенностью режима является то, что после отсчета первоначально установленного и последующих временных интервалов любой логический переход на выводе 03 инициализирует запись того числа в счетчики СТ2, СТ3, которое поступает на выводы D0—D7 в момент изменения состояния вывода 03. Таким образом, в режиме 3 у потребителя имеется возможность изменять отсчитываемые интервалы в процессе работы БИС.

В режимах 4 и 5 БИС работает как счетчик до 100 и до 60 соответственно. Для режима 4 потребитель может задать любой из семи коэффициентов деления счетчика СТ1.

Особенность режима 5 в том, что для счетчика СТ1 можно задать только два коэффициента $K_c = 32768 \times 60$ и $K_c = 1$. Причем, если $K_c = 32768 \times 60$ задается путем подачи на выводы SE0—SE2 соответствующей комбинации логических состояний, то $K_c = 1$ задается подачей на выводы D0—D7 комбинации П0IXXXX, где X — безразличное состояние. При этом на вывод 11 (SR) необходимо подать импульс положительной полярности, а на выводах 7—9 (SE0—SE2) — удерживать логическую комбинацию 111.

Алгоритмы работы БИС в режимах 4 и 5 имеют много общего. В обоих случаях после пуска (при переходе вывода 11 из состояния логической «1» в состояние логического «0» или при включении питания) микросхема отсчитывает время, обусловленное комбинацией, подаваемой в момент пуска на выводы D0—D7. По окончании временного интервала на выводе 03 формируется уровень логической «1» (пассивный), по длительности равный периоду сигнала, формирующегося на выводе счетчика СТ1. Появление уровня логической «1» на выводе 03 произойдет в режиме 4 через 99 импульсов, формируемых счетчиком СТ1, а в режиме 5 — через 59 импульсов.

Необходимо отметить, что вывод 11 (SR) подключен к «общей» шине через внутренний резистор. Двунаправленная магистраль D0—D7 подключена в режимах 1, 2, 3 к «общей» шине через внутренние резисторы постоянно, а в режимах 4 и 5 процесс подключения магистрали D0—D7 регулируется выводом 11.

БИС КР512ПС12 является базовой для нового класса универсальных времязадающих устройств. Конструкция микросхемы позволяет осуществлять ее модернизацию и при относительно низких затратах реализовать новые функциональные возможности.

*А.А.Куценко, Н.В.Шемякин.
НПО «Интеграл» (г. Минск)

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПЕРИФЕРИЙНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ПОДДЕРЖКИ МИКРОПРОЦЕССОРА КР1810ВК56

Микросхема предназначена для создания на ее базе новых или для повышения эффективности существующих малогабаритных, гибких и производительных микропроцессорных систем путем объединения пяти функций четырех контроллеров периферии (КР580ВВ51А, КР580ВВ55А, КР1810ВН54, КР1810ВН59А) в одном корпусе.

Освоен серийный выпуск.

Подробная информация о микросхеме — в журнале «Электронная промышленность», 1990 г., № 2, с. 82—83.

По вопросам применения, поставок, приобретения технического описания обращаться по телефону 9-38-31, г. Ивано-Франковск, Парамонов Ю.П.

И.В.Джурашок, С.В.Дружок, Ю.П.Парамонов

НОВЫЙ МОНОЛИТНЫЙ 10-РАЗРЯДНЫЙ ЦАП КС1118ПА6А, Б С ВРЕМЕНЕМ УСТАНОВЛЕНИЯ 10 НС

— однокристалльная полупроводниковая ИС, изготавливаемая по планарно-эпитаксиальной технологии (изопланар) с двухуровневой металлизацией, без применения подгонки. Число элементов на кристалле размером 3,2x3,6 мм — 1500. Конструктивно ЦАП выполнен в 24-выводном стеклокерамическом корпусе типа 2120.24—14.

Основные электрические характеристики ЦАП

Число разрядов	10
Диапазон выходного тока, мА	0...10,24
Дифференциальная нелинейность, ЕМР	
группа А	1/4
группа Б	1/2
Нелинейность, ЕМР	1/2
Выходной ток смещения нуля, мкА	15
Абсолютная погрешность в конечной точке характеристики преобразования, мА	0,1
Ток потребления, мА	65
Напряжение источника питания, В	-5,2 ± 5%
Время установления выходного тока, нс	10
Входные уровни ЭСЛ	

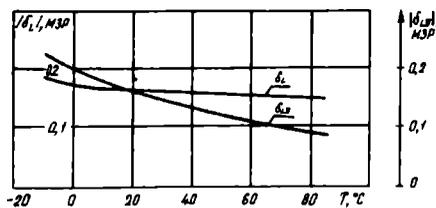


Рис. 1. Типовые зависимости $\delta_L = f(T)$ и $\delta_{LD} = f(T)$

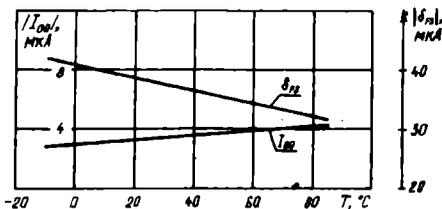


Рис. 2. Типовые зависимости $I_{00} = f(T)$ и $\delta_{FS} = f(T)$

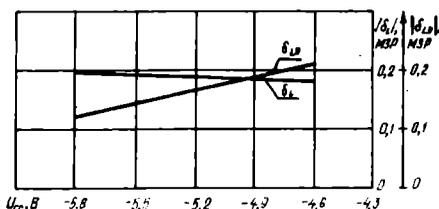


Рис. 3. Типовые зависимости $\delta_L = f(U_{cc})$ и $\delta_{LD} = f(U_{cc})$

Входной регистр данной ИС управляется двумя парафазными ЭСЛ сигналами. Нелинейность минимизирована конструктивно-технологическими решениями без применения лазерной или электронной доводки.

ИС имеет два взаимодополняющих выхода по току и может находиться под нагрузкой, при которой напряжение на выходе не превышает -1,4 В, так как напряжение выше этого уровня введет выходные ключи ЦАП в насыщение, что вызовет потери в быстродействии, а из-за присутствия матрицы R-2R в выходных цепях неизбежны потери и в точности.

Такое явление, как «звон» в выходном аналоговом сигнале сведено до минимума благодаря применению триггера с малыми шумами и двухкаскадного буферного устройства, позволяющего увеличить быстродействие.

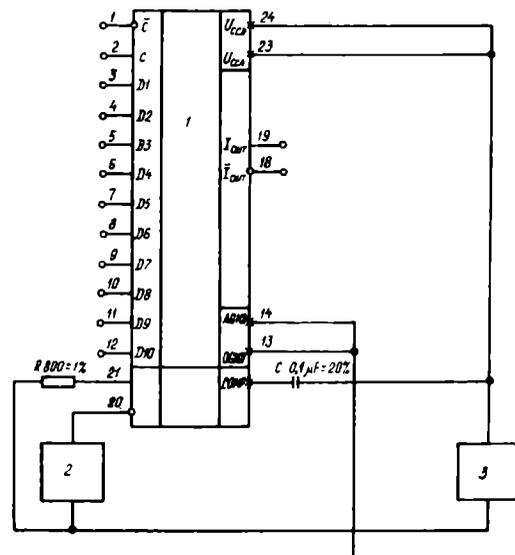


Рис. 4. Типовая схема включения ИС КС1118ПА6А, Б: 1 — ИС 1118ПА6, 2 — источник опорного напряжения $U_{REF} = -1,024$ В, 3 — источник питания $U_{cc} = -5,2$ В ± 5%

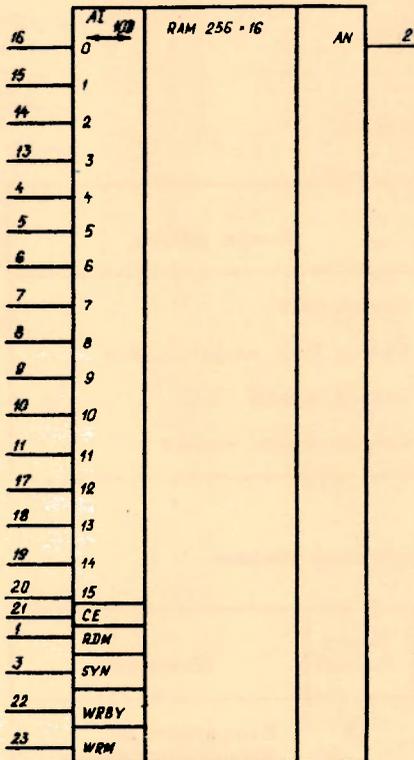
На рисунках приведены некоторые типовые зависимости ИС КС1118ПА6А, Б и схема включения.

ЦАП КС1118ПА6А, Б найдет широкое применение в телевидении высокой четкости, в студийном телевидении, в процессорной и цифровой технике.

А.-И.Марцинявичюс, В.А.Андрюнас
НПО «Вента»,
232057, г. Вильнюс



Условное графическое обозначение



Основные электрические параметры

Выходное напряжение, В

низкого уровня U_{OL}
при $I_{OL} = 1,6 \text{ мА}$ не более 0,4
высокого уровня U_{OH}
при $I_{OH} = 1,2 \text{ мА}$ не менее 2,4

Ток потребления в режиме хранения I_{CCS} , мА не более 0,3

Входной (выходной) ток утечки I_{LI} (I_{LO}), мкА . не более 10

Ток утечки на информационном выводе I_{LD} , мкА не более 30

Время считывания информации t_{RD} , нс не более 430

Время выборки в режиме «запись» t_{WRD} , нс . не более 430

Время установления сигнала «обмен» относительно сигнала адреса и сигнала разрешения кристалла t_{AC} , нс не менее 20

Время установления сигналов «запись», «чтение» относительно сигнала «обмен» t_{VC} , нс не менее 20

Длительность интервала между сигналами «обмен» t_{CS} , нс не менее 130

Время сохранения сигнала адреса и сигнала разрешения кристалла после сигнала «обмен» t_{NAC} , нс не менее 20

ДИОДНАЯ ОПТОПАРА АОД149А С ОТКРЫТЫМ ОПТИЧЕСКИМ КАНАЛОМ ДЛЯ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИЧЕСКОГО УЧЕТА ПОТРЕБЛЯЕМОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

А.В.Алешин, Ю.Д.Биленко, Л.В.Суркова

Один из наиболее перспективных классов современных датчиков — оптоэлектронные датчики, в частности оптроны с открытым оптическим каналом отражательного типа.

Освоен массовый выпуск быстродействующего отражательного оптрона, работающего в дифференциальном режиме с высоким по сравнению с отечественными и зарубежными аналогами отношением сигнал—шум и повышенным абсолютным значением амплитуды выходного сигнала.

Оптопара выполнена на базе металлостекляного корпуса. Содержит один GaAlAs—GaAs светодиод и два кремниевых фотодиода. Работает в спектральном диапазоне $\lambda \approx 0,85 \text{ мкм}$.

Ток сигнала (отражатель с $R \geq 0,9$ в диапазоне 0,85 мкм) не менее 5 мкА
Ток утечки (отражение не более $R < 0,05$ в диапазоне 0,85 мкм) не более 0,25 мкА
Отношение тока сигнала к току утечки не менее 20
Входное напряжение светодиода при $I_{вх} = 10 \text{ мА}$ не более 2,0 В
Время нарастания и спада импульса не более 100 нс

Оптопара может применяться в станкостроении, бытовой электронной технике, робототехнике, автомобильной и химической промышленности в качестве датчиков положения, тахометров, концевых переключателей.

Разработана конструкторская и технологическая документация. Технические условия АДЕК 432—221.002 ТУ.

Конструкция оптопары является базовой и может быть модернизирована по требованиям заказчика с расширением функциональных возможностей и улучшением отдельных выходных параметров.

ФОТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ МАТРИЧНЫЕ ПЗС ДЛЯ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ

Проблемы и перспективы

Г.И.Вишневецкий, М.Г.Выдревич,
А.Н.Писаревский, С.Г.Татаурщиков

Телевидение — одно из наиболее динамично развивающихся средств массовой коммуникации. Применение современной элементной базы и в первую очередь твердотельных формирователей изображения (ФПЗС) наряду с широким использованием цифровой обработки видеосигналов позволяет получать телевизионные изображения высокого качества. Вместе с тем достижение принципиально нового уровня верности воспроизведения изображений, сопоставимого по качеству с современной кинематографией, возможно только при переходе на новый стандарт разложения — так называемое телевидение высокой четкости — HDTV (High Definition Television).

Предложено около 25 различных вариантов стандарта HDTV, отличающихся частотой строк и полей, числом элементов разложения, коэффициентом чересстрочности и другими параметрами. Однако пока ни один из них нельзя считать окончательным.

Не рассматривая детали отличий вариантов стандарта HDTV, укажем лишь те параметры, значения которых совпадают для большинства предложенных стандартов с чересстрочным разложением и являются наиболее значимыми при выработке требований к формирователю изображения [1, 2].

Частота дискретизации яркостного сигнала	74,25 МГц
Число отсчетов в активной части строки	1920
Число активных строк в кадре	1125(1250)
Формат изображения	16:9
Размер фоточувствительной области преобразователя	1"

В исследовательские работы по системам HDTV вложены значительные суммы: японской вещательной компанией NHK — около 700 млн. долларов, фирмами США только в 1987 году — около 500 млн. долларов, фирмами Европы запланировано к 1992 году потратить на такие разработки свыше 600 млн. долларов [2].

К настоящему времени опубликованы сведения о разработке и испытании телевизионных камер для HDTV как на основе вакуумных передающих трубок [3], так и на основе ФПЗС [4]. Наряду с преимуществами ФПЗС перед вакуумными приборами — высокой чувствительностью, равномерностью разрешения по полю, устойчивостью к пересветкам и долговременной стабиль-

ностью — следует отметить еще один параметр, повышающий «рейтинг» ФПЗС: динамическую разрешающую способность. Если по статическому разрешению современные передающие трубки удовлетворяют требованиям HDTV, то значительно хуже обстоит дело с динамическим разрешением из-за инерционности, проявляющейся в виде тянущихся «хвостов», особенно при низких уровнях освещенности.

С точки зрения HDTV наличие заметного уровня таких искажений неприемлемо и устранение их представляется серьезной проблемой. Компенсация падения динамической разрешающей способности с помощью пространственно-временных фильтров вряд ли целесообразна ввиду необходимости резкого усложнения схемотехники камеры [3], которая и без того перегружена системами точного совмещения растров, схемами коррекции подушкообразных и других геометрических искажений. Несмотря на определенные успехи, достигнутые рядом фирм в разработке трубочных камер для HDTV, будущее, видимо, принадлежит твердотельным преобразователям, и в первую очередь ФПЗС.

Способы организации матриц ФПЗС для HDTV

Из основных характеристик ФПЗС для HDTV, разработанных рядом фирм (см. таблицу), видно, что эти разработки посвящены в основном приборам с межстрочным переносом (Interline Transfere-ILT) и строчно-кадровым переносом (Frame-Interline Transfere-FIT). Однако как за рубежом, так и в СССР не оставлены исследования и разработки ФПЗС для HDTV, с кадровым переносом (Frame-Transfere-FT).

Достоинства и недостатки каждого из указанных способов организации матриц ФПЗС хорошо известны, поэтому остановимся лишь на основных положениях.

Главным недостатком приборов с кадровым переносом является смаз, т.е. появление вертикальных столбов на изображении в местах расположения ярких объектов и связанных с паразитной засветкой фоточувствительной секции прибора во время переноса зарядового рельефа в секцию памяти. Этот эффект возникает вследствие того, что в структуре FT-прибора функции фотопреобразования, накопления и переноса заряда выполняет одна и та же элементарная структура — фотоконденсатор. Организация прибора с межстрочным переносом позволяет разделить эти функции и значительно подавить смаз. Кроме того, за счет отсутствия отдельной секции памяти площадь кристалла таких приборов при

Фирма	Число элементов	Способ построения	Формат, дюймы	Размер элемента, мкм	Размер секции, мм	Заряд насыщения	Год разработки
NEC	1920(H) × 1035(U)	ILT + фотодиод	1	7,3(H) × 7,6(U)	14,0(H) × 7,8(U)	80000 эл.	1988
Toshiba	1920(H) × 1036(U)	ILT + фотослой	1	Нет данных	Нет данных	Нет данных	1989
Kodak	1320(H) × 1035(U)	FT	2/3	6,8(H) × 6,8(U)	9,0(H) × 7,0(U)	70000 эл.	1988
Matsushita	1258(H) × 1035(U)	FIT + фотодиод	1	7,35(H) × 10,78(U)	13,6(H) × 7,6(U)	Нет данных	1989

том же формате изображения почти вдвое меньше, чем матриц с кадровым переносом, что обеспечивает существенное увеличение процента выхода годных приборов. Этими обстоятельствами и объясняется развитие разработок матриц с межстрочным переносом, особенно японскими фирмами, несмотря на жесткие требования к качеству технологии.

Однако при последующем повышении требований к изображению проблема смаза вновь стала актуальной. Для ее решения была предложена конструкция ФПЗС со строчно-кадровым переносом (FIT), представляющая собой ИЛТ-прибор с дополнительной секцией памяти — гибридом кадровой и межстрочной организации. Существенно увеличив скорость вертикального переноса в этих приборах (до частоты 625 кГц), удалось снизить коэффициент смаза до величин порядка 0,001% [5]. В то же время FIT-матрицы имеют повышенную сложность структуры ИЛТ-приборов и большую площадь кристалла FT-приборов.

Существенным недостатком, присущим приборам с межстрочным и строчно-кадровым переносом, является и повышенный, по сравнению с FT-приборами, уровень муара. Причина его появления в том, что фоточувствительная секция этих матриц представляет собой массив фотоприемных ячеек, разделенных друг от друга непрозрачными областями, закрывающими вертикальные регистры переноса заряда. Помимо снижения чувствительности из-за неполного использования светового потока, это приводит к тому, что ЧКХ прибора простирается далеко за предел Найквиста, вызывая повышенный уровень муара (эффект «резаных» апертур). В приборах для HDTV этот эффект еще усугубляется из-за уменьшения размера фоточувствительной апертуры до 25% от общей площади элемента [6], что связано с уменьшением размера элемента в горизонтальном направлении до ~7 мкм. Вместе с тем пропорциональное уменьшение ширины вертикального регистра переноса ограничено рядом факторов, важнейшими из которых являются обеспечение необходимой зарядовой емкости и высокой эффективности переноса заряда.

Наличие заметных для глаза муаров столь же неприемлемо для HDTV, как смаз, тянущиеся

«хвосты», повторы контуров и другие артефакты на изображении. Поэтому камеры HDTV на основе приборов с «резаными» апертурами должны содержать средства оптической пространственной фильтрации изображения, подавляющие высокочастотные компоненты, лежащие за пределами области воспроизводимых частот.

В значительной степени проблема муаров снимается ИЛТ-матрицами с фотослоем, поскольку этот слой покрывает всю поверхность прибора и апертурные характеристики оказываются хорошо согласованными с решеткой дискретизации. Однако таким матрицам неизбежно присущи недостатки, характерные для всех приборов со сплошной фотоприемной поверхностью, и прежде всего инерционность [4].

Все это заставляет вновь вспомнить о FT-структуре, где смаз является по существу единственным серьезным недостатком. По всем остальным параметрам такие матрицы не уступают приборам с FIT-организацией, а по чувствительности явно их превосходят, поскольку для приборов с межстрочным переносом (см. таблицу) доля фоточувствительной области не превышает 25%, а FT-матрицы с виртуальной фазой [7] легко обеспечивают около 60%, что дает более чем двукратный выигрыш в чувствительности.

Для таких применений, как высококачественное воспроизведение статических изображений (электронная фотография), где требуется число элементов порядка 2000×2000 при высоком отношении сигнал/шум, преимущества кадрового переноса очевидны. По-видимому, наибольших успехов в этом направлении достигла фирма Kodak, хотя разработка приборов такого класса ведется также фирмами Tektronix и Texas Instruments [8].

Что касается использования структуры кадрового переноса в приборах для HDTV, то надо отметить, что проблема смаза здесь не является непреодолимой и может быть решена средствами внешнего обрамления. Наиболее эффективным способ для этого — применение оптического прерывателя светового потока. В простейшем случае это может быть обычный obturator, приспособленный к специфике видеокамеры, как это сделано в камерах фирмы Philips LDK-90. Возможны также конструкции оптических прерыва-

телей, основанные на различных оптоэлектронных эффектах.

Кроме того, известен и чисто электронный метод подавления смаза, основанный на том, что сигнал смаза одинаков во всех строках одного поля. Метод заключается в использовании дополнительной «пустой» строки, сигнал с которой не содержит полезного изображения и в чистом виде представляет собой смаз. Запомнив этот сигнал (в цифровом виде), необходимо вычитать его при считывании каждой активной строки данного поля. Это позволяет снизить результирующий смаз до визуально незаметных величин.

Развитие техники оптических затворов, а также средств обработки видеосигнала должно, видимо, привести к тому, что FT-структура окажется предпочтительной для HDTV.

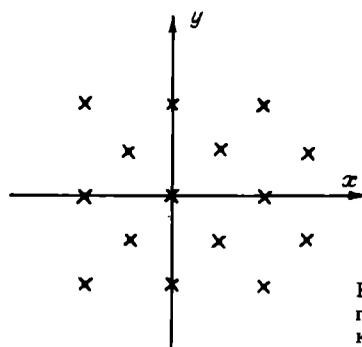
Шахматная дискретизация в приборах для HDTV. Одна из серьезных проблем перехода на стандарт HDTV состоит в резком возрастании информационного потока по сравнению с обычным телевидением. Это вызывает значительные сложности при разработке как датчиков изображения (особенно выходных устройств и регистров), так и всех остальных элементов тракта обработки и передачи видеосигнала. В то же время известно, что телевизионные сигналы обладают существенной информационной избыточностью, сокращение которой дало бы возможность снизить требования к пропускной способности тракта.

Несмотря на большое количество работ, посвященных данной проблеме, успехи здесь пока скромные. Главная причина этого заключена в том, что известные алгоритмы сжатия и восстановления сигналов изображения требуют чрезвычайно большого объема вычислений и на современном уровне развития техники непригодны для работы с телевизионным сигналом в реальном времени.

Но сокращение одного вида информационной избыточности в телевизионных системах возможно уже теперь. Это — избыточность, связанная с ортогональной структурой дискретизации. Она заключается в том, что разрешение такой структуры в диагональных направлениях в 1,4 раза выше, чем по вертикали и горизонтали. Свойства же реальных сюжетов и человеческого зрения таковы, что наибольшее разрешение требуется как раз в вертикальном и горизонтальном направлениях [9, 10].

Решение данной проблемы — в использовании шахматной дискретизации, давно уже применяемой в полиграфии и дающей наилучшее согласование со свойствами человеческого зрения и с распределением интенсивности в пространственных спектрах типичных изображений. По сравнению с традиционной ортогональной дискретизацией этот метод позволяет уменьшить избыточность вдвое, причем наиболее эффективно эта задача решается в случае, когда шахматная структура заложена непосредственно в конструкции фотоэлектронного преобразователя.

Известно использование шахматной дискретизации в приборах с координатной адресацией [11] и матрицах со строчно-кадровым переносом с фотослоем [12], но построение такого прибора в виде матрицы ФПЗС с кадровым переносом, работающей в чересстрочном режиме разложения,



Расположение отсчетов при шахматной дискретизации

накладывает свои особенности на выбор структуры.

Существуют два основных метода организации чересстрочного разложения в ФПЗС. Первый заключается в электрически управляемом смещении центров накопления заряда от поля к полю на половину шага ячеек по вертикали. Число ячеек в каждом столбце равно в этом случае числу строк в одном поле, что облегчает изготовление прибора. Однако высокое качество «чересстрочности», т.е. обеспечение сдвига ровно на полстроки при сохранении формы апертурной характеристики ячейки, обеспечивают лишь двух- и четырехфазные структуры. Применение этого метода для структур с повышенной чувствительностью, таких как структуры со «вскрытыми» окнами в поликремниевых электродах или с виртуальной фазой, не дает удовлетворительного результата, так как максимум апертурной характеристики фоточувствительного элемента расположен в неуправляемой области [13]. В этом случае попытки сместить центры накопления заряда вызывают сильное искажение формы апертурной характеристики от поля к полю, что приводит к значительному уровню мерцаний. Второй метод заключается в том, что число ячеек накопления в каждом столбце делается равным числу строк в полном кадре. Во время считывания сигналы с соседних ячеек объединяются попарно, причем в разных сочетаниях для двух полей, чем и достигается требуемый эффект чересстрочного разложения. Очевидным недостатком последнего метода является усложнение изготовления прибора в силу двукратного уменьшения вертикального размера ячейки. Кроме того, вновь возникает проблема избыточной ЧКХ, поскольку апертурная характеристика по вертикали имеет в этом случае двугорбую форму с провалом посередине.

Проблема резко упрощается при построении матрицы ФПЗС с шахматной структурой. Такая матрица должна иметь число строк и столбцов, соответствующее формату полного кадра, но при этом фоточувствительные ячейки располагаются лишь в половине общего числа узлов решетки (см. рисунок). В этом случае чересстрочное разложение реализуется путем одновременного вывода пары соседних строк, элементы которых пространственно смещены относительно друг друга как по вертикали, так и по горизонтали. При этом способ разбивки строк на пары изменяется от поля к полю, а необходимость смещать центры накопления ячеек отпадает, что дает возможность эффективно использовать площадь

матрицы и применять ячейки с высокой фоточувствительностью и оптимальной формой апертурной характеристики. При работе такого прибора в каждом поле выводится вся информация об изображении, поэтому для восстановления недостающих отсчетов нет необходимости иметь поддержку сигнала на поле. Кроме того, одна и та же матрица при соответствующей организации электронного обрамления может быть использована для формирования видеосигнала как чересстрочного, так и прогрессивного разложения с полным числом строк.

У приборов с шахматной структурой есть и недостатки. Основной из них — необходимость двумерной интерполяции отсчетов для реализации высокого разрешения. Наиболее перспективными для реализации в телевидении в реальном времени являются методы линейной цифровой фильтрации. Исследования показали, что использование в этом случае фильтров с конечной импульсной характеристикой в виде симметричной матрицы четного порядка обеспечивает восстановление изображения с высоким разрешением при полном подавлении искажений типа зазубренности контуров (более подробное рассмотрение этого вопроса выходит за рамки данной работы).

Экспериментальная проверка названных методов проводилась на макетных образцах матриц с виртуальной фазой, кадровым переносом и шахматной структурой секции накопления формата 576×774 при шаге строк и столбцов 11,5 мкм, на односекционных матрицах формата 264×264 при шаге 8 мкм; а также на макете цифрового интерполатора, работающего в реальном времени.

Технологические проблемы. Полученные результаты весьма обнадеживающи, однако для создания полноформатных приборов, удовлетворяющих требованиям HDTV необходимо решить еще целый ряд проблем. Во-первых, реализация матрицы с требуемыми размерами фоточувствительной области и числом элементов возможна лишь при переходе к одномикронной проектной норме, поскольку шаг структуры должен составлять $7,2 \times 6,8$ мкм при высокой точности и однородности размеров по полю матрицы. Во-вторых, получение необходимых значений динамического диапазона выдвигает жесткие требования к выходному устройству прибора по коэффициенту преобразования (не ниже 5—10 мкВ/электрон) и уровню собственных шумов (не более нескольких десятков электронов). Если к этому добавить требования по антиблужингу, равномерности чувствительности по полю и практически абсолютной бездефектности, то возникает необходимость существенного повышения качества технологии, требующей проведения комплекса мероприятий. Они в основном сводятся к следующему:

— организация выпуска кремниевых пластин с нормированным содержанием кислорода ($7-9 \cdot 10^{17}$ см⁻³) и углерода, специально предназначенных для производства ФПЗС;

— развитие методов проекционной УФ-литографии, обеспечивающих точность и разрешение по одномикронному стандарту при размерах рабочего поля и глубинах резкости, соответствующих

реальным структурам матриц, в том числе методов мажоритарной фотолитографии [14], а также непосредственного переноса с информационного носителя на кремний;

— совершенствование методов высокоэнергетической (500—700 кэВ) ионной имплантации как малых доз (10^{11} см⁻²), так и относительно больших (10^{15} см⁻²) с высокой точностью (не хуже 5%) и равномерностью по пластине (около 1%).

Следует иметь в виду, что перечисленные меры лишь верхушка айсберга, основа которого — перестройка всей системы энергетического и гигиенического обеспечения полупроводникового производства, требующая огромных материальных затрат и организационных усилий. В качестве примера можно сообщить, что переход к одномикронному стандарту лишь на двух крупных предприятиях Кремниевой Долины (США), занятых производством КМОП-памяти, потребовал затрат около 10 млрд. долларов.

Таким образом, задача создания матриц для HDTV, хотя и имеет свои специфические особенности и проблемы, часть из которых можно решить конструктивно-схемотехническими методами, в целом неразрывно связана с общим повышением технологического уровня в электронной промышленности.

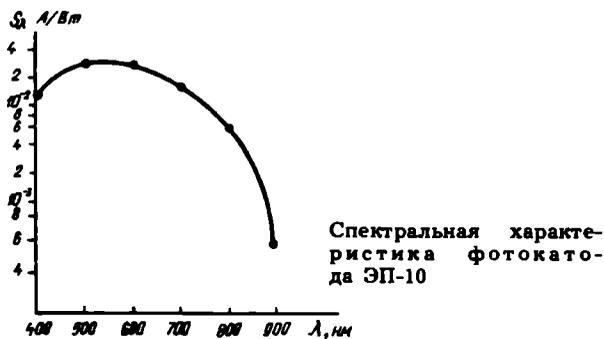
ЛИТЕРАТУРА

- Х л е б о р о д о в В.А. Достижения и проблемы телевидения высокой четкости.— Техника кино и телевидения, 1990, № 5, с. 16—27.
- Н о в а к о в с к и й С.В. Новые системы телевизионного вещания.— Экспожурнал, 1990, № 2, 4, с. 76—78.
- С а м о й л о в Ф.В. Телевизионная аппаратура компании BTS.— Экспожурнал, 1990, № 2, 4, с. 101—109.
- W a t a n a b e H. Solid-State Image pickup cameras find on home with hi-vision broadcasting.— JEE Supplement, 1990, p. 32—35.
- N o b u s o d o T. et al. Frame interline transfere CCD sensor for HDTV camera.— IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technicol Papers, p. 88—89.
- O d a E. et al. A 1920(H) × 1035(U) Pixel high-definition CCB image sensor.— IEEE J. of Solid-State Circuetes, 1989, vol. 24, N 3, June, p. 711—717.
- Н у н е с о к J. Virtual rhuse technology: A new approach to fabrication of large arca CCD's.— IEEE Trans. on ED, 1981, vol. ED-28, May, p. 483.
- B l o u k e M.M. et al. Large area CCD image sensors for scientific application.— Proc. SPIE ang., 1985, p. 82—88.
- Ц у к к е р м а н И.И. Пороги зрительного восприятия и параметры телевизионной системы.— Техника средств связи. Сер. Техника телевидения, 1983, вып. 4.
- Ш о с т а ц к и й Н.Н. Применение теории дискретизации для анализа разложения изображений на матрицах ПЗС.— Техника средств связи. Сер. Техника телевидения, 1982, вып. 2, с. 3.
- С а т о К. Твердотельные передающие МОП-матрицы. Пер. с японск.— Эркутороникусу, 1986, т. 31, № 2, с. 37—41.
- A High-resolution staggered-configuration CCD imager overlaid with an A-Si:H photoconductive layer/ N.Harada, S.Uya, Y.Enda et al.— IEEE Trans. on Electron Devices, 1985, vol. ED-12, N 8, p. 1499—1504.
- H o s a c k H. Aperture Response and Optical Performance of Patterned-Electrode Virtual-Phase Imagers.— IEEE Trans. on Electron Devices.— 1981, vol. ED-28, N 1.

ГИБРИДНЫЙ ПРИБОР НА ОСНОВЕ УСИЛИТЕЛЯ ЯРКОСТИ С МИКРОКАНАЛЬНОЙ ПЛАСТИНОЙ И ПЗС-МАТРИЦЫ

Н.Н.Михайлов-Теплов, С.Б.Густова,
С.А.Плахов, О.Ф.Звонарев

Прибор выполнен на основе инверсионного усилителя яркости с микроканальной пластиной типа ЭП-10 и полноформатной (512×576) трехфазной ПЗС-матрицы с кадровым переносом изображения, с поверхностным каналом переноса зарядов, с охлаждением, в едином электростатическом экране.



Размер изображения на входном фотокатоде усилителя яркости — 13,5×18 мм. Спектральная характеристика фотокатода приведена на рисунке. Сопряжение экрана усилителя яркости с секцией накопления матрицы производится с помощью фокона из контрастного волокна.

Основные параметры прибора при различных уровнях освещенности фотокатода приведены в табл. 1.

Таблица 1

Освещенность, лк	Напряжение сигнала, мВ	Разрешающая способность в центре/углах, тел.лин	Отношение сигнал—шум
10 ⁻²	50—90	$\frac{325-375}{250-300}$	20—30
10 ⁻³	45—85	$\frac{300-350}{250-300}$	13—26
10 ⁻⁴	25—30	$\frac{300-325}{250}$	6—9
5 · 10 ⁻⁵	10—16	$\frac{250-275}{200-250}$	3,5—6

Неравномерность сигнала не более 40%, геометрические искажения не превышают 2%. Прибор работоспособен в широком диапазоне температур (от —60 до 60°С) и освещенности (от 1 до 5 · 10⁻⁵ лк). Однако длительность работы при высоких освещенностях определяется ТУ на ЭП-10. Длительность послесвечения люминофора не более 1 мс.

Прибор характеризуется стойкостью к локальным пересветкам. При экспериментах диаметр участка с повышенной освещенностью соответствовал 1% от диагонали изображения. Расплывание изображения (K_p) оценивалось как отношение размера изображения пересвеченного участка по вертикали к его размеру по вертикали при исходной освещенности 10⁻³ лк (табл. 2).

Таблица 2

Пересветка, раз	K _p
10 ¹	1,3—2,3
10 ²	1,8—2,8
10 ³	3,6—5

В приборе отсутствует встроенный блок питания с АРЯ. Напряжение питания фотокатода — 8 кВ, экран усилителя яркости заземлен. Напряжение на микроканальной пластине — не более 1000 В, потенциал выхода пластины — не более 6 кВ.

Габаритные размеры прибора: диаметр — 65 мм, длина — 130 мм. На входном фотокатоде усилителя яркости — защитное стекло. Питание холодильника U = (4±0,1) В; I = (1,2±0,2) А.

Изготовитель — НПО «Электрон».
194223, г. Ленинград

ПРИБОРЫ ФОТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ

ВИДИКОНЫ

для передающих камер
прикладного телевидения

ЛИ500

— видеокон с фотоспротивлением, магнитной фокусировкой и электростатическим отклонением луча, с диодным прожектором.

Год освоения — 1991.

Диапазон спектральной чувствительности	400...680 нм
Ток сигнала	80 нА
Темновой ток	100 нА
Разрешающая способность	
в центре	600 лин.
в углах	600 лин.
Глубина модуляции на 400 лин.	
в центре	50%

ЛИ501

— видеокон с мишенью на основе гетероперехода, с магнитной фокусировкой и электрическим отклонением луча.

Год освоения — 1989.

Диапазон спектральной чувствительности	400...750 нм
Ток сигнала	160 нА
Темновой ток	5 нА
Разрешающая способность	
в центре	600 лин.
в углах	600 лин.
Глубина модуляции на 400 лин.	
в центре	50%

Изготовитель — ВНИИ «Электрон», Опытный завод ВНИИ ЭЛП

ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

для телевизионных камер
со стандартным режимом
разложения

ФППЗ-17М

— фотоэлектрический прибор с переносом заряда, полноформатный, матричный.

Год освоения — 1990.

Число элементов	520×580
Размер элемента	17×23 мкм
Интегральная чувствительность	15 мВ/лк
Область спектральной чувствительности	450...1000 нм
Коэффициент передачи модуляции на 200 лин.	60%
Напряжение насыщения	0,3 В

Изготовитель — ВНИИ «Электрон», завод «Гран»

ФППЗ-8Л

— фотоэлектрический прибор с переносом заряда, линейный, 2 независимые линейки по 1000 элементов каждая.

Год освоения — 1989.

Число элементов	1000×2
Размер элемента	13×500 мкм
Интегральная чувствительность	7000 В/(Дт/м ²)
Область спектральной чувствительности	300—1000 нм

Изготовитель — ВНИИ «Электрон», Опытный завод ВНИИ ЭЛП

ФОТОЭЛЕКТРОННЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ

ФЭУ-175

— с сурьмяно-калиево-цезиевым фотокатодом, электростатической фокусировкой электронов и 14-диодной системой умножения. Для портативной аппаратуры, регистрирующей сверхслабые излучения в режиме счета одиночных фотонов.

Год освоения — 1989.

Световая чувствительность	55 мкА/лм
Световая анодная чувствительность	100 А/лм
Темновой ток	5×10^{-9} А
Скорость счета темновых импульсов	300 имп/с
Диапазон спектральной чувствительности	260...650 нм

Изготовитель — ВНИИ «Электрон», Опытный завод ВНИИ ЭЛП

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

ДИОДЫ

для импульсных схем видеоманитофонов

КД710А

— импульсный диод.
Год освоения — 1991.

Максимально допустимое обратное напряжение	35 В
Максимально допустимый ток прямой	100 мА
импульсный	200 мА
Время обратного восстановления	6 нс
Постоянный обратный ток	100 нА
Габаритные размеры	6 мм ³
Корпус КД-1А	

Максимально допустимое обратное напряжение	35 В
Постоянный обратный ток	25 нА
Максимально допустимый ток прямой	100 мА
импульсный	200 мА
Время обратного восстановления	10 нс
Габаритные размеры	6 мм ³
Корпус КД-1А	

КД810А

— импульсный диод.
Год освоения — 1991.

Максимально допустимое обратное напряжение	3 В
Максимально допустимый ток прямой	10 мА
импульсный	30 мА
Время обратного восстановления	2 нс
Габаритные размеры	12 мм ³
Корпус КД-3А	

КД711А

— быстродействующий импульсный диод наноамперного диапазона.
Год освоения — 1991.

Изготовитель — ОКБ при ХЗПИ, ПО «Днепр»

ИЗЛУЧАЮЩИЕ ДИОДЫ НА ОСНОВЕ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ — АРСЕНИДА АЛЮМИНИЯ

АЛ144А

Используется как источник ИК излучения в системе обнаружения конца магнитной ленты бытового видеоманитофона и в аппаратуре народнохозяйственного назначения.

Патентоспособен. Рекомендован для экспортных поставок.

Год освоения — 1991.

Длина волны излучения	0,93—0,98 мкм
Мощность излучения	1,0 мВт
Прямой ток	20 мА
Прямое напряжение	1,4 В
Угол излучения	40°
Диапазон рабочих температур	—60...80°С
Минимальная наработка	25000 ч
Срок сохранности	15 лет
Корпус	пластмассовый

Длина волны излучения	0,93—0,98 мкм
Мощность излучения	8 мВт
Прямой ток	100 мА
Прямое напряжение	1,6 В
Угол излучения	40°
Диапазон рабочих температур	—60...85°С
Минимальная наработка	25000 ч
Корпус	пластмассовый
Срок сохранности	15 лет

АЛ145А

Используется как источник ИК излучения в системе беспроводного дистанционного управления бытовым видеоманитофоном и в аппаратуре народнохозяйственного назначения.

Патентоспособен. Рекомендован для экспортных поставок.

Год освоения — 1991.

Длина волны излучения	0,85±0,03 мкм
Мощность излучения	6 мВт
Прямой ток	100 мА
Прямое напряжение	1,8 В
Время нарастания (спада) импульса излучения	10 нс
Диапазон рабочих температур	—60...85°С
Минимальная наработка	15000 ч
Корпус	металлостеклянный, с полимерной заливкой
Срок сохранности	15 лет

АЛ154А

— инфракрасный излучающий диод.

Используется как малогабаритный источник ИК излучения в системах автоматической фокусировки активного типа объектива фотоаппарата и в аппаратуре народнохозяйственного назначения. Обладает патентной чистотой в Японии, ФРГ, США, Франции, Англии.

Год освоения — 1991.

Изготовитель — завод при НИИПИ

ИЗДЕЛИЯ КВАНТОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Инжекционные одномодовые излучатели полупроводникового лазера непрерывного режима работы

ИЛПН-230А, Б, В

— для систем считывания и записи информации с оптических носителей, устройств измерительной техники и автоматики.

Год освоения — 1991.

Длина волны	0,82; 0,85; 0,78 мкм
Мощность	3 мВт
Ток накачки	80 мА
Расходимость излучения	33 × 10 град.
Ширина линии излучения	3 нм
Корпус	герметичный с встроенным фотодиодом для регулирования мощности излучения

Изготовитель — НИИ «Полюс»,
Озерковский полупроводниковый завод

ИЛПН-216А, Б

— полупроводниковый прибор плоской конструкции.

Для генераторов оптических импульсов, применяемых в метрологических целях.

Длина волны	1,3 мкм
Мощность	3; 4 мВт
Ток накачки	50; 65 мА
Длительность фронта	0,25 нс

Изготовитель — завод при НИИ «Полюс»

Твердотельные лазеры и излучатели

ЛТН-302 (1А, 1Б, 1В), ЛТН-302 (2А, 2Б, 2В), ЛТН-302 (3А, 3Б, 3В) —

— малогабаритные лазеры непрерывного режима работы, одномодовые, без преобразования частоты излучения при лазерной диодной накачке.

Для контроля и настройки оптических трактов систем, проверки и контроля характеристик оптических материалов и покрытий на них в спектральном диапазоне разрабатываемых лазеров, для научных исследований.

Год освоения — 1989.

Длина волны излучения	1,064; 1,079; 1,061 мкм
Мощность излучения	
1А, 2А, 3А	30 мВт
1Б, 2Б, 3Б	50 мВт
1В, 2В, 3В	70 мВт
Диаметр пучка	2 мм
Расходимость излучения	1,6 мрад
Потребляемая мощность	4 Вт
Масса	3 кг
Наработка	1000 ч

ЛТН-306 (1А, 1Б, 1В), ЛТН-306 (2А, 2Б, 2В)

— малогабаритные лазеры непрерывного режима работы, одномодовые без преобразования частоты при лазерной диодной накачке.

Для контроля и настройки оптических трактов систем, проверки и контроля характеристик оптических материалов и покрытий на них в спектральном диапазоне разрабатываемых лазеров, для научных исследований.

Год освоения — 1989.

Длина волны излучения	1,318; 1,341 мкм
Мощность излучения	
1А, 2А	10 мВт
1Б, 2Б	20 мВт
1В, 2В	30 мВт
Диаметр пучка	2,2 мм
Расходимость излучения	2,2 мрад

Изготовитель — завод при НИИ «Полюс»

ЛТИ-530А, Б

— импульсные лазеры, работающие в режиме модуляции добротности при непрерывной накачке.

Для установок народнохозяйственного назначения.

Год освоения — 1991.

Длина волны излучения	1,06 мкм
Мощность излучения	
ЛТИ-530А	8 Вт
ЛТИ-530Б	4 Вт
Частота повторения импульсов	0—25 кГц
Диаметр пучка	1 мм
Расходимость излучения	2 мрад
Мощность накачки	
ЛТИ-530А	2 кВт
ЛТИ-530Б	1,5 кВт
Масса	100 кг
Наработка	
ЛТИ-530А	200 ч
ЛТИ-530Б	500 ч

Изготовитель — НИИ «Полюс»

ЛТН-404 (1А, 1Б, 1В), ЛТН-404 (2А, 2Б, 2В)

— малогабаритные лазеры непрерывного режима работы, одномодовые, с преобразованием частоты излучения при лазерной диодной накачке.

Для контроля и настройки оптических трактов систем, проверки и контроля характеристик оптических материалов и покрытий на них в спектральном диапазоне разрабатываемых лазеров, для научных исследований.

Год освоения — 1989.

Длина волны излучения	0,532; 0,530 мкм
Мощность излучения	
1А, 2А	1 мВт
1Б, 2Б	2 мВт
1В, 2В	5 мВт
Диаметр пучка	3 мм
Расходимость излучения	2,6 мрад
Потребляемая мощность	4 Вт
Масса	3 кг
Наработка	1000 ч

Изготовитель — завод при НИИ «Полюс»

ЛТИ-505-1

— лазер импульсного режима работы.

Для технологических установок.

Год освоения — 1990.

Длина волны излучения	1,064 мкм
Мощность излучения	8 Вт
Расходимость излучения	2 мрад
Диаметр пучка	1,5 мм
Потребляемая мощность	3,5 кВт
Масса	90 кг
Наработка на отказ	200 ч

Изготовитель — НИИ «Полюс»,
Ульяновский радиоламповый завод

ЛТИ-136

— лазер, работающий в режиме свободной генерации при импульсной накачке, многомодовый.

Для технологических и других установок народнохозяйственного назначения.

Год освоения — 1990.

Длина волны излучения	1,078 мкм
Энергия импульса излучения	2 Дж
Частота повторения импульсов	30 Гц
Длительность импульсов излучения	7 мрад
Диаметр пучка	8 мм
Потребляемая мощность	4,5 кВт
Масса	890 кг
Наработка на отказ	5×10^6 ч

Изготовитель — НИИ «Полюс», Богородицкий завод
технохимических изделий

Газовые лазеры

ЛГН-303-1, ЛГН-303А-1

— одночастотный гелий-неоновый лазер. Изготовлен по технологии ионно-плазменного нанесения прецизионных высокостабильных оптических покрытий.

Для интерферометрии, оптической локации, волоконной связи и технических установок.

Год освоения — 1990.

Мощность излучения	3 мВт
Относительная нестабильность частоты	5×10^{-10} отн.ед.
КПД	$0,6 \times 10^{-2}\%$
Диапазон рабочих температур	—10...40°C
Средний ресурс	25000 ч
Средний срок сохраняемости	10 лет

Изготовитель — НИИГРП, НПО «Плазма»

ИЗДЕЛИЕ «КАТЕР»

— одночастотный CO₂-излучатель, работающий в импульсном и непрерывном режимах. Зарубежных аналогов нет.

Для лазерных систем дальнометрии и локации, медицины, технологических процессов по резке, сварке и упрочению различных материалов.

Год освоения — 1991.

Длина волны	10,6 мкм
Мощность излучения в непрерывном режиме	50 Вт
Мощность излучения в импульсе	1 кВт
Нестабильность частоты	3×10^{-9} отн.ед.
Диаметр пучка излучения	не более 7 мм

Изготовитель — НПО «Исток»

ЛГН-224-1

— для комплектации полиграфических устройств в составе автоматизированных систем переработки текста и черно-белых иллюстраций, а также контрольно-измерительных приборов.

Год освоения — 1991.

Длина волны	0,63 мкм
Мощность излучения	10 мВт
Средняя наработка на отказ	7000 ч
Диаметр пучка	не более 0,9 мм

Изготовитель — НИИГРП, НПО «Плазма»

Источники высокоинтенсивного света для микроэлектроники

ДРШ-600

— короткодуговая ртутная лампа сверхвысокого давления.

Для оптического и фотолитографического оборудования.

Год освоения — 1991.

Напряжение зажигания	100 В
Напряжение на лампе	65—80 В
Сила света	2700 кд
Время готовности	5 мин

ДРКс-1000М

— короткодуговая шаровая ртутно-ксеноновая лампа сверхвысокого давления постоянного тока.

Используется в качестве точечного источника излучения в фотолитографическом оборудовании, технологических устройствах народного хозяйственного назначения.

Год освоения — 1991.

Мощность на лампе	1000 Вт
Напряжение зажигания	70 В
Сила излучения	4,0 Вт/ср

ДРП-700

— лампа непрерывного действия, ртутная, с фильтрующим покрытием, уменьшающим коротковолновое УФ излучение.

Для медицинской техники.

Год освоения — 1990.

Напряжение зажигания	198 В
Напряжение на лампе	120—140 В
Сила излучения	6,0 Вт/ср

Изготовитель — НИИ «Зенит», завод «Ксенон»

РЕНТГЕНОВСКИЕ ПРИБОРЫ

РЕНТГЕНОВСКИЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ

РЕИС-25КН

— портативный микрофокусный рентгеновский излучатель. Аналогов нет.

Для неразрушающего рентгеновского контроля напряжений в крупногабаритных металлических конструкциях с любой пространственной ориентацией.

Год освоения — 1992.

— Пределы регулировки напряжения рентгеновской трубки	7...25 кВ
Выходная мощность излучателя	5 кВт
Напряжение питания	
переменное с частотой 50 Гц	220 В
постоянное с пульсацией не более 5%	24 В
Масса	
пульты управления	не более 4 кг
высоковольтного блока	не более 1,5 кг
выносного блока	не более 1 кг

ЭЛЕКТРОНИКА-30КН

— портативный микрофокусный рентгеноизлучатель. Аналогов нет.

Для исследования механических макро-напряжений металлических конструкций.

Год освоения — 1995.

Номинальное напряжение	30 кВ
Номинальная потребляемая мощность	100 Вт
Номинальный ток анода	1 мА
Напряжение питания	220 В (50 Гц)
Масса	
пульты управления	не более 1,5 кг
излучателя	не более 3,0 кг

Изготовитель — ОКБРП, завод «Светлана»

РЕНТГЕНОВСКИЕ ТРУБКИ

15-25БД31-125

— малогабаритная двухфокусная с вращающимся анодом. Аналогов нет.

Для рентгенодиагностики внутренних органов.

Год освоения — 1992.

Номинальное напряжение	125 кВ
Номинальная мощность при экспозиции 0,1 с	
на фокусном пятне (0,6×0,6) мм ²	15 кВт
на фокусном пятне (1×1) мм ²	25 кВт
Частота вращения анода	150 с ⁻¹

2,5-2,5БД30-50

— двухфокусная с вращающимся анодом. Аналогов нет.

Используется в рентгенодиагностическом маммографическом аппарате для ранней диагностики рака молочной железы.

Год освоения — 1990.

Номинальное напряжение	50 кВ
Номинальная мощность при экспозиции 0,1 с	2,5 кВт
Размер эффективного фокусного пятна	(0,3×0,3) мм ²
Частота вращения анода	(45÷50) с ⁻¹

БС13

— микрофокусная, с мишенями прострельного типа из меди, титана, вольфрама и хрома с электростатической и электромагнитной фокусировкой пучка электронов. Аналогов нет.

Для исследования кристаллов методом широко расходящегося пучка. Используется в аппаратах типа МАРШ-1 и МИР-5.

Год освоения — 1991.

Номинальное напряжение	60 кВ
Номинальная мощность	1—6 Вт
Размер фокусного пятна	5; 50 мкм

БСВ35

— острофокусная, малогабаритная, с двумя сходящимися пучками лучей, с мишенями из ванадия, хрома, меди, кобальта и молибдена. Аналогов нет.

Используется для рентгеноструктурного анализа напряжений в крупногабаритных, криволинейных, металлических конструкциях, а также дифрактометрах, где одновременно применяются четыре трубки, обеспечивающие перемещение исследуемого объекта в плоскостях.

Год освоения — 1993.

Номинальное напряжение	30 кВ
Номинальная мощность	0,6 кВт
Ток трубки	30 мА
Размер действительного фокусного пятна	(0,2×0,2) мм ²

БСВ36

— с мишенью из серебра, кобальта, железа, хрома, молибдена со встроенным монохроматором с одновременным выходом из одного окна трубки двух пучков рентгеновского излучения: тормозного и монохроматического. Аналогов нет.

Для работы в рентгеноструктурных малогабаритных минидифрактометрах. Позволяет увеличить чувствительность при рентгеноструктурном анализе.

Год освоения — 1994.

Номинальное напряжение	45 кВ
Номинальная мощность	
с мишенями Co, Fe, Cu, Ag	75 Вт
с мишенями Cu, Mo	150 Вт
Размер действительного фокусного пятна	0,1 × 0,1 мм ²

ИА15

— импульсная с холодным катодом. Аналогов нет.

Для регистрации быстропротекающих физических процессов и научных исследований. Год освоения — 1993.

Номинальное напряжение	500 кВ
Запасенная энергия	520 Дж
Экспозиционная доза рентгеновского излучения за импульс на расстоянии 1 м	30 мР
Диаметр эффективного фокусного пятна	7,6 ^(2,3) мм

Изготовитель — ОКБП, завод «Светлана»

БЕТАТРОННЫЕ РЕНТГЕНОВСКИЕ КАМЕРЫ

РБК10-30Э

— камера рентгеновская бетатронная. Аналогов нет.

Для глубинной терапии, при лечении больных злокачественными заболеваниями. Используется в бетатроне типа БИМ-117.

Год освоения — 1994.

Номинальное напряжение инъекции	320 кВ
Длительность импульса	10...20 мс
Частота следования импульсов	3 с ⁻¹
Энергия ускоренных электронов	30 МэВ
Мощность экспозиционной дозы электронного излучения (на расстоянии 1 м)	1930 мкА/кг (450 Р/мин)

РБК11-10

— бетатронная ускорительная камера. Аналогов нет.

Для дефектоскопии и контроля сварных швов. Используется в бетатроне типа МИБ-10. Год освоения — 1995.

Номинальное напряжение	85 кВ
Энергия ускоренных электронов	10 МэВ
Длительность импульса	3...5 мкс

Изготовитель — ОКБП, завод «Светлана»

НОВЫЕ МАЛОГАБАРИТНЫЕ ЗАЩИТНЫЕ РАЗРЯДНИКИ

Т.И. Берзина, Г.Т. Пожарская

Полупроводниковые элементы и интегральные схемы широко встраиваются в аппаратуру связи и во многое другое оборудование систем управления, измерительной, преобразовательной, высоковольтной техники, в бытовые приборы. Однако эта элементная база весьма чувствительна к перенапряжениям, возникающим от различных, наводок, в особенности от грозовых разрядов.

Безопасность обслуживания и надежность работы аппаратуры могут быть гарантировано обеспечены благодаря использованию нового поколения защитных разрядников, разработанных в НПО «Плазма». Это — новые миниатюрные неуправляемые разрядники кнопочного типа в металлокерамическом исполнении.

Двухэлектродные разрядники: Р-72, Р-73, Р-83 на напряжение 1000, 90, 200 В с габаритами: $\varnothing 9 \times 7,2$ мм; Р-87, Р-88 на напряжение 80, 160 В с габаритами: $\varnothing 9 \times 6,2$ мм.

Трехэлектродные разрядники: Р-91, Р-92, Р-93, Р-94, Р-95, Р-96 на напряжение 80, 100, 160, 250, 350, 600 В с габаритами: $\varnothing 8,5 \times 12$ мм.

Разрядники освоены в производстве и выпускаются серийно. Они удовлетворяют требованиям к защите линий связи, отвечают рекомендациям МККТТ (Международного консультативного комитета по телефонии и телеграфии), не уступают лучшим мировым аналогам.

Основные достоинства разрядников: стабильность напряжения пробоя; быстродействие;

высокое сопротивление изоляции, сохраняющееся при повышенной температуре и влажности;

малая междуэлектродная емкость, обеспечивающая минимальные потери и сводящая до минимума шумы при подаче сигналов в широком диапазоне частот;

высокое значение напряжения погасания; отсутствие радиоактивных веществ;

многорежимность работы;

большой срок службы;

малые габаритные размеры и вес при большой энергоемкости;

высокая механическая прочность и устойчивость к ударам и вибрациям;

широкий диапазон рабочих температур — от -60 до $+125^\circ\text{C}$.

Защитные кнопочные разрядники (рис. 1) состоят из керамического корпуса 1, выполненного из алюмооксидной керамики, и двух или трех электродов 2, рабочая поверхность

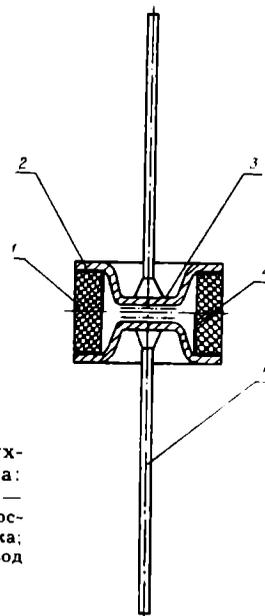
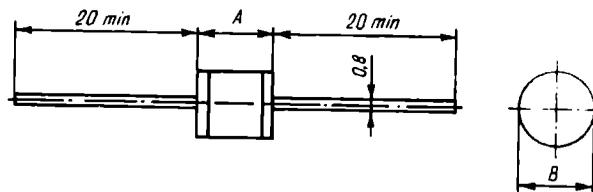


Рис. 1. Конструкция двухэлектродного разрядника: 1 — керамический корпус; 2 — электрод; 3 — эмиссионный состав; 4 — зажигательная полоска; 5 — гибкий проволочный вывод



Тип разрядника	A	B
Р-72, Р-73, Р-83	7,2	10
Р-87, Р-88	6,2	9

Рис. 2. Двухэлектродный защитный разрядник

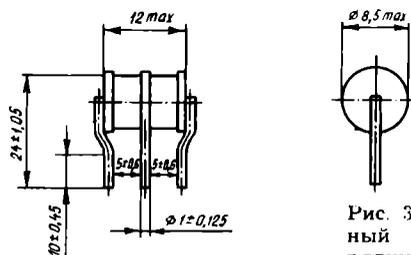


Рис. 3. Трехэлектродный защитный разрядник

которых покрыта эмиссионным составом 3. Наполнены приборы инертными газами или смесями, содержащими добавку водорода и активных газов. Электроды с корпусом соединяются герметично.

Разрядники изготавливаются по бесштенгельной технологии, что значительно снижает габариты и вес приборов, повышает устойчивость к разгерметизации. Использование керамических корпусов и согласованных спаев

обеспечивает высокую механическую прочность, устойчивость к механическим ударам, вибрациям и термоударам. Для обеспечения быстрого действия на внутренней поверхности керамического корпуса имеются зажигательные полоски 4.

Разрядники могут работать в различных импульсных режимах, коммутируя до 0,2 Кл электричества за один импульс, устойчивы к синусоидальным токам до 10 А (50 Гц) и коммутируют при этом до 10 Кл электричества за одно включение.

Для удобства крепления и подсоединения к аппаратуре разрядники снабжены гибкими проволочными выводами 5. Возможна мо-

дификация приборов без выводов. Габаритные, установочные и присоединительные размеры двух- и трехэлектродных разрядников представлены на рис. 2, 3. Основные параметры отражены в табл. 1, 2.

Разрядники поставляются потребителям на любое пробивное напряжение в соответствии с приведенным параметрическим рядом напряжений: 80, 100, 160, 200, 250, 300, 350, 400, 600, 800, 1000 В.

Разрядники Р-72, Р-73, Р-83, Р-87, Р-88 выпускаются на Владыкинском механическом заводе (127238, Москва, ВМЗ), разрядники Р-91—Р-96 — НПО «Плазма» (390023, Рязань, НПО «Плазма»).

Таблица 1

Основные параметры двухэлектродных защитных разрядников

Тип разрядника	Статическое напряжение пробоя, В	Динамическое значение пробоя, (1000 В/мкс), кВ, не более	Амплитуда тока			Сопротивление изоляции, Ом, не менее	Междуэлектродная емкость, пФ, не более	Габаритные размеры (диаметр × высота), мм	Масса, г, не более
			в импульсе (50/200 мкс), 250 пробоев, кА	в импульсе (8/20 мкс), 10 пробоев, кА	синусоидальная частотой 50 Гц (1 с), 10 вкл., А				
Р-72	1000±150	1,5	1	10	10	10 ¹⁰	2	10×7,2	2
Р-73	90±20	0,6	1	10	10	10 ¹⁰	2	10×7,2	2
Р-83	200±30	0,7	1	10	10	10 ¹⁰	2	10×7,2	2
Р-87	80(60—90)	1	не более 1	10(5 пр.)	10	10 ¹⁰	1,2	9×6,2	1,3
Р-88	160(120—180)	1	не более 1	10(5 пр.)	10	10 ¹⁰	1,2	9×6,2	1,3

Таблица 2

Основные параметры трехэлектродных защитных разрядников

Тип разрядника	Статическое напряжение пробоя (100 В/с), В	Динамическое напряжение пробоя (1000 В/мкс), В, не более	Амплитуда тока				Потенциал погасания при токе 0,3 А, В, не менее	Запаздывание одного промежутка относительно другого, нс, не более	Сопротивление изоляции, Ом, не менее	Междуэлектродная емкость, пФ, не более	Габаритные размеры (диаметр × высота), мм	Масса, г, не более
			в импульсе (10/700 мкс), 200 пробоев, кА	в импульсе (50/200 мкс), 250 пробоев, кА	в импульсе (8/20 мкс), 10 пробоев, кА	синусоидальная частотой 50 Гц (1 с) 10 включений, А						
Р-91	80±20%	0,8	0,33	1	10	14	50	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3
Р-92	100±20%	0,8	0,33	1	10	14	50	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3
Р-93	160±20%	0,8	0,33	1	10	14	50	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3
Р-94	250±20%	0,8	0,33	1	10	14	50	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3
Р-95	350±20%	0,8	0,33	1	10	14	150	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3
Р-96	600±20%	0,8	0,33	1	10	14	150	150	10 ¹⁰	2	8,5×12	3

РАДИОДЕТАЛИ

РЕЗИСТОРЫ

РР1-31

— набор тонкопленочных резисторов, бескорпусной. Зарубежных аналогов нет.

Для линий связи сверхбыстродействующего вычислительного комплекса и другой РЭА.

Год освоения — 1990.

Сопротивление резисторов	50 Ом
Допускаемое отклонение сопротивления от номинального	±1%
Номинальная мощность рассеяния резистора	0,03 Вт
Шаг выводов	0,625 мм

РР1-85А, Б

— резистор переменный керметный. Для общепромышленного применения.

Максимальное номинальное сопротивление	1×10^7 Ом
Регулировочная способность	±(0,2...0,5)%
ТКС	±(50...250)%

Изготовитель — завод при НИИЭМП

КОНДЕНСАТОРЫ

К10-63

— керамические, монокристаллические, рассчитанные на повышенную рабочую температуру. Зарубежных аналогов нет.

Общего применения, в том числе для геофизической аппаратуры глубинных скважин.

Год освоения — 1989.

Интервал рабочих температур	—10...250°C
Номинальная емкость	47...15000 пФ
Номинальное напряжение	25; 50; 100; 160 В
Допускаемое отклонение емкости	±10; ±20%

К53-42

— танталовые, оксидно-полупроводниковые с адгезионными выводами.

Для аппаратуры с поверхностным монтажом элементов.

Год освоения — 1990.

Номинальная емкость	1...100 мкФ
Номинальное напряжение	4...50 В

К73-29

— малогабаритный, на основе полиэтилентерефталатной пленки.

Для фотовспышек.

Год освоения — 1989.

Номинальная емкость	3,3 мкФ
Номинальное напряжение	360 В
Интервал рабочих температур	—60...100°C

К73-30

— миниатюрные, прямоугольной формы, на основе полиэтилентерефталатной пленки.

Для автоматизированной сборки аппаратуры.

Год освоения — 1990.

Номинальная емкость	0,001...0,47 мкФ
Номинальное напряжение	63; 100; 250; 400; 630 В
Интервал рабочих температур	—60...85°C

Изготовитель — завод при НИИ «Гармонд»

К75-47А

— высоковольтные, в цилиндрических монолитных эпоксидных корпусах с разнонаправленными выводами.

Общего применения.

Год освоения — 1992.

Номинальная емкость	0,022...22 мкФ
Номинальное напряжение	2,5...63 кВ
Интервал рабочих температур	—60...85°C

К78-10

— полипропиленовые, для схем строчной развертки на частоту до 32 кГц.

Год освоения — 1991.

Номинальная емкость	0,068...2,2 мкФ
Номинальное напряжение	250 В
Интервал рабочих температур	—60...85°C

Изготовитель — НИИ «Гирikonд»,
Новгородский конденсаторный завод

К50-52

— алюминиевые, электролитические, для установки на печатные платы. Общего применения.

Год освоения — 1990.

Номинальная емкость	100; 220; 330 мкФ
Номинальное напряжение	400; 450 В
Интервал рабочих температур	—45...85°C

Изготовитель — СКБ Воронежского завода радиодеталей

ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

ТГИ-1-10000/25

— импульсный водородный тиратрон.
Для схем накачки эксимерных лазеров.
Год освоения — 1991.

Прямое напряжение анода	28 кВ
Ток анода в импульсе	11 кА
Наработка	10 ⁶ имп.

Изготовитель — завод при НИИГРП

ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ
ПРЕДПРИЯТИЙ
И ОРГАНИЗАЦИЙ

ЦНИИ «ЭЛЕКТРОНИКА»
ПРЕДЛАГАЕТ

Заключить договор на проведение работ по анализу отечественного и зарубежного рынка товаров народного потребления, платных услуг и средств вычислительной техники, определению их конкурентоспособности и предельного уровня цен реализации.

В рамках договора предлагается проведение следующих работ:

- составление анкет опросов населения, экспертов и представителей ремонтных служб на интересующие Вас изделия, анкетирование и обработка полученных данных на ЭВМ для определения масштабов организации производства продукции или оказания платных услуг;
- проведение анализа положения на внутреннем рынке вычислительной техники, ТНП, определение потенциальной емкости внутреннего рынка и спроса на них;
- проведение сопоставительного анализа предлагаемых Вашим предприятием средств вычислительной техники и ТНП и соответствующей продукции отечественных и зарубежных производителей, разработка на его основе предложений по повышению конкурентоспособности и уровню свободных рыночных цен на выпускаемые Вашим предприятием изделия и оказываемые услуги;
- анализ положения на зарубежном рынке интересующих Вас товаров и средств вычислительной техники.

В процессе работы Вам будут направляться информационные материалы по исследуемой тематике: каталоги, проспекты, биржевые и рекламные сведения.

В случае Вашей заинтересованности предлагаем заключить договор на проведение исследований по установленной форме.

Институт также объявляет подписку на периодический информационно-методический сборник "Новое в производстве ТНП и услуг для населения". Сборник будет выходить с 1992 г. 4 раза в год, общим объемом около 400 страниц, цена подписки 320 руб.

В сборнике найдут отражение вопросы приватизации собственности, налогообложения и ценообразования в условиях перехода к рынку, применения новых экономико-организационных форм в производстве ТНП и сфере платных услуг, состояние конъюнктуры рынка товаров и услуг, а также комментарии новых достижений в области производства товаров и реализации услуг.

Для оформления подписки на сборник необходимо перечислить на расчетный счет института 320 руб. и выслать копию платежного документа до 15 октября 1991 г.

Наши реквизиты: 117415, Москва, пр. Вернадского, 39, ЦНИИ "Электроника", отд. 35, р/с 000263835 в Черемушкинском отд. ПСБ, Москомбанк "Санва", тел. 432-91-75, 432-92-34.

ИМПУЛЬСНО-ПЕРИОДИЧЕСКИЙ АЗОТНЫЙ ЛАЗЕР С ПОВЫШЕННОЙ НАРАБОТКОЙ НА ОТКАЗ И СТАБИЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ

Разработанный импульсно-периодический азотный лазер моноблочной конструкции предназначен для применения в микроэлектронике, медицине, научных исследованиях.

Короткая длина волны лазерного излучения (337,1 нм) позволяет фокусировать его в пятно малых размеров и обрабатывать элементы с погрешностью размеров до $\pm 0,5$ мкм — в этой области лежит максимум чувствительности многих типов фоторезисторов, применяемых в микроэлектронике.

Лазер может быть использован в различных технологических установках микроэлектроники: в генераторах изображений, для ретуши фотошаблонов, скрайбирования подложек, подгонки частей микросборок и ультразвуковых линий задержки.

Конструктивно лазер выполнен моноблочным, т.е. излучатель и источник питания размещены в одном корпусе. Структурно лазер состоит из активного элемента, резонатора, источника питания, системы принудительного жидкостного охлаждения.

В источник питания входят зарядное устройство, формирователь импульсов и подмодулятор. Особенностью работы источника питания является использование режима ступенчатого заряда накопителя энергии. Преимущество состоит в пониженном акустическом шуме, отсутствии высоковольтных кабелей и разъемов, что повышает надежность работы.

Конструктивное исполнение в одном корпусе позволило снизить уровень промышленных по-

мех по напряженности поля более чем в 10 раз по сравнению с лазером ЛГИ-504А.

Длина волны излучения	337,1 нм
Средняя мощность импульса	30 кВт
Длительность импульса	6—8 нс
Частота повторения импульсов	1—1000 Гц
Диаметр пучка по уровню $\gamma = 0,1$	5 \pm 1 мм
Расходимость излучения по уровню $\gamma = 0,1$	12 \cdot 10 ⁻³ рад
Относительная нестабильность импульсной мощности на любой фиксированной частоте	10%
Нестабильность оси диаграммы направленности	5 \cdot 10 ⁻⁴ рад
Время задержки импульса лазерного излучения относительно импульса запуска	3 мкс
Габаритные размеры	1140 \times 525 \times 345 мм
Масса	105 кг
Наработка на отказ (при замене активного элемента через 500, тиратрона — через 750 ч)	2000 ч

Пульт управления позволяет осуществлять дистанционное управление лазером.

Г.Л.Бретенькова, А.И.Горлов, Н.Н.Зубарев,
В.И.Матвеев, В.С.Скоз, Ю.М.Токунов

НПО «Плазма»,
390023, г. Рязань.

С 1992 ГОДА ПРЕКРАЩАЕТСЯ ВЫПУСК РАЗДЕЛА "ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ" ОТДЕЛЬНЫМ ПРИЛОЖЕНИЕМ.

ЭТОТ РАЗДЕЛ КАК ОДИН ИЗ ОСНОВНЫХ БУДЕТ ПУБЛИКОВАТЬСЯ В СОСТАВЕ ЖУРНАЛА "ЭЛЕКТРОННАЯ ПРОМЫШЛЕННОСТЬ".

Подписка на журнал принимается до 15 ноября текущего года.

СТОИМОСТЬ ПОДПИСКИ:

для индивидуальных подписчиков 50 руб. 40 коп. (с налогом),
для предприятий и организаций 210 руб. (с налогом).

Подписную сумму перечислить в Москомбанк "Санва" (Черемушкинское отд. ПСБ), МФО 201490, инд. 117335 банковским поручением или почтовым переводом: с пометкой "За журнал "Электронная промышленность". Копию платежного документа с подробным адресом получателя следует выслать по адресу:

117415, Москва, пр. Вернадского, 39, ЦНИИ "Электроника", группа подписки. Телефон для справок 432-92-25.



МАЛОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ОПТИКОН» ПРЕДЛАГАЕТ

ЛАЗЕРНЫЙ ПРОЕКЦИОННЫЙ МИКРОИНТЕРФЕРОМЕТР С УСИЛИТЕЛЕМ ЯРКОСТИ

для прецизионных измерений
микрорельефов поверхностей
тонких пленок

Прибор разработан
на основе многолучевой схемы Физо
с применением
усилителя яркости
на парах бромида меди.

Получаемое на большом экране **ЯРКОЕ, ВЫСОКОКОНТРАСТНОЕ, УВЕЛИЧЕННОЕ В 200—300 РАЗ** **ИЗОБРАЖЕНИЕ ПОВЕРХНОСТИ ОБЪЕКТА С ЛОКАЛИЗОВАННОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОЙ КАРТИНОЙ** предельно упрощает процесс измерения и обеспечивает объективность получаемых результатов.

После несложных модификаций прибор можно применять для контроля плоскостности пластин, оптических элементов с полированной плоской поверхностью.

Длина волны излучения	0,51 мкм
Поле зрения микроинтерферометра	1,2—2 мм
Поле зрения при контроле плоскостности пластин	30 мм
Линейное расширение микроинтерферометра	1—2 мкм
Интерференционное разрешение	10 нм
Диаметр экрана	400 мм
Габаритные размеры	1000×600×1200 мм

700090, г. Ташкент, Краснодонский проезд, 14, малое предприятие «Оптикон», тел. 55-45-49

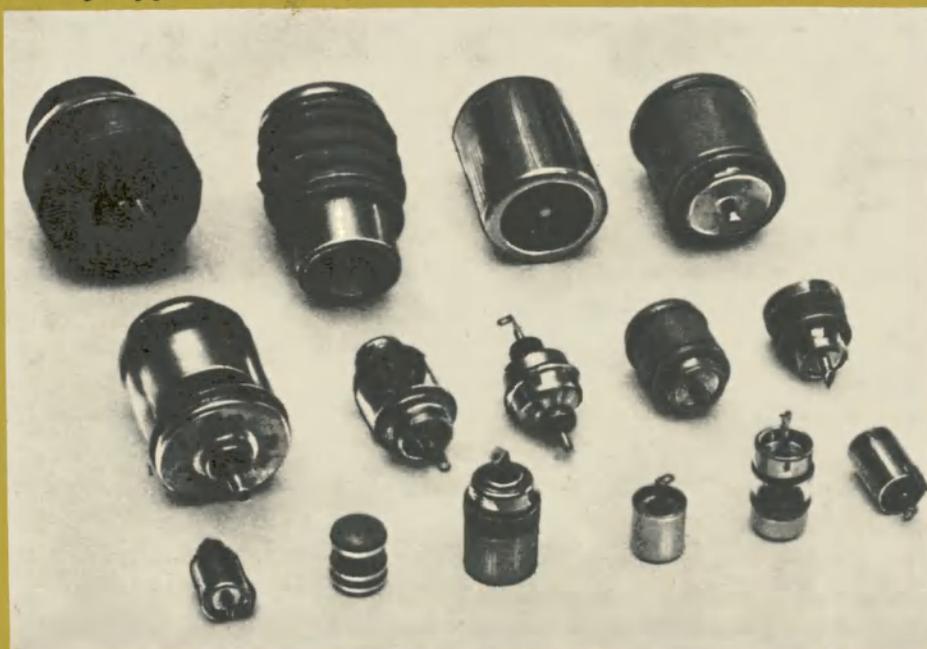


ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ АВТОМАТИКИ ПРЕДЛАГАЕТ

для коммутации импульсных электрических цепей и защиты устройств от перенапряжений

Разрядники вакуумные и газонаполненные

с рабочим напряжением от сотен вольт до десятков киловольт, коммутируемыми токами до сотен килоампер, ресурсом до 10^7 — 10^8 включений.



РАЗРЯДНИКИ

имеют высокую механическую прочность

работоспособны в широком диапазоне температур

миниатюрны

надежны

долговечны

Выпускаются в металлостеклянном и металлокерамическом исполнении

Основные характеристики	Миниатюрные вакуумные управляемые разрядники	Управляемые вакуумные разрядники (частотные)	Газонаполненные разрядники	
			Неуправляемые	Управляемые
Номинальное рабочее напряжение, кВ	0,1—10	0,1—10	0,4—100	8—12
Максимальная емкость рабочего промежутка, пФ	2—15	5—10	3—5	3—5
Время коммутации, нс	10—100	10	1	0,3
Максимальная энергия управления, Дж	$5 \cdot 10^{-6}$ $-1 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-1}$ $-1 \cdot 10^{-1}$	—	$1 \cdot 10^{-5}$

По желанию заказчика могут поставляться коммутирующие устройства — разрядники с управляющим трансформатором.

Многолетний опыт института гарантирует высокое качество приборов и позволяет разработать новые приборы по индивидуальному заказу.

Обращаться по адресу:
101000, Москва, Главпочтамт, а/я 918,
Всесоюзный НИИ Автоматики.
Телефон 324-53-55.

Замеченная опечатка

В журнале "Электронная промышленность" вып. 7 за 1991 г. на 4-й странице обложки в объявлении о подписке допущена опечатка. После скобки следует читать: расчетный счет 000263835 и далее по тексту.