Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В.

КОСМИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В 2-х книгах

Книга 2

ТЕХНОСФЕРА

МИР
электроники

А.И. Белоус, В.А. Солодуха,
С.В. Шведов

Космическая электроника

В 2–х книгах
Книга 2

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2021

УДК 621.38
ББК 32.85
Б43

Б43 Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В.
Космическая электроника
В 2-х книгах
Книга 2
Москва: Техносфера, 2021. – 488 с. ISBN 978-5-94836-402-5

Книга посвящена анализу современного состояния, проблем и перспектив развития микроэлектронной элементной базы радиоэлектронной аппаратуры ракетно-космической техники (РКТ), космических аппаратов и систем двойного и военного применения. Впервые в отечественной научно-технической литературе сделана попытка рассмотреть в рамках одной книги всю сложную цепь взаимосвязанных этапов создания электронных блоков РКТ – от разработки требований к этим блокам и их элементно-компонентной базе (ЭКБ), до выбора технологического базиса ее реализации, методов проектирования микросхем и на их основе бортовых систем управления аппаратурой космического и специального назначения.

Издание адресовано инженерам-разработчикам радиоэлектронной аппаратуры, а также преподавателям, студентам, аспирантам, специализирующимся в области микроэлектроники и ее приложений.

УДК 621.38
ББК 32.85

© Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В. 2021
© ЗАО «РИЦ «Техносфера», оригинал-макет, оформление. 2021

ISBN 978-5-94836-402-5

Содержание

Глава 9. Проектирование микросхем космического применения на основе КНС и КНИ-структур 707
9.1. Радиационно-стойкие КМОП БИС на основе КНИ структур 708
9.2. Воздействие ионизирующего облучения на кремний и двуокись кремния 718
9.2.1. Радиационные эффекты в кремнии при облучении 718
9.2.1.1. Радиационные дефекты, их комплексы и кластеры 718
9.2.1.2. Особенности дефектообразования в кремнии и поликремнии, облученном импульсами гамма-квантов 720
9.2.2. Свойства границы раздела Si/SiO_2 721
9.2.2.1. Общие сведения о строении SiO_2 721
9.2.2.2. Электронная структура SiO_2 722
9.2.2.3. Строение и состав Si/SiO_2 границы 723
9.2.3. Воздействие ионизирующего облучения на диэлектрические слои 726
9.3.3.1. Введение объемного заряда в диэлектрик 726
9.2.3.2. Образование быстрых поверхностных состояний 727
9.2.3.3. Влияние радиации на проводимость диэлектрических слоев 727
9.2.3.4. Отжиг облученных диэлектрических слоев 727
9.2.3.5. Иерархия времен радиационно-индуцированных процессов в структурах с диэлектриком 728
9.2.3.6. Пути повышения стабильности структур с диэлектрическими слоями 728
9.2.4. Радиационные процессы в скрытом диэлектрике структур кремний-на-изоляторе 728
9.2.5. Сравнение радиационных свойств КНИ структур, полученных разными способами 731
9.3. Физические явления в МОП/КНИ транзисторах в условиях воздействия ИИ 732
9.3.1. Ионизирующее излучение 733
9.3.1.1. Единичные сбои 734
9.3.1.2. Единичная защелка 737
9.3.1.3. Единичное выгорание 737
9.3.1.4. Единичный пробой затвора 738
9.3.1.5. Единичное восстановление (однотранзисторная защелка) 738
9.3.2. Эффекты полной дозы 738
9.3.3. Эффекты импульсного облучения 742
9.4. Результаты экспериментальных исследований образцов элементной базы КМОП БИСна КНИ-структурах 744
9.4.1. Состав тестовых элементов 744
9.4.2. Методика проведения эксперимента 747

9.4.3. Экспериментальные результаты ... 749
9.4.3.1. Резисторы ... 749
9.4.3.2. Диоды ... 752
9.4.3.3. Конденсаторы ... 753
9.4.3.4. Транзисторы ... 757
Литература к главе 9 ... 768

Глава 10. Анализ общих проблем проектирования сверхбыстродействующих микроэлектронных изделий и систем на их основе ... 775
10.1. Проблемы масштабирования субмикронных микросхем ... 775
10.2. Тенденции и проблемы проектирования кремниевых интегральных микросхем с проектными нормами глубокого субмикрона ... 778
10.2.1. Тенденции масштабирования и проблемы проектирования кремниевых субмикронных ИМС ... 778
10.2.2. Проблема потребления мощности в субмикронных ИМС ... 783
10.2.3. Управление распределением рассеиваемой мощности по площади кристалла на этапе проектирования ... 788
10.3. Токи утечки и статическое потребление мощности в структуре кремниевого МОП-транзистора ... 790
10.3.1. Потребление мощности в субмикронных КМОП-схемах ... 791
10.3.2. Анализ токов, протекающих в субмикронном кремниевом МОП-транзисторе ... 794
10.3.3. Физические причины возникновения токов утечки в субмикронных кремниевых транзисторах ... 797
10.3.3.1. Подпороговый ток утечки ISUB субмикронного МОП-транзистора ... 798
10.3.3.2. Туннельный ток затвора IGATE ... 799
10.3.3.3. Ток выключения IOFF ... 800
10.3.4. Анализ величины статического потребления мощности МОП-транзистора ... 801
10.3.5. Особенности проектирования субмикронных аналоговых ИМС с учетом статического потребления мощности ... 803
10.3.6. Особенности проектирования субмикронных аналого-цифровых ИМС с учетом статического потребления мощности ... 804
10.4. Динамическое потребление мощности в типовой структуре субмикронного МОП-транзистора ... 807
10.4.1. Субмикронные цифровые ИМС с заданной величиной задержки ... 808
10.4.2. Задержки распространения сигнала на межсоединениях ... 809
10.4.3. Методы снижения уровня потребляемой мощности при переключении ... 809
10.4.4. Анализ и расчет динамической мощности, обусловленной токами утечки ... 811
10.4.5. Анализ динамического энергопотребления кремниевых микросхем ... 815

10.4.5.1. Проблемы корпусирования субмикронных ИМС 815
10.4.5.2. Проблемы обеспечения надежности передачи сигналов внутри кристаллов субмикронных микросхем 817
10.4.5.3. Использование библиотек для оптимизации проектируемых ИМС 817
10.4.5.4. Использование двух внутренних питающих напряжений 818
10.5. Влияние температуры и разброса технологических параметров на характеристики кремниевых субмикронных ИМС 819
10.5.1. Зависимость токов утечки от температуры 819
10.5.1.1. Температурная зависимость токов ION и IOFF 819
10.5.1.2. Температурная зависимость подпорогового тока ISUB 821
10.5.1.3. Температурная зависимость тока перехода IJUNC 822
10.5.1.4. Температурная зависимость тока IGIDL 823
10.5.1.5. Температурная зависимость туннельного тока затвора IGATE 824
10.5.2. Разброс параметров технологического процесса и токи утечки 825
10.5.2.1. Отклонения технологических и топологических параметров: причины и классификация 825
10.5.2.2. Влияние разброса технологических параметров на токи утечки 828
10.6. Особенности проектирования топологии аналоговых ИМС с проектными нормами глубокого субмикрона 832
10.6.1. Влияние уменьшения напряжения питания 832
10.6.2. Масштабирование и задержка распространения сигнала на межсоединениях 834
10.7. Общие выводы и рекомендации 836
Литература к главе 10 839

Глава 11. Микросистемы в корпусе и на пластине 841
11.1. Электронные модули класса «система в корпусе» для военной и космической микроэлектроники 841
11.2. Особенности проектирования «система в корпусе» 850
11.3. Учет особенностей технологии глубокого субмикрона при проектировании СБИС для СВК 854
11.4. Влияние СВК на эволюцию концепций построения спутниковых систем 859
11.5. Особенности выбора и применения квалифицированных полупроводниковых кристаллов (KGD) для СВК 864
Литература к главе 11 869

Глава 12. Проблемы получения материалов для защиты интегральных микросхем от высокоскоростных потоков микрочастиц и пути их решения 871
12.1. Особенности взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой и их влияние на структуру и свойства 871

12.2. Ускорители для разгона микрочастиц до заданных скоростей 874
12.2.1. Пушечные ускорители частиц 874
12.2.2. Взрывные ускорители частиц 876
12.3. Анализ радиопоглощающих материалов для защиты от электромагнитного излучения 877
12.4. Влияние границ раздела в многослойных защитных материалах на проникающую способность микрочастиц 880
12.5. Многослойные материалы для защиты интегральных микросхем от воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц и электромагнитного излучения 881
12.6. Поглощение и отражение электромагнитного излучения многослойными материалами 883
Литература к главе 12 886

Глава 13. Методики и оборудование для исследования процессов взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с материалами 897
13.1. Выбор материалов для исследований 897
13.2. Методика и оборудование для ускорения микрочастиц 900
13.3. Методика измерений электромагнитного излучения, возникающего при взаимодействии микрочастиц с преградой 903
13.3.1. Применение эффекта Холла в исследовании магнитодинамических процессов 903
13.4. Методика измерения и принцип расчета э.д.с. магнитного поля 904
13.5. Методика регистрации ионизирующего излучения 909
13.6. Методика исследования структуры и свойств материалов после воздействия на них высокоскоростного потока микрочастиц 909
13.6.1. Металлографический анализ 909
13.6.2. Сканирующая электронная микроскопия и рентгеноспектральный микроанализ 910
13.6.3. Метод просвечивающей электронной микроскопии и методика приготовления тонких фольг 910
13.6.4. Рентгеноструктурный анализ в исследовании деформационных процессов 912
13.6.5. Методика измерений электрофизических параметров ИМС и испытаний многослойных материалов 912
Литература к главе 13 913

Глава 14. Влияние воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц 916
14.1. Влияние воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на механические и электрофизические свойства многослойных материалов 916
14.2. Анализ процессов магнитодинамического взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с металлической преградой 923
14.2.1. Исследование электромагнитного излучения 923

14.2.2. Исследование ионизирующего излучения, возникающего при соударении высокоскоростных потоков микрочастиц с металлической преградой 927
14.3. Моделирование процессов соударения высокоскоростных потоков пылевых микрочастиц с космическими аппаратами 930
14.4. Влияние эффекта сверхглубокого проникновения на надежность электронных устройств космических аппаратов 940
Литература к главе 14 950

Глава 15. Изменение структуры и свойств одно- и многослойных материалов при воздействии высокоскоростным потоком микрочастиц 952
15.1. Исследование воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структуру однослойных материалов 952
15.1.1. Влияние воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структурные изменения в металлах 953
15.1.2. Влияние воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структурные изменения в полимерных материалах 958
15.2. Изменение вольт-амперных характеристик «незащищенных» интегральных микросхем серийного производства при воздействии высокоскоростным потоком микрочастиц 960
15.3. Влияние высокоскоростных потоков микрочастиц на изменение вольт-амперных характеристик интегральных микросхем в корпусе из многослойного материала 962
Литература к главе 15 965

Глава 16. Особенности технологии изготовления многослойных защитных материалов для корпусов интегральных микросхем 966
16.1. Требования, предъявляемые к многослойному материалу корпуса микросхемы 966
16.2. Получение многослойных материалов для корпусов интегральных микросхем космического назначения 968
16.3. Формирование макро- и микроструктуры многослойных материалов 970
16.4. Последовательность реализации технологического процесса получения многослойных материалов 973
16.5. Свойства многослойных материалов 979
16.5.1. Исследование механических и электрофизических свойств полученных многослойных материалов 979
16.5.2. Исследование экранирующих свойств многослойных материалов корпусов 983
Литература к главе 16 987

Глава 17. Методы отбраковки кремниевых микросхем со скрытыми дефектами в процессе серийного производства 992
17.1. Постановка задачи для случая параметрического контроля интегральных микросхем при номинальных режимах функционирования 992

17.2. Методика определения коэффициентов чувствительности выходных параметров биполярных интегральных микросхем 994
17.3. Выявление микросхем со скрытыми дефектами на основе анализа границ области функционирования 998
17.4. Оценка численных значений показателей безотказности по результатам экспериментальных исследований интегральных микросхем 1004
17.5. Исследование механизмов влияния скрытых дефектов на численные значения основных статических параметров биполярных ИМС 1007
17.6. Анализ модели математической обработки результатов форсированных испытаний КМОП-микросхем 1009
17.7. Основные методы выявления и отбраковки потенциально ненадежных схем в условиях серийного производства 1013
17.7.1. Способ определения потенциально нестабильных изделий с использованием электростатического разряда 1013
17.7.2. Модернизированный метод реализации процедуры термотренировки микроэлектронных изделий 1015
17.7.3. Способ выявления интегральных микросхем с повышенной надежностью на основе параметра критического напряжения питания 1017
17.7.4. Метод отбраковки потенциально ненадежных микросхем по динамическому току потребления 1018
17.7.5. Метод понижения питающего напряжения 1021
Литература к главе 17 1025

Глава 18. Дизайн-киты (PDK) – структура и особенности их применения при проектировании изделий с субмикронными проектными нормами 1027
18.1. Маршрут процесса разработки PDK, структура стандартного PDK 1027
18.2. Термины и определения, используемые при описании компонентов PDK 1029
18.3. Стандартизация PDK 1032
18.4. Маршрут проектирования смешанных аналого-цифровых микросхем 1035
18.5. Обобщенная информационная модель проектирования смешанных аналого-цифровых ИМС 1038
18.6. Определение состава базовой библиотеки проектирования и перечня стандартных элементов 1040
18.7. Особенности разработки цифровых библиотек для проектирования заказных ИМС с субмикронными проектными нормами 1042
18.8. Конструктивно-схемотехнические особенности проектирования базовых элементов библиотеки субмикронных микросхем 1050
18.8.1. Схемы сдвига уровня напряжений 1050
18.8.2. Схемы управления питанием 1052
18.8.3. Библиотечные элементы изоляции субмикронных микросхем 1053
18.8.4. Постоянно включенные буферы 1055
18.9. Типовые информационные файлы PDK библиотеки проектирования 1058

18.10. Стандартные модели источников тока (CCS) PDK 1060
18.11. Способы и примеры адаптации стандартных инструментов проектирования ИМС к разработкам микросхем с проектными нормами 90, 65, 45 нм 1062
18.11.1. Учебный (образовательный) дизайн-кит компании Synopsys: возможности, применение, перспективы 1062
18.11.2. Краткий обзор EDK компании Synopsys 1063
18.11.3. Стандартная библиотека цифровых элементов фирмы Synopsys 1066
18.11.4. Стандартная библиотека элементов ввода-вывода 1069
18.11.5. Стандартный набор модулей памяти PDK 1069
18.11.6. Цепь фазовой синхронизации (PLL) 1070
18.11.7. География применения и перспективы EDK 1070
18.12. Состав учебных дизайн-китов, предоставляемых Центром микроэлектроники IMEC 1071
Литература к главе 18 1074

Глава 19. СВЧ-электроника для космических и военных приложений 1076
19.1. Основы СВЧ-электроники 1076
19.2. Строение и свойства арсенида галлия 1082
19.3. Сравнительные характеристики свойств GaAs и Si 1083
19.4. Микроэлектронные приборы на основе GaAs 1085
19.4.1. Диоды на основе GaAs 1085
19.4.2. Полевые транзисторы 1088
19.5. Биполярные транзисторы с гетеропереходами 1092
19.6. Оптоэлектронные приборы на GaAs 1093
19.7. Новые приборы на GaAs 1094
19.8. Состояние и перспективы развития монолитных интегральных схем СВЧ 1095
19.8.1. Основные сферы применения монолитных интегральных схем СВЧ 1095
19.8.2. Основные материалы для изготовления МИС СВЧ 1097
19.8.3. Активные элементы МИС и их надежность 1098
19.8.4. Перспективные конструктивно-технологические решения МИС СВЧ 1103
19.9. Основные сферы и особенности применения GaAs СВЧ МИС 1109
19.10. Основные технические параметры зарубежных GaN-микросхем приемо-передающих модулей АФАР 1117
19.11. Краткий сравнительный обзор состояния мирового рынка СВЧ МИС на основе SiGe, GaN, AlGaN/GaN 1123
19.12. Использование технологии CaAs-монолитных схем СВЧ в зарубежной космической и военной технике 1131
19.12.1. Программа MIMIC и ее роль в развитии технологии МИС СВЧ 1131
19.12.2. Системы вооружения на основе СВЧ-МИС 1133
Литература к главе 19 1138

Глава 20. Вместо заключения 1141
20.1. К мифу о недееспособности отечественных разработчиков 1141
20.2. Особенности китайского пути развития микроэлектроники 1149
20.3. Особенности выбора изготовителей иностранной радиационно-стойкой ЭКБ 1159
20.4. Вариант создания специализированного микроэлектронного кластера для космических и оборонных приложений 1162
20.5. Кластерные микроэлектронные комплексы с использованием систем бесшаблонной литографии 1167
20.5.1. Теоретические предпосылки создания кластерных систем 1168
20.5.2. Возможность организации мелкосерийных производств высоконадежной элементной базы в России 1171
20.5.3. Многолучевая электронная литография 1175
20.5.4. Специализированные кластерные технологические линии для разработок и мелкосерийного производства СБИС уровня от 32 нм 1179
20.5.5. Совместные российско-белорусские программы 1180
Литература к главе 20 1182

ГЛАВА 9

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОСХЕМ КОСМИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ НА ОСНОВЕ КНС И КНИ-СТРУКТУР

Современные технические требования, предъявляемые к аппаратуре космической и военной техники, определяют также и основные условия их эксплуатации при радиационных воздействиях. Наиболее поражающее действие на электронные приборы оказывает импульсное ионизирующее излучение (ИИИ), причем одними из наиболее уязвимых к ИИИ элементов современных электронных систем являются БИС ЗУ.

Изучение эффектов функциональных сбоев в запоминающих устройствах при воздействии импульсного ионизирующего излучения с предельными уровнями (до 10^{13} ед./с) имеет важное значение для создания новых и совершенствования существующих радиационно-стойких элементов и устройств военного, космического и другого специального назначения, повышения их функциональных и эксплуатационных характеристик, а также эффективности их применения [1, 2].

Разработка перспективных отечественных систем управления ракетно-космической техники требует создания номенклатуры новых цифровых, цифроаналоговых КМОП БИС, а также ряда БИС ЗУ с сочетанием высокой сбоеустойчивости и информационной емкости. К сожалению, на момент написания этой книги ни одна из ранее разработанных отечественных БИС ЗУ в полной мере данным требованиям не удовлетворяет. Так, предъявляемые заказчиками требования по «выживанию» БИС ЗУ в составе стратегических систем при предельных уровнях ИИИ в диапазоне 10^{12}–10^{13} ед./с и сбоеустойчивости не менее 10^{11} ед./с, а в ряде случаев и до $(1–5) \cdot 10^{12}$ ед./с являются практически недостижимыми для БИС ЗУ, сформированных в объемных кремниевых и эпитаксиальных структурах [1, 2].

В то же время проведенное специалистами отечественной специализированной компанией ЭНПО «СПЭЛС» экспериментальное исследование СБИС ОЗУ 1 Мбит (HX6228, выпускаемое фирмой Honeywell (США)), показало [3], что отработанный оптимизированный современный технологический процесс с использованием структур кремний-на-изоляторе (КНИ) и эффективные схемно-топологические решения действительно способны обеспечить сочетание высокой информационной емкости (1Мбит) и радиационной стойкости (уровень катастрофических отказов 10^{12} ед./с, уровень сбоеустойчивости 10^{11} ед./с, уровень дозовой стойкости – более 106 ед.). На основе КНИ структур фирма Honeywell освоила производство семейства радиационно-стойких КНИ КМОП БИС ЗУ. Этот факт указывает на обоснованность разработок отечественных БИС ЗУ на КНИ струк-

турах, которые обеспечивают существенное снижение ионизационных токов и подавление паразитных связей между элементами БИС при импульсном ионизирующем облучении. До настоящего времени практически единственной промышленно освоенной в России КНИ технологией для КМОП ЗУ является кремний-на-сапфире (КНС). За последние 10 лет созданы КМОП КНС БИС ЗУ (серия 1620), обеспечивающие уровни сбоеустойчивости ОЗУ $(1–5) \cdot 10^{10}$ ед./с для информационной емкости (4–8) Кбит и 10^{12} ед./с для информационной емкости (2–4) Кбит. Достигнутый уровень КНС ЗУ по соотношению информационная емкость – сбоеустойчивость обеспечивает потребности ранее разработанных бортовых систем управления сегодняшнего дня, но совершенно не достаточен для интеллектуальных сложнофункциональных систем нового поколения, находящихся в разработке.

Целью настоящей главы является представление читателю в сжатом виде результатов анализа открытой научно-технической информации и разработка на ее основе рекомендаций по повышению устойчивости проектируемых цифровых микросхем и схем памяти на КНИ подложках к воздействию ионизирующего излучения.

Для достижения этой цели материал главы представлен в виде четырех разделов.

В первом разделе показана актуальность использования КНИ-структур для разработки и производства радиационно-стойких КМОП БИС ЗУ.

Второй (самый большой) раздел посвящен детальному анализу физических механизмов воздействия ионизирующего излучения на кремний и двуокись кремния, на диэлектрические слои, анализу особенностей протекания радиационных процессов в скрытом диэлектрике структур «кремний-на-изоляторе», в том числе сравнению радиационных свойств КНИ-структур, полученных разными технологическими способами.

В третьем разделе подробно рассмотрены физические явления в МОП КНИ-транзисторах в условиях воздействия ионизирующих излучений (единичные сбои, защелкивания, пробой затвора, эффекты ионной дозы, эффекты импульсного облучения и др.).

И, наконец, в последнем четвертом разделе главы приведены методики и конкретные экспериментальные результаты исследований и испытаний образцов элементной базы КМОП БИС на КНИ-структурах.

Здесь же представлены конкретные рекомендации разработчикам по выбору оптимальных конструктивно-технологических решений ячейки КНИ ОЗУ, устойчивой к импульсам излучения большой мощности.

9.1. Радиационно-стойкие КМОП БИС на основе КНИ структур

Технология КНИ стала привлекать к себе большое внимание с момента сообщения фирмой IBM в 1998 году об успешном освоении производства семейства микропроцессорных БИС с использованием КНИ структур. Некоторые производи-

тели полупроводниковых схем, такие как Motorola, последовали примеру IBM и также начали осваивать производство некоторых изделий на основе КНИ структур [4]. В то же время другие главные производители электронной техники из США, такие как Intel и AMD, попробовали использовать КНИ структуры вместо пластин объемного кремния в производстве микропроцессорных БИС, но в настоящее время приостановили эти работы. Большинство компаний разрабатывают КНИ продукты для маломощных и низковольтных применений, однако наибольшие преимущества достигаются при использовании КНИ технологии для производства изделий специального назначения для работы в условиях воздействия ионизирующего облучения и высокой температуры.

Радиационно-стойкие КНИ схемы изготавливаются, как правило, с использованием частично обедненных МОП транзисторов. Причиной этого является тот факт, что при воздействии ионизирующего облучения происходит образование зарядов в толстом слое изолирующего захороненного окисла (Buried Oxide – BOX). Это влияет на пороговое напряжение в полностью обедненных приборах, что очень нежелательно для радиационно-стойких применений. Благодаря последним разработкам стало возможным изготавливать радиационно-стойкие полностью обедненные приборы. Список компаний США, производящих радиационно-стойкие КНИ схемы, приведен в табл. 9.1 [5]. Лидирующие позиции занимает в этой сфере компания Honeywell.

Американское космическое агентство NASA поддерживает исследования в области технологии КНИ за способность КНИ БИС выдерживать радиацию, а также низкие и высокие температуры в космическом пространстве. Технология КНИ является главным кандидатом для применения в цифровых и смешанных сигнальных устройствах и схемах. Она включает малые размеры устройств (0,18–0,25 мкм) и малое рассеивание энергии, а потенциал для устойчивости к радиации представляет большой интерес для разработчиков систем специального назначения для космического применения. Отдельный интерес представляет возможность работы этих устройств при низких температурах (–100 °C) для применения на марсианской поверхности и при криогенных температурах для применения в инструментах и сенсорах. Полет к Меркурию потребует высокотемпературную электронику, а полет к одной из лун Юпитера Европе потребует от космического корабля возможность выдержать полную дозу в 100 Мрад. Целью разработок технологий КНИ для космических применений является полное технологическое моделирование и описание КНИ процесса в прямом сотрудничестве с MIT/Lincoln Labs, Honeywell, Allied Signal и National Security Agency (NSA) [5].

Таблица 9.1. Радиационно-стойкие и высокотемпературные схемы, производимые в США на основе КНИ структур

Компания	Частично/полностью обедненные МОП транзисторы	Основное применение
Synova	Частично обедненные	Радиационно-стойкие БИС
Honeywell	Частично обедненные	Высокотемпературные, радиационно-стойкие БИС
Peregrine	Полностью обедненные	Радиационно-стойкие БИС
Lincoln Lab	Полностью обедненные	Маломощные радиационно-стойкие БИС

Описание будет использовать упрощенный процесс, структуры для теста на надежность и существующие схемы с дизайном, подходящим для процесса изготовления и оценки надежности. Результат этих оценок предоставит необходимую информацию для инженеров-разработчиков и разработчиков схем, относящуюся к характеристикам и ограничениям этой технологии для радиационно-стойких применений. Дополнительная выгода также будет получена при создании технологического процесса изготовления БИС в КНИ структурах и получения информации по характеристикам надежности, желаемой промышленными партнерами, и это также чрезвычайно выгодно для будущих применений в NASA.

Фирма Synova разработала радиационно-стойкий (1 Мрад) 32-битный процессор, названный Mongoose-V [6]. Mongoose-V является радиационно-усиленным MIPS R3000 32-битным микропроцессором, который изготовлен по КМОП КНИ технологии. Отдельный чип представляет собой высокоинтегрированное устройство для многих процессорных применений в космическом корабле, таких как интегрированные в инструменты контроллеры. Mongoose-V включает в себя кэш-память на кристалле, периферийные функции на кристалле и полную аппаратную поддержку IEEE-754 плавающей запятой. Разработка Mongoose-V спонсировалась NASA Goddard Space Flight Center. Mongoose-V имеет устойчивость к полной поглощенной дозе в 1 Мрад и линейную передачу энергии (LET) больше 80 МэВ·см^{2}мг$^{-1}$, что делает его виртуально свободным от эффектов единичных сбоев (SEU) и представляет особый интерес для космических применений.

В настоящее время Lincoln Laboratory завершила работы над полностью обедненным КНИ процессом для маломощных применений, где получены пороговые напряжения в 400 мВ и напряжения питания в 900 мВ. Минимальная длина затвора – 0,18 мкм и толщина кремниевой пленки – 50 нм. Исток и сток покрыты силицидом, и используется 3 слоя металла. Процесс характеризуется диэлектрической меза-изоляцией. Боковые стенки островков кремния окислены, и используется имплантация ионов бора для борьбы с боковыми утечками после роста окисла (n-типа для p-канальных приборов, и p-типа для n-канальных транзисторов). Эта имплантация требует двух масок. Ключевым параметром для улучшения радиационной стойкости было уменьшение толщины окисла на боковых стенках с 25 до 8 нм. На рис. 9.1 представлены допороговые характеристики КНИ МОП транзисторов, изготовленных Lincoln Laboratory с различной толщиной окисла на боковых стенках кремниевых островков [7].

Хорошо видно, как уменьшение толщины окисла на боковых стенках с 25 до 8 нм привело к серьезному увеличению стойкости допороговой характеристики к воздействию облучения. Дальнейшие улучшения в процессе сделали возможным уменьшить пороговое напряжение для дозы в 1 Мрад (Si) до менее чем 140 мВ. Полностью обедненный КНИ КМОП процесс Lincoln Laboratory разработан в сотрудничестве с организациями, занимающимися радиационной стойкостью, такими как NASA Jet Propulsion Lab, Honeywell и Rockwell, а также компаниями, занимающимися маломощными высокоскоростными схемами, такими как Lucent, Boeing и DEC. Низкая мощность и высокоскоростные характеристики КНИ КМОП процесса были продемонстрированы при помощи схемы тестового компрессионного приемника, изображенного на рис. 9.2, где рабочие частоты в 0,55 и

1 ГГц были достигнуты при напряжениях питания 1,1 и 2 В, соответственно. Совсем недавно Lincoln Laboratory сообщила об изготовлении суб100 нм полностью обедненных МОП КНИ транзисторов [8].

Фирма Peregrine Semiconductor разработала и выпустила высокопроизводительную интегральную схему на базе запатентованного коммерческого Ultra Thin Silicon (UTSi®) КМОП/КНС техпроцесса [5]. Предлагая отличные преимущества в интеграции, скорости, энергопотреблении, линейности и стоимости, UTSi® процесс на основе КНС (кремний-на-сапфире) материала – очень перспективный техпроцесс для изделий беспроводных и спутниковых коммуникаций. Процесс UTSi® использует LOCOS изоляцию между приборами и последующую имплантацию бора в стенки n-МОП приборов.

Малое время жизни неосновных носителей заряда в КНС обеспечивает отличную устойчивость к SEU, а использование сапфирового материала под активным слоем кремния в комбинации с p^+-легированными боковыми стенками n-канальных приборов обеспечивает хорошую устойчивость к полной дозе. Конструкция радиационно-стойкого МОП транзистора, разработанного фирмой Peregrine Semiconductor, представлена на рис. 9.3.

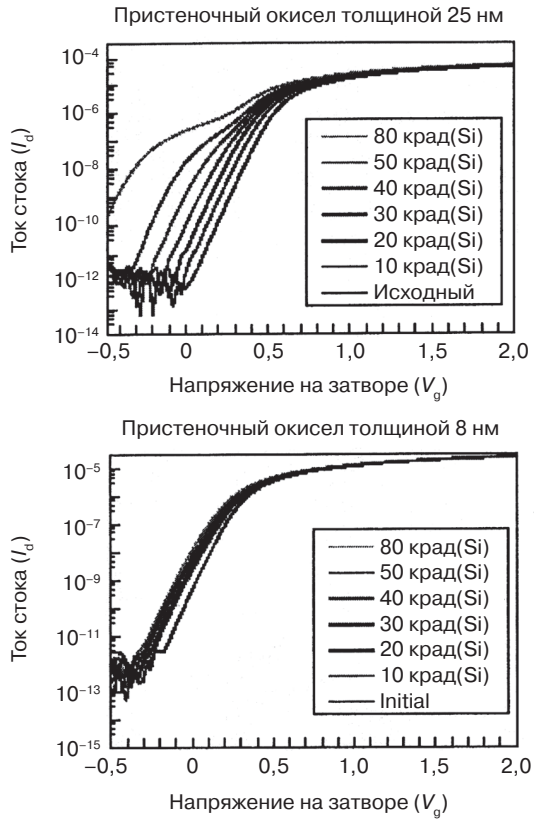


Рис. 9.1. Улучшение стойкости к дозе, вызванное уменьшением толщины окисла на боковых стенках

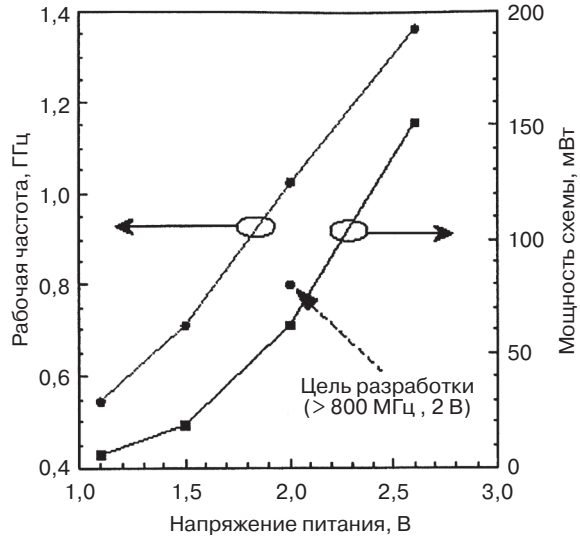


Рис. 9.2. Быстродействие и мощность схемы компрессионного приемника, изготовленного по технологии 0,25 мкм КНИ КМОП

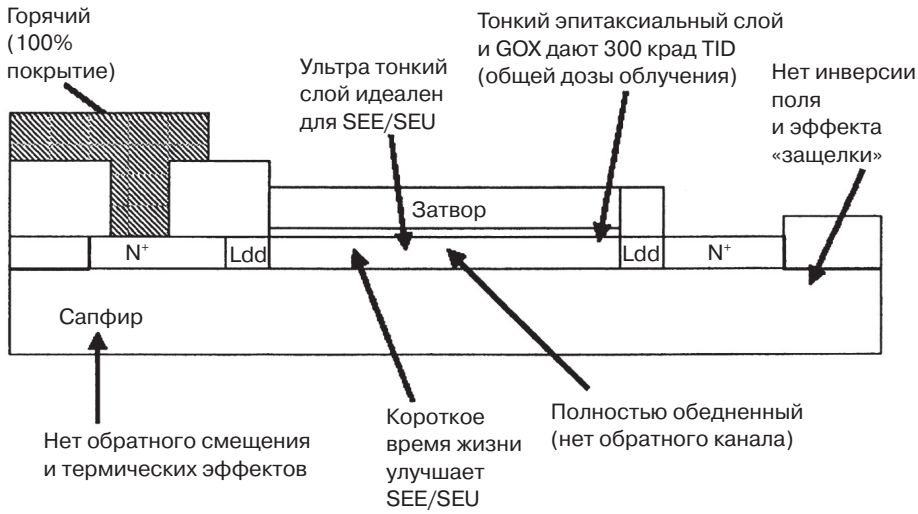


Рис. 9.3. Профиль UTSi® структуры с обозначением некоторых радиационных особенностей

UTSi® процесс был изначально разработан для производства радиочастотных схем мобильных и спутниковых коммуникаций. Интегральные схемы производства Peregrine в настоящий момент используются в мобильных продуктах Qualcomm, Samsung, Alcatel, NEC, Sony и т.д. В 1999 году Peregrine Semiconductor заявила на конференции Nuclear Space and Radiation Effects Conference (NSREC), что они начинают разработку и производство радиационно-стойких схем, включая FPGA, SRAM, EEPROM, DSP и АЦП. На рис. 9.4 и 9.5 приведены зависимости тока сто-

ка от напряжения на затворе n- и p-канальных 0,5 мкм UTSi® приборов. Сдвиг порога после облучения дозой в 100 крад(Si) составляет менее 50 мВ, и увеличение тока утечки (< 100 пА/мкм) после облучения почти незаметно [5].

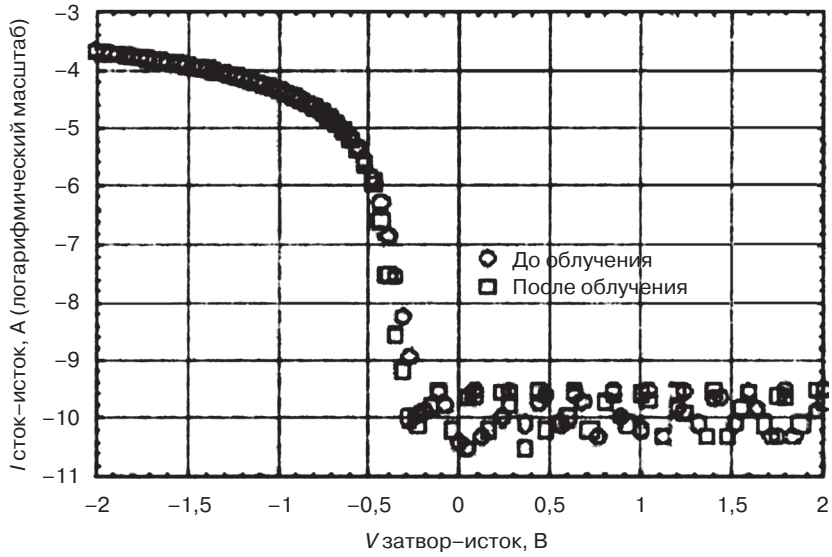


Рис. 9.4. Зависимость $\log(I_D(V_G))$ UTSi n-канального транзистора с W/L = 3 мкм/0,5 мкм до и после облучением в 100 крад(Si). $V_{ЗИ}$ = 3 В в процессе облучения

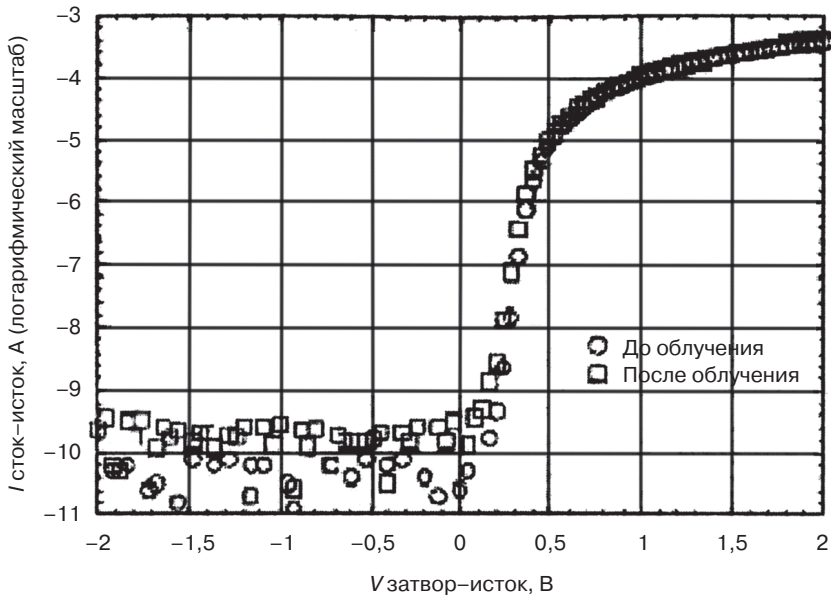


Рис. 9.5. Зависимость $\log(I_D(V_G))$ UTSi p-канального транзистора с W/L = 3 мкм/0,5 мкм до и после облучением в 100 крад(Si). $V_{ЗИ}$ = –3 В в процессе облучения

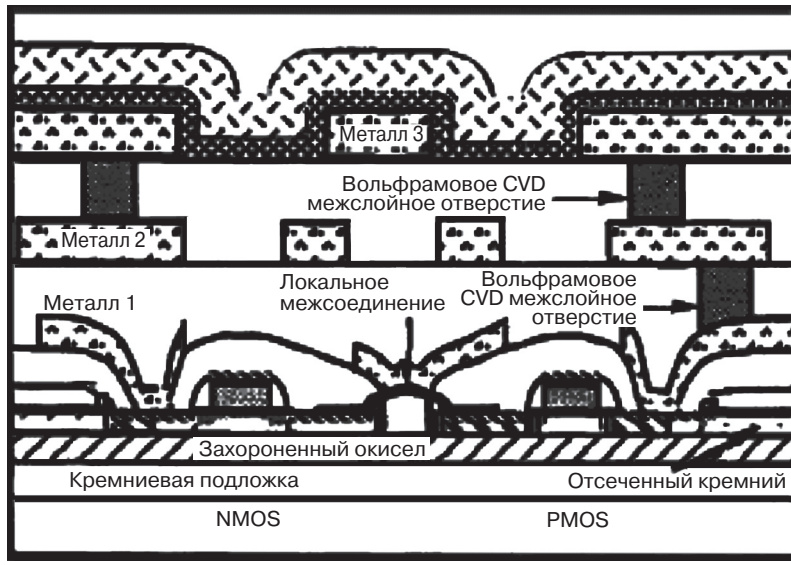


Рис. 9.6. Конструкция КНИ КМОП вентиля, изготавливаемого по технологии SOI RICMOS-IVTM CMOS

Наиболее значимые результаты в разработке и производстве радиационностойких БИС ОЗУ на основе КНИ структур получены фирмой Honeywell, которая разработала семейство КНИ БИС, включающих 256k ROM, 4 M SRAM и 16 M SRAM БИС [9, 10]. Основные характеристики некоторых КНИ БИС приведены в приложении А. Процесс производства КМОП КНИ БИС достаточно традиционен и использует частично обедненные КНИ полевые МОП транзисторы. Техпроцесс фирмы Honeywell для производства КМОП БИС 1M SRAM разработан специалистами центра Honeywell Solid State Electronics Center (Plymouth, MN 55441, США), и его некоторые особенности [11] состоят в следующем. Исходными подложками являются КНИ структуры, полученные по технологии SIMOX с имплантацией кислорода на энергии 190 кэВ. КНИ структуры были подвергнуты отжигу при температуре 1325 °С, что обеспечило получение захороненного окисла толщиной 370 нм и пленки кремния толщиной 190 нм. Для проведения по технологическому процессу отбираются КНИ пластины с плотностью поверхностных дефектов менее 0,2 $см^{-2}$, плотностью HF дефектов менее 1 $см^{-2}$ и уровнем легирования пленки менее $2 \cdot 10^{16}$ $см^{-3}$. На рис. 9.6 представлено сечение структуры КМОП вентиля, сформированного в КНИ структуре с использованием КМОП технологии с нормами проектирования 0,7 мкм. Этот процесс называется на фирме Honeywell SOI RICMOS-IVT CMOS процесс.

В процессе SOI RICMOS-IVT CMOS фирмы Honeywell карманы n-типа и p-типа проводимости создаются методом имплантации для получения частично обедненных областей под n^+-типа поликремниевыми затворами n-канальных МОП транзисторов и встроенных каналов p-канальных МОП транзисторов. Внутри карманов для изоляции используются как окисел, так и p-n переходы. Между карманами используется окисная изоляция. В работах [8, 9], опубликованных в

открытой печати, сообщается, что для предотвращения токов утечки в паразитных элементах была разработана специальная конструкция ячейки памяти, которая обеспечивает стойкость до 2 Мрад по полной дозе в температурном диапазоне от –55 до 125 °С и устойчивость к импульсному излучению не менее 10^{12} рад/с. Эффективная длина каналов МОП транзисторов составляла 0,55 мкм. Используются щелевая окисная изоляция и три уровня металлизации. Ячейка памяти имеет площадь $10{,}2 \times 8{,}4$ мкм^2 при использовании шага 2 мкм и размеров контактов 1 мкм. Области поликремния и контактов исток и сток покрыты силицидом титана. Размер кристалла SRAM 1M составляет $4{,}44 \times 4{,}47$ мм ^{2} [11].

Образцы n-канальных МОП транзисторов с шириной канала 10 мкм и длиной канала 0,7 мкм были подвергнуты облучению гамма квантами. На рис. 9.7 представлены зависимости порогового напряжения верхнего затвора от полной дозы. Сдвиг порогового напряжения не превышает 100 мВ при дозе 1 Мрад.

На рис. 9.8 представлены зависимости порогового напряжения нижнего затвора от дозы облучения. Сдвиг порогового напряжения нижнего затвора не превышает 20 В при дозе 1 Мрад. После облучения до дозы 1 Мрад пороговое напряжения нижнего затвора более 10 В, что вполне достаточно дл устойчивой работы МОП n-канальных транзисторов при напряжении питания 5 В. При исследованных n-канальных МОП транзисторов не установлено увеличения токов утечки после облучения с дозой 1 Мрад.

Исследования кольцевых генераторов показали, что время задержки переключения КМОП вентилей, состоящих из МОП транзисторов с длиной канала 0,7 мкм и шириной канала 3 мкм, составляло 120 пс. В температурном диапазоне от –55 до 125 °С время переключения БИС 1М СОЗУ было от 17 нс до 25 нс. Данные по токам потребления в состоянии покоя БИС 1М СОЗУ представлены на рис. 9.9.

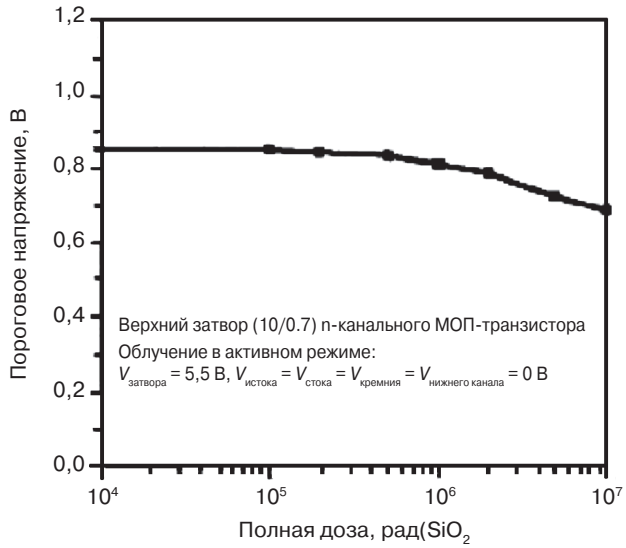


Рис. 9.7. Пороговое напряжение верхнего затвора n-канального МОП КНИ транзистора в зависимости от дозы облучения

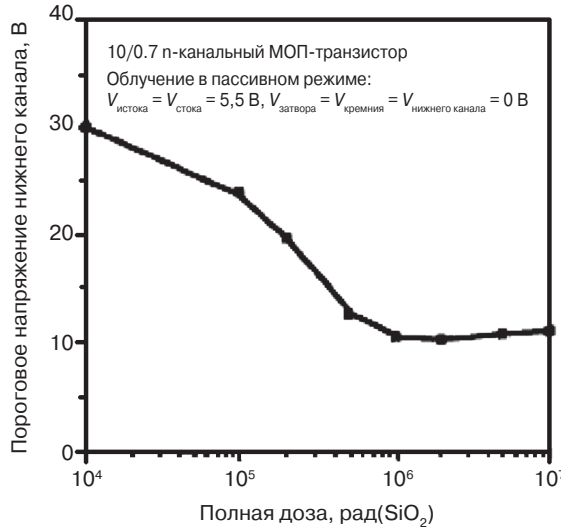


Рис. 9.8. Пороговое напряжение нижнего затвора n-канального МОП КНИ транзистора в зависимости от дозы облучения

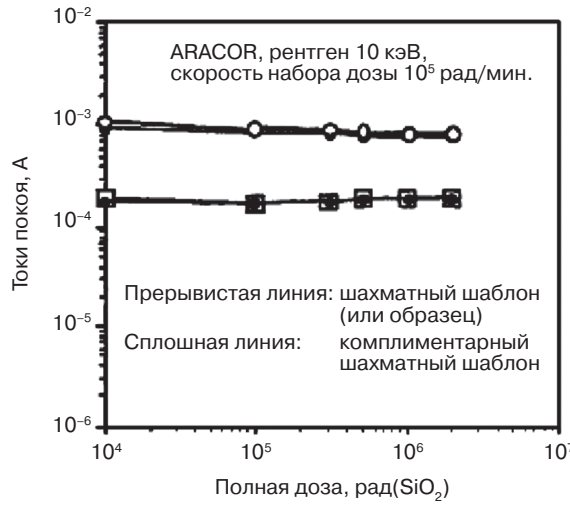


Рис. 9.9. Токи потребления в состоянии покоя КНИ БИС 1 М СОЗУ фирмы Honeywell

Honeywell и Motorola объявили о совместной разработке радиационно-стойкого Power PC микропроцессора для аэрокосмических применений [10].

В последние двадцать лет лидирующие позиции по производству радиационно-стойких БИС для военных и космических применений в США занимает фирма Honeywell. Семейство радиационно-стойких изделий этой фирмы в настоящее время включает КМОП БИС ЗУ, БИС ЗУ с магнитными ячейками памяти, а также заказные БИС (ASIC) [13, 14]. Для изготовления радиационно-

стойких БИС фирма Honeywell использует в настоящее время три базовых технологии с проектными нормами 0,7 мкм, 0,35 мкм и 0,15 мкм. Вместо объемных пластин кремния используются КНИ структуры, что обеспечивает устойчивость к полной дозе не менее 1 Мрад(Si), стойкость к импульсному излучению с мощностью дозы не менее 10^{12} рад(SiO_2)/с и устойчивость к единичным сбоям (SEU) не хуже 10^{-11} ошибок/бит/день. По сравнению с объемными пластинами кремния, КНИ структуры имеют примерно в 10 раз меньший объем активных областей кремния, в котором происходит накопление радиационных дефектов, и поэтому КНИ КМОП БИС в меньшей степени требуют использования специальных схемотехнических решений для удержания логического состояния ячейки памяти неизменным при облучении. Эта конструктивная особенность МОП транзисторов в КНИ структурах дополняется соединением кармана транзисторов с подложкой КНИ структур, что обеспечивает еще большую стойкость к воздействию ионизирующего излучения. Для достижения повышенной стойкости КМОП БИС в распоряжении проектировщика в библиотеке проектирования имеются специальные структурные блоки, которые обеспечивают задержку переключения ячеек памяти до полной рекомбинации зарядов, образовавшихся при облучении.

Три года назад [15] фирма Honeywell усовершенствовала радиационно-стойкий технологический процесс производства БИС с нормами проектирования 150 нм на базе КНИ структур. Эта технология разработана в результате совместного проекта центра Honeywell Solid State Electronics Center (SSEC) и фирмы Synopsys. Финансирование проекта осуществлялось Министерством Обороны США (U.S. Department of Defense) в рамках программы «Radiation Hardened Microelectronics Accelerated Technology Development» по контрактам «DTRA01-03-D-0018-0001» и «AFRL Agreement F33615-02-9-5325», направленным на разработку и производство радиационно-стойких субмикронных БИС, в частности, заказных БИС (ASIC). В результате выполнения этого совместного проекта удалось разработать технологию производства заказных радиационно-стойких БИС, содержащих более 15 млн вентилей на кристалл и имеющих рабочую частоту 500 МГц. Такие параметры ранее достигались только в гражданских БИС. Успех в получении этих результатов оказался возможным благодаря использованию улучшенных методов проектирования, основанных на использовании таких платформ проектирования компании Synopsys, как Galaxy™ Design и Discovery™ Verification, которые были применены для субмикронного 150 нм процесса фирмы Honeywell. По сравнению с технологией на объемном кремнии разработанный технологический процесс с нормами проектирования 150 нм и с использованием КНИ структур обеспечивает кроме высокой радиационной стойкости также и такие серьезные технические и экономические преимущества, как уменьшение на 30% потребляемой мощности, увеличение на 20% рабочей частоты, увеличение на 15% плотности упаковки элементов и уменьшение на 4–6 дБ перекрестных помех.

Характеристики некоторых КНИ схем производства Honeywell и их устойчивость к полной дозе облучения, частоте одиночных сбоев (SEU) и к импульсному ионизирующему излучению (ИИИ) представлены в табл. 9.2.

Таблица 9.2. Некоторые радиационно-стойкие КМОП БИС фирмы Honeywell

Тип БИС ЗУ	**256 K SRAM 1 M SRAM 5–20 M SRAM**	**4 M SRAM 16 M SRAM**	**4 M SRAM 16 M SRAM ASIC**
Технология	RICMOS SOI-IV	RICMOS SOI-V	RICMOS SOI-VII
Длина канала топологическая, $L_{топ}$ (μm)	0,7	0,35	0,15
Длина канала эффективная, $L_{эф}$ (μm)	0,6	0,3	0,11
Напряжение питания, В	5,0/3,3	3,3/2,5	1,8
Площадь ячейки, мкм^2	86	33	7
Стойкость к полной дозе, МРад(Si)	1	1	1
Стойкость к единичным сбоям, SEU (ошибок/бит/день)	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}
Стойкость к импульсному излучению, Рад(Si)/сек	10^{12}	10^{12}	10^{12}
Динамическая мощность, мВт/МГц	25	18	5
Потребляемая мощность в состоянии покоя, мВт	10	15	11

9.2. Воздействие ионизирующего облучения на кремний и двуокись кремния

Закономерности действия облучения на твердые тела изложены в многочисленных монографиях и обзорах, например [16, 17], суть которых сводится к следующему. При прохождении частиц высоких энергий через твердые тела основными механизмами торможения являются упругие столкновения с ядрами (ядерные потери) и неупругие столкновения с электронами (ионизационные потери). Ядерный механизм доминирует при низких скоростях частиц (например, ионов). В этом случае передача энергии атомам мишени происходит благодаря упругим столкновениям – налетающая частица передает свою энергию ядрам (атомам) мишени в упругих столкновениях. Электронный механизм доминирует при высоких скоростях (энергиях) частиц и при облучении гамма-квантами. Торможение в данном случае определяется возбуждением и ионизацией электронов среды.

При достаточно высоком значении энергии налетающей частицы происходит смещение атома мишени из равновесного (узлового) положения, что приводит к возникновению междоузельного атома и вакансии (пары Френкеля). Образование дефектов продолжается, пока энергия окажется ниже пороговой энергии образования смещенного атома. В результате образуется определенное число дефектов Френкеля. Увеличение интенсивности облучающего потока ведет к более высоким плотностям создаваемых дефектов, т.е., эффективность образования пар Френкеля возрастает.

9.2.1. Радиационные эффекты в кремнии при облучении

9.2.1.1. Радиационные дефекты, их комплексы и кластеры

Образовавшиеся в результате облучения собственные точечные дефекты обладают высокими коэффициентами диффузии даже при комнатных температурах [18]. Причем приводимые в литературе значения коэффициентов диффузии вакансий

имеют большой разброс [19]. Такой разброс авторами объясняется тем, что в различных зарядовых состояниях вакансии обладают разными энергиями миграции. Следует отметить, что исключительная подвижность вакансий и междоузельных атомов, а также процессы образования дефектных ассоциаций между собой и с другими несовершенствами структуры создают большие трудности при изучении свойств этих дефектов.

Другим классом радиационных дефектов являются дефектные комплексы, которые возникают в результате взаимодействия точечных дефектов как друг с другом, так и с другими примесями (легирующими и неконтролируемыми). Основными электрически активными центрами, образующимися в Si после облучения ионами, являются комплексы вакансия–кислород (VO или А-центры) с энергией ионизации $E_c = 0{,}17$ эВ, дивакакансии (V2), которые вводят в запрещенную зону уровни энергии $E_c = 0{,}23$ эВ, $E_c = 0{,}39$ эВ, $E_v = 0{,}21$ эВ, а также комплексы вакансии с элементами V-й группы, наиболее известный из которых – комплекс вакансия–фосфор (VP или Е-центр) с уровнем энергии $E_c = 0{,}44$ эВ [16]. При взаимодействии компонентов пар Френкеля с примесью возможно изменение положения примеси в решетке: вытеснение узловой примеси в междоузельное положение собственным междоузельным атомом (эффект Уоткинса) и растворение междоузельной примеси в радиационно-введенных вакансиях, аннигиляция вакансий и междоузельных атомов при последовательном захвате их на атом примеси (на центр аннигиляции). Большинство дефектов междоузельного и вакансионного типа отжигаются при температурах до 5000 °С [19].

Эффективность введения дефектных комплексов на начальной стадии накопления дефектов пропорциональна дозе облучения. При достаточно больших дозах облучения наступает насыщение концентрации тех или иных комплексов. Причинами этого эффекта могут быть следующие [16]:

1) истощение примеси, входящей в комплекс;

2) термическая диссоциация комплекса (при достаточно больших температурах);

3) акты аннигиляции вакансий и междоузельных атомов на примеси.

Уменьшение скоростей введения дефектов имеет место при увеличении интенсивности облучения за счет аннигиляции компонент пар Френкеля. При рассмотрении эволюции радиационных дефектов, образованных в каскаде смещений, необходимо учитывать следующие процессы [20–22]:

1) диффузию вакансий и междоузельных атомов;

2) объединение вакансий и междоузлий в комплексы;

3) рекомбинацию вакансий и междоузлий;

4) отжиг сложных дефектов, их диффузию и перестройку.

Процессы накопления в зоне смещений определяются в основном конкуренцией процессов 1–3.

В случае высоких энергий и массы бомбардирующих частиц возрастает (например, нейтроны или ионный высоких энергий) энергия, переданная выбитому из узла атому решетки. Атом отдачи в результате вторичных столкновений создает большое количество вакансий и междоузельных атомов. В результате совокупность точечных дефектов в малом локальном объеме образует протяженный дефект со специфичными свойствами (разупорядоченная область). Предполагается, что разупоря-

доченные области (РО) состоят из центральной зоны, обогащенной вакансиями, и окружающей ее оболочки, насыщенной междоузельными атомами [21, 22]. При перекрытии РО могут образоваться разупорядоченные и аморфные слои. Переход в аморфное состояние может осуществляться несколькими путями:

1) формирование аморфных областей непосредственно в отдельной РО;
2) взаимодействие (перекрытие) различных РО, приводящее к их перестройке, укрупнению и формированию аморфных областей;
3) стоком и накоплением дефектов одного вида (вакансий или междоузельных атомов) вблизи нарушенной имплантацией области в кристалле.

Необходимым условием аморфизации по любому из выбранных механизмов является пространственное разделение в этой области вакансий и междоузельных атомов. Кристаллизация аморфного слоя происходит при температурах 600–7000 °С.

При последующей термообработке облученного материала в результате объединения простых дефектов либо под воздействием механических напряжений, возникающих вокруг радиационных нарушений, часто образуются линейные дефекты – дислокации или дислокационные петли, стержнеобразные дефекты. Эти крупные линейные дефекты состоят из междоузельных атомов. Стержнеобразные дефекты отжигаются при $T = 800–9000$ °С, а дислокационные петли еще при более высоких температурах (> 10 000 °С) [16, 17].

9.2.1.2. Особенности дефектообразования в кремнии и поликремнии, облученном импульсами гамма-квантов

Вероятность непосредственного взаимодействия гамма-квантов с ядрами атомов мала. Обычно возникновение радиационных дефектов при гамма-облучении связано с процессами, в которых образуются быстрые электроны: фотоэффектом, эффектом Комптона и рождением электронно-позитронных пар. В области энергий гамма-квантов менее 5 МэВ преобладает эффект Комптона. Например, при облучении гамма-квантами Co^{60} с энергией 1,25 МэВ комптоновское рассеяние образует электроны с энергией 0,59 МэВ. Далее расчет количества смещенных атомов сводится к расчету дефектов, введенных электронами. Поэтому действие облучения гамма-квантами близко к облучению электронами, и при энергии менее 5 МэВ облучение гамма-квантами создает в кремнии лишь точечные дефекты. Скорости формирования дефектов зависят не только от энергии гамма-квантов, но и от примесного состава кремния. Скорость введения дефектов (и удаления носителей) в кремнии с удельным сопротивлением 2–50 Ом·см, легированном фосфором, при облучении гамма-квантами Co^{60} составляет $\Delta n/\Delta \Phi \sim (7–14) \cdot 10^{-4}$ см$^{-1}$ [23]. Увеличение уровня легирования кремния приводит к снижению скоростей введения дефектов благодаря их аннигиляции на атомах примеси.

Процессы аннигиляции компонентов пар Френкеля и образования вторичных дефектов зависят от количества одновременно введенных дефектов. Импульсное облучение по мере увеличения интенсивности импульса приводит к возрастанию доли аннигилирующих первичных дефектов и снижению скоростей формирования вторичных дефектных комплексов. Причинами данных изменений являются увеличение концентраций компонентов пар Френкеля и нагрев полупроводника за счет поглощенной энергии.

Переход от кремния к поликристаллическому кремнию благодаря наличию границ между зернами приводит к следующим особенностям процесса накопления дефектов:

(1) геттерирование дефектов на границах изменяет скорости введения дефектов и, соответственно, скорости удаления свободных носителей заряда;
(2) механические напряжения вблизи границ также являются фактором, изменяющим скорости удаления свободных носителей.

9.2.2. Свойства границы раздела Si/SiO_2

9.2.2.1. Общие сведения о строении SiO_2

Структурной основой всех кристаллических и аморфных модификаций SiO_2 является кремний-кислородный тетраэдр SiO_4. Длина связи в различных модификациях окисла меняется от 0,160 до 0,163 нм, а тетраэдрический угол –O–Si–O– остается практически постоянным ~ 109° [24]. Последнее обстоятельство свидетельствует о сохранении ближнего порядка при переходе от кристаллических к аморфным модификациям окисла. Аморфные пленки, выращиваемые термическим окислением, в основном стехиометричны по составу, за исключение приграничных с полупроводником областей. Средний угол между кремний-кислородными тетраэдрами составляет в таких пленках 147 ± 17°. Считается, что в аморфных окисных пленках возникают кольцеобразные структуры, ориентированные параллельно поверхности кремния [10]. Они играют важную роль в миграции примесных атомов.

Основными и надежно идентифицированными точечными дефектами в диоксиде кремния являются кислородные вакансии, так называемые E'_1-центры [26]. E'_1-центры возникают в окислах при прогревах в высоком вакууме [27], облучении высокоэнергетичными частицами (нейтроны, электроны, ионы, γ-лучи) [28, 29]. Концентрация E'_1-центров, как правило, существенно возрастает при приближении к границе с кремнием, что связываеся с меньшей радиационной стойкостью стехиометрически нарушенного слоя SiO_x. Еще одним достаточно хорошо изученным центром системы Si/SiO_2 являются p_b-центры [30]. Существует две разновидности центра [31, 32]: p_{bo}-центры, которые принадлежат атомам кремния, связанным с тремя соседними атомами кремния ($_3Si{\equiv}Si^*$), и p_{b1}-центры, в которых трехкоординированные атомы кремния связаны с двумя соседними атомами кислорода ($_2OSi{\equiv}Si^*$). На характер распределения неспаренного электрона p_b-центра оказывает сильное влияние окружение центра. Отсюда сильная зависимость параметров p_b-центров от условий обработки поверхности, режимов отжигов и т.д.

Существенное влияние на структуру, оптические и электрические свойства пленок окисла оказывают примесные дефекты. Они возникают практически на всех стадиях создания МОП структур, начиная с окисления кремния и кончая нанесением металлического электрода. Прежде всего, остановимся на роли молекул воды. Они присутствуют на поверхности кремния, в окислительной атмосфере в случае влажного окисления. Считается, что молекулы воды диффундируя через окисел, взаимодействуют с сеткой кремний-кислородных тетраэдров. В результате про-

исходит разрыв перенапряженных силоксановых связей и образование гидроксильных групп. При взаимодействии молекул воды с кислородными вакансиями возможно образование гидроксильных и гидридных групп. Гидридные группы приводят к значительному искажению структуры диоксида кремния вследствие изменения углов и длины связей в кремний-кислородных тетраэдрах [33]. Электрофизические исследования говорят о важной роли этих группировок в захвате зарядов, протекающих через окисел. Встроенный заряд в окислах, выращенных влажным и сухим окислением, резко отличается.

Не менее важную роль в окисле играет водород. Хофстейнн [19] одним из первых предположил, что протоны играют основную роль в формировании положительного подвижного заряда в оксиде, ответственного за нестабильность характеристик МДП структур. Исследования электрофизических характеристик МОП транзисторов позволили авторам [35] определить подвижность протонов в структуре Si/SiO_2. Она составила 10^{-10}–$2 \cdot 10^{-8}$ $см^2В^{-1}с^{-1}$ в зависимости от относительной влажности окисла. Предэкспоненциальный множитель и энергия активации диффузии протонов в окисле составляют $5{,}6 \cdot 10^{-4}$ $см^{-4}с^{-1}$ и 0,75 эВ [36].

Следующую группу примесных дефектов, играющих важную роль в определении свойств оксида, составляют ионы щелочных металлов, и в первую очередь ионы натрия. Часть ионов натрия образует ионные соединения с немостиковым кислородом $\equiv Si{-}O^{-}{-}Na^{+}$ [37], эта часть ионов неподвижна. Константа и энергия активации ионов натрия ($12{,}5 \cdot 10^{-3}$ $см^{-4}с^{-1}$ и 0,87 эВ) не сильно отличаются от соответствующих величин для протонов [36]. Подвижность ионов натрия в электрическом поле описывается выражением $4{,}6\exp(0{,}63/kT)$ $см^2В^{-1}с^{-1}$, что соответствует величинам 10^{-11}–10^{-8} $см^2В^{-1}с^{-1}$ при напряженности поля $2 \cdot 10^5$ В/см и температурах 300–460 К. С ростом ионного радиуса подвижность ионов падает в ряду Na^+, K^+, Cs^+ и т.д. [36]. Таким образом, ионы натрия, как и протоны, ответственны за дрейфовую нестабильность МОП приборов.

9.2.2.2. Электронная структура SiO_2

Многообразие кристаллических и аморфных модификаций диоксида кремния дает основу для различия конкретных параметров формируемых окислов. Так, ширина запрещенной зоны окисла для непрямых переходов лежит в интервале 6,9–9,8 эВ [36]. Теоретические оценки показывают, что дефектные состояния и, в частности, изменение углов – O–Si–O – приводят к появлению хвостов у потолка валентной зоны и дна зоны проводимости оксида и к изменению положения потолка валентной зоны [38, 39]. Протяженность этих хвостов несет информацию о степени разупорядочения окисной пленки. Для окисной пленки, полученной окислением во влажном кислороде, протяженность хвостов состояний от дна зоны проводимости и у потолка валентной зоны составляет соответственно 0,5 и 0,2 эВ [40, 41]. Протяженность хвостов существенно меняется в процессе гидратации окисла, легирования и воздействия излучения [25]. Для высокоомного кремния высота барьеров между кремнием и окисной пленкой для движения носителей составляет 4,5 и 5,4 эВ для зоны проводимости и валентной зоны, соответственно [36].

9.2.2.3. Строение и состав Si/SiO_2 границы

Используются два возможных подхода к описанию границы раздела Si/SiO_2:

1) резкая граница, включающая в себя не более монослоя переходного слоя;
2) плавный переход от кремния через SiO_x слой, содержащий кислородные вакансии к стехиометрически ненарушенному слою SiO_2.

Были предприняты попытки теоретически сопрячь структуру кремния с его собственным оксидом [42–44]. Пантелидес и Лонг [42] рассматривали контактирующий оксид в рамках модели случайной пространственной структуры (СПС) с легко варьируемыми углами между тетраэдрами. Херман [43] сочленил поверхности (100) кремния и (100) β-кристобаллита, отношение постоянных решетки, у которых примерно равно $\sqrt{2}$. Херман с помощью увеличения углов Si–O–Si на 45° получил идеализированную границу раздела, на которой половина атомов находится в координации 4, а половина – в координации 2 с двумя разорванными связями. Похожая модель предложена в [44]. Японские исследователи [43] в рамках модели резкой границы и приближении СПС оценили деформации, возникающие при сопряжении кристаллического кремния с его аморфным оксидом. Оказалось, что деформации убывают в ряду кристаллографических плоскостей (100), (110), (111).

Таким образом, даже теоретически трудно представить себе упорядоченную границу твердых фаз с различными параметрами структуры. Такое сочленение должно привести к появлению дислокаций несоответствия и существенной деформации валентных углов и длины связей. Возникающие при окислении флуктуации диффузионных потоков реагирующих веществ, присутствие в них паров воды и других примесей будут способствовать структурно и химически неоднородной граничной фазе. Исследования поперечного разреза Si/SiO_2 структуры с помощью микроскопии и/или спектроскопической эллипсометрии четко указывают на существование переходной фазы толщиной до нескольких нанометров [44]. Увеличение скорости окисления кремния приводит к возрастанию толщины переходного слоя [45], присутствию кластеров кремния в переходном слое [46] и/или высокой концентрации ступенек на поверхности кремния [47].

Огромное количество работ посвящено исследованию химического состава переходной области. Изучение профиля граничной фазы с помощью электронной Оже-спектроскопии указывает на присутствие в ней избыточной концентрации атомов кремния [47]. Однозначным выводом многочисленных исследований является нарушение по кислороду стехиометрии переходного слоя, т.е. SiO_x, где $x < 2$. Измеряя химические сдвиги ΔE пиков Si_{2P} с помощью рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии высокого разрешения [48] для разной толщины окислов, было получено, что в пределах 3 нм существует случайная сетка связей из 4-, 6-, 7-, 8-членных колец из тетраэдров. Таким образом, в переходном слое присутствуют комплексы Si_2O_3, SiO, Si_2O, определяющие недостаток кислорода в этой фазе. Переходной слой – наиболее дефектная область Si/SiO_2 структуры, в котором присутствует большое количество вакансий и оборванных связей.

При охлаждении окисленных пластин после окисления на их поверхности возникают значительные механические напряжения (сжатие в оксиде и растяже-

ние в кремнии). Считается, что основной причиной этих напряжений является разница в коэффициентах термического расширения кремния и его оксида. Внутренние деформации на межфазной Si/SiO_2 границе доходят до 1–2 ГПа [49]. При толщине окисла более 500 нм напряжения в кремнии и на границе пропорциональны толщине и действительно определяются только разностью коэффициентов термического расширения кремния и его оксида [50]. Для более тонких пленок величина деформации целиком определяется напряжениями в решетке самого кремния, зависящими от режимов окисления и охлаждения. Наличие деформаций в структуре Si/SiO_2, по данным [51], приводит к образованию микроскопических полостей, которые при охлаждении могут превращаться в макроскопические поры.

Классификация локализованных электронных состояний. Локализованные электронные состояния на Si/SiO_2 границы принято делить на четыре группы [36].

1. Медленные состояния диэлектрика. Они обладают аномально малыми сечениями захвата носителей ~ 10^{-27}–10^{-31} см^2. Характерное время релаксации заряда в таких состояниях – 10^3–10^4 с. Обмен носителями с кремнием осуществляется по надбарьерному механизму.
2. Медленные состояния границы раздела (МСГ). Они особенно характерны для реальных границ раздела. МСГ локализованы в пределах 1 нм от полупроводника в переходном SiO_x слое. Обмен носителями с полупроводником протекает по туннельному механизму. Сечения захвата для этих состояний 10^{-24}–10^{-26} см^2, что соответствует времени релаксации заряда 10^{-1}–10^{-2} с.
3. Быстрые состояния. Они локализованы в приповерхностной области самого кремния и обмениваются зарядами с его разрешенными зонами за время 10^{-4}–10^{-8} с. Сечения захвата для этих состояний 10^{-13}–10^{-19} см^2. Быстрые состояния аналогично примесям бывают донорные и акцепторные.
4. Рекомбинационные центры. Это быстрые состояния с незначительно отличающимися сечениями захвата электронов и дырок. Локализованы в кремнии.

Остановимся более подробно на быстрых поверхностных состояниях Si/SiO_2 границы. В настоящее время накоплен обширный экспериментальный материал по изучению спектров быстрых состояний, полученный с использованием методики эффекта поля, поверхностной фотоЭДС, емкостных методик. Вся совокупность полученных данных однозначно свидетельствует о квазинепрерывном спектре быстрых состояний. Плотность быстрых состояний существенно зависит от параметров материала, его обработки и режимов создания Si/SiO_2 границы. Но при всех обработках кремния квазинепрерывный характер спектра состояний сохраняется. Отсутствие структуры в спектрах быстрых состояний часто объясняют высокой плотностью уровней дефектов. Доминирующая роль квазинепрерывного спектра быстрых состояний, конечно, не исключает существования дискретных уровней в запрещенной зоне. Такие уровни возникают при радиационных воздействиях на Si/SiO_2 границу.

Основным и далеко не решенным является вопрос о природе быстрых ловушек. В качестве потенциальных центров быстрого захвата обычно рассматривают оборванные связи (p_{bo} и p_b-центры), вакансии, дивакансии и более сложные де-

фектные образования, а также примесные атомы. Детальные исследования p_{bo} и p_b-центров на Si/SiO_2 границе в зависимости от исходного кремния, режимов окисления и последующих отжигов [51] демонстрируют прямую корреляцию между концентрацией p_b-центров и плотностью быстрых состояний. Из совместных исследований CV характеристик МОП структур и атомного рельефа границы раздела авторы [52, 53] установили интересные корреляции между концентрацией ступенек на границе раздела Si/SiO_2. Авторы [54] считают, что наиболее вероятной основой быстрых состояний являются угловые атомы ступенек, т.е. p_b-центры. А в работе [55] показано, что плотность состояний на атомарно гладкой поверхности (111) кремния, на которой был нанесен окисел, снижается до значений плотности поверхностных состояний на границе с (100) Si.

На неупорядоченной Si/SiO_2 границе благодаря высокой концентрации флуктуационных полей энергетический спектр быстрых состояний приобретает коопреативные свойства, при этом индивидуальные свойства тех или иных дефектов структуры в значительной мере нивелируются. Овсюк и Ржанов [54] одними из первых высказали мысль, что квазинепрерывный характер спектра быстрых состояний связан с нарушениями симметрии атомного потенциала в приповерхностной области кристалла. Сильное влияние адсорбированных атомов и молекул на спектр быстрых состояний объясняется тем, что атомы и молекулы закрепляются вблизи наиболее сильных флуктуаций потенциала и тем самым сглаживают эти флуктуации. Большинство исследователей согласны с чисто флуктуационной природой мелких быстрых состояний вблизи разрешенных зон кремния, для создания которых достаточно флуктуации одиночных зарядов [55]. Гораздо более дискуссионным является вопрос о природе глубоких состояний. В этом случае необходимо появление флуктуаций с большой амплитудой, для создания которых необходимы кластеры заряженных центров, что само по себе маловероятно.

Поскольку плотность состояний играет важную роль в функционировании элементов интегральных схем, было предпринято большое количество поисков, направленных на снижение плотности состояний на Si/SiO_2 границе. Нейтрализация быстрых состояний путем адсорбции атомов водорода широко используется в настоящее время в технологии [56, 57]. Это достигается, в частности, насыщением оборванных связей. Согласно данным [58], они могут приводить к нейтрализации в приповерхностной области кремния таких активных акцепторов, как B, Al, Ga, In. Благодаря высокой проницаемости SiO_2 по отношению к атомарному водороду он может проникать к Si/SiO_2 границе и пассивировать дислокации в приграничной области кремния [59].

Однако эффекты пассивации имеют место только при относительно низких температурах (до 500 °C). Более высокие температуры отжига в атмосфере водорода вызывают дополнительную генерацию состояний на границе и увеличение положительного заряда в окисле [60, 61]. Генерация состояний на Si/SiO_2 границе также имеет место при выдержке под напряжением или облучении МОП структур [62]. Количество генерируемых центров на (100) Si/SiO_2 границе ниже [63]. Часто непосредственное взаимодействие водорода с дефектами границы приводит к образованию дополнительных состояний [64].

9.2.3. Воздействие ионизирующего облучения на диэлектрические слои

9.3.3.1. Введение объемного заряда в диэлектрик

Одним из основных процессов, происходящих в диэлектрическом слое при облучении, является накопление объемного заряда. Введение заряда приводит к сдвигу вольт-фарадных характеристик по напряжению. Генерация носителей заряда и их захват в окисле МОП структур изучались многими исследователями в течение нескольких десятилетий [63–68]. Были разработаны математические модели, которые описывают разные механизмы накопления заряда [64, 65]. Для случая SiO_2 заряд, вводимый при облучении, является чаще всего положительным, а для слоев Si_3N_4 – отрицательным. Величина накопленного заряда зависит от следующих факторов:

(1) технология получения диэлектрических слоев;
(2) вид, интенсивность и доза облучения;
(3) напряжение на диэлектрике во время облучения или величина и знак встроенного электрического поля.

В целом считается, что накопление заряда при облучении происходит за счет захвата носителей, создаваемых облучением за счет ионизации, на ловушки, уже существующие в диэлектрическом слое. При этом генерация носителей происходит равномерно во всем слое. Гамма облучение с энергиями порядка 2 МэВ является ионизирующим, т.е. способным генерировать носители и не способно смещать атомы диэлектрического слоя и разрывать регулярные связи. Однако в случае присутствия в диэлектрике напряженных связей с существенно более низкой энергией (например, дефекты пассивированные водородом) облучение может их разрывать и приводить к росту концентрации дефектов в диэлектрике [23]. Присутствие в окисле атомов переходных металлов увеличивает количество напряженных связей. Наличие в окисле гидроксильных групп OH^- уменьшает наведенный радиацией заряд, так как наличие радикалов уменьшает число деформированных связей введением немостиковых групп OH, которые связываются с O≡Si, заменяя деформированные связи. При облучении происходят разрыв Si–OH– и Si–O–H-связей и формирование локализованных OH– или Si–O-связей, обуславливающих донорный уровень E_v+ 0,48 эВ, на который будет захватываться отрицательный заряд. Появление ионов кислорода со свободной связью или атомов кислорода, связанных с примесью, также приводит к введению донорных уровней.

В случае присутствия при облучении внешнего или встроенного электрического поля происходит разделение носителей, генерируемых облучением и накоплением их вблизи границ диэлектрика в соответствии со знаком поля. В случае SiO_2 электроны дрейфуют к положительному электроду и, как правило, удаляются из диэлектрика. Таким образом, заряд, накопленный в диэлектрике, компенсирует приложенное или встроенное электрическое поле.

Доля носителей, аннигилирующих после генерации электронно-дырочных пар, зависит от интенсивности облучения и величины встроенного поля. Увеличение интенсивности облучения усиливает аннигиляцию.

По мере набора дозы облучения величина заряда в диэлектрике выходит на насыщение. Величина насыщения для качественного термического окисла с низ-

кой концентрацией напряженных связей составляет примерно $(1–2) \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$, и это значение достигается при дозе электронов или гамма квантов ~10^5 рад.

Пространственное распределение накопленного заряда зависит от технологии получения диэлектрика. Для термического окисла основная часть ловушек локализована вблизи границ диэлектрического слоя на расстоянии 50–70 нм.

В результате были разработаны способы увеличения радиационной стойкости микросхем на основе МОП транзисторов, такие как использование тонких окислов и составных диэлектриков ($SiO_2/Si_3N_4/SiO_2$) [66].

9.2.3.2. Образование быстрых поверхностных состояний

Экспериментально установлено, что при облучении на границе раздела кремний диэлектрик создаются новые поверхностные состояния. Образованием быстрых поверхностных состояний объясняются искажения вольт-фарадных характеристик (появление плато или пика на переходной области высокочастотной характеристики). Быстрые поверхностные состояния образуются за счет обрыва Si–O–Si связей, в результате образуются ненасыщенные связи трехвалентного кремния и немостикового кислорода. Введение поверхностных состояний связано с формированием P_b дефектов, которые по данным разных авторов дают уровни на расстоянии 0,30–0,40 эВ от разрешенных зон или вблизи середины запрещенной зоны. Наличие водорода в окисле подавляет введение поверхностных состояний при облучении.

9.2.3.3. Влияние радиации на проводимость диэлектрических слоев

В случае, если энергия частицы или фотона больше высоты потенциального барьера на границе диэлектрика с полупроводником или электродом, фототок может возникнуть вследствие инжекции носителей заряда из одного из электродов. Если энергия ионизирующего излучения больше ширины запрещенной зоны диэлектрика, фототок возникает вследствие генерации электронно-дырочных пар внутри диэлектрика. В последнем случае величина фототока не зависит от полярности приложенного напряжения. Насыщение фототока при увеличении напряжения говорит о том, что все генерируемые носители доходят до электродов. Величина фототока определяется переносом носителей через диэлектрик. При относительно высоком напряжении на структуре облучение может приводить к пробою диэлектрика. В зависимости от вида облучения и типа диэлектрика проводимость диэлектрика может как увеличиваться, так и уменьшаться, что обычно соответствует введению разных по знаку зарядов. Поэтому при облучении структур с двухслойными диэлектриками, в которых при облучении накапливается заряд противоположных знаков, можно ожидать минимальных изменений вольт-амперных или C-V характеристик.

9.2.3.4. Отжиг облученных диэлектрических слоев

Восстановление радиационных повреждений наиболее интенсивно идет при температурах отжига 150–300 °C, и при повышении T до 400 °C, как правило, происходит полное восстановление электрических характеристик структур. Восстанов-

ление свойств при более низких температурах связывают с туннельной эмиссией, а при более высоких – с возбуждением электронов из зоны проводимости кремния на положительно заряженные центры в окисле. Термический отжиг при таких же температурах позволяет устранить лишь часть быстрых поверхностных состояний, тогда как остальная часть, вызванная с разрывом связей, отжигается при существенно более высоких температурах.

9.2.3.5. Иерархия времен радиационно-индуцированных процессов в структурах с диэлектриком

Вопросы оценки времен радиационно-индуцированных процессов в структурах с диэлектриком наиболее глубоко рассмотрены в работе [69], в которой были приведены следующие значения:

10^{-15}–10^{-13} с – время термолизации горячих носителей;

10^{-13}–10^{-11} с – время пролета электронов через слой SiO_2 толщиной 100 нм ($\mu_e \sim 20$ см^2/Вс);

10^{-11}–10^{-8} с – время генерационно-рекомбинационного равновесия;

10^{-6}–10^{-3} с – время пролета дырок через слой SiO_2 толщиной 100 нм ($\mu_h \sim 10^{-7}$ см^2/Вс), установление стационарного распределения дырок;

10–10^4 с – время захвата дырок на локализованные состояния, образование объемного заряда;

10^1–10^4 с – время установления рекомбинационного равновесия между свободными электронами в зоне проводимости и захваченными дырками;

10^4–10^7 с – время выброса захваченных дырок с локализованных состояний.

9.2.3.6. Пути повышения стабильности структур с диэлектрическими слоями

Анализ физических процессов, протекающих в диэлектрических слоях двуокиси кремния на кремнии, позволил рекомендовать следующие методы повышения их стабильности при облучении слоями [70]:

1) использование слоев SiO_2, полученных по сверхсухой технологии, в которых отсутствуют локализованные состояния для захвата носителей;.
2) использование слоев SiO_2, пассивированных тонкими слоями нитрида;
3) использование слоев нитрида и оксинитрида с высокими сечениями рекомбинации неравновесных носителей;
4) использование сверхтонких слоев диэлектрика, обеспечивающих стекание радиационного заряда;
5) использование двух- и трехслойных диэлектриков, причем с подложкой должен контактировать оптимизированный слой SiO_2.

9.2.4. Радиационные процессы в скрытом диэлектрике структур кремний-на-изоляторе

Развитие технологии КНИ в значительной мере обусловлено тем существенным прогрессом, который достигается при переходе на КНИ с точки зрения радиационной стойкости электронных приборов. Известно, что при облучении приборов

и интегральных схем проблемы начинаются уже при дозах 10^3–10^4 рад [71, 72], когда наблюдается рост генерационных токов, уменьшение времени релаксации неравновесных носителей и др., приводящие к уменьшению обнаружительной способности МОП-фотоприемников и уменьшению эффективности переноса приборов с зарядовой связью. При дозах 10^4–10^5 рад имеет место рост объемного заряда в толстых пассивирующих окислах, что вызывает появление паразитных связей между ячейками интегральных схем. И только при дозах 10^5 и более рад сказывается накопление заряда в подзатворном диэлектрике. Расположение элементов схем на отдельных островках в структурах КНИ приводит к резкому уменьшению площадей p-n переходов и полной изоляции отдельных транзисторов друг от друга. Результат – проблемы при облучении приборов на КНИ возникают только начиная с доз 10^5 рад. Но теперь заряд при облучении будет вводиться не только в подзатворном окисле, но и в первую очередь в скрытом диэлектрике структур КНИ. Это делает особо актуальным исследование и оптимизацию радиационных свойств структур КНИ, которые определяются активными центрами на гетерогранице и ловушками в скрытом диэлектрике. Параметры скрытого диэлектрика во многом определяют радиационную стойкость приборов, изготовленных в структурах КНИ, так как накопление положительного заряда в окисле приводит к формированию n-канала в отсеченном слое кремния, возрастанию тока утечки и сдвигу порогового напряжения в n-p-n транзисторах.

В структурах КНИ благодаря малой толщине рабочего слоя кремния и отсечению его диэлектриком от радиационных дефектов, генерируемых в подложке, наиболее важными с точки зрения изменения свойств КНИ при облучении являются введение заряда в скрытый диэлектрик и генерация состояний на границе с окислом [67]. Заряд в скрытом диэлектрике и состояния на границе отсеченный слой кремния/диэлектрик являются основными параметрами пластин КНИ, непосредственно влияющими на работу приборов, создаваемых в отсеченном слое кремния.

Наиболее подробно влияние радиации на КНИ исследовано для структур SIMOX, создаваемых имплантацией кислорода [68]. Так, в частности, при облучении SIMOX наблюдаются следующие особенности, зависящие от технологии их создания:

1) в структурах, имеющих более совершенный скрытый диэлектрик (т.е. подвергнутых более длительному отжигу или отжигу при более высокой температуре), накапливается меньший заряд;
2) в окисле формируются как дырочные, так и электронные ловушки, и соответственно, накапливаются и положительный, и отрицательный заряды, приводя к частичной взаимной компенсации [69];
3) плотность поверхностных состояний в случае SIMOX структур, созданных многократной имплантацией кислорода, практически не меняется при облучении, тогда как в SIMOX, созданных однократной имплантацией, имеет место генерация дополнительных состояний [70, 71].

Из КНИ структур, полученных с использованием технологии сращивания пластин кремния, в литературе имеются в основном данные по влиянию облучения на BESOI [72], в которых уменьшение толщины одной из сращенных плас-

тин кремния осуществляется путем травления. Поведение BESOI структур при облучении схоже с поведением МОП структур с термически выращенным окислом. В скрытом окисле BESOI накапливается, как правило, положительный заряд. В BESOI проявляется водород, вводимый за счет гидрофилизации поверхности при процедуре сращивания. Он считается ответственным за изменение электрофизических характеристик скрытого окисла [73, 74].

Данные по влиянию облучения на КНИ, полученные с использованием технологии сращивания пластин кремния с последующим отслаиванием тонкой пленки от одной из них за счет имплантации водорода (метод Smart-Cut), в литературе практически отсутствуют.

Процессы генерации носителей заряда и их захват в окисле исследовались в скрытом диэлектрике структур кремний-на-изоляторе, полученных при помощи технологии SIMOX и Smart-Cut [75–81]. В скрытом диэлектрике структур КНИ после выдержки под напряжением наблюдалось (аналогично как и в МОП) накопление как положительного, так и отрицательного заряда, который оставался неизменным по прошествии времени и отжигается при температурах 200–400 °С [81]. Ловушкам в окислах, которые перезаряжаются во время инжекции носителей заряда, посвящено большое количество работ [79, 82]. В качестве примера для структур SIMOX можно перечислить следующие электронные ловушки: парамагнитные E′-центры, связанные с избыточным кремнием в оксидной матрице; сечение захвата $\sigma = 10^{-14}$ см^2; ловушки, возникшие в результате загрязнения во время имплантации кислорода, $\sigma = 10^{-16}$ см^2; ловушки, связанные с водой (обычно присутствующие в термических окислах), $\sigma = 10^{-17}$ см^2 [82]. Именно с наличием ловушек и связывают накопление заряда в скрытом диэлектрике.

Из полученных результатов видно, что в сравнении с теми же термическими окислами, что использовались для изготовления КНИ структур, произошла некоторая деградация свойств окислов в процессе изготовления КНИ, приводящая к более высоким величинам вводимого при облучении заряда. Свойства окислов после процедуры сращивания изменяются – происходит генерация поверхностных состояний и захват заряда в окисле во время инжекции электронов или дырок в слой SiO_2. Предположительно это вызвано встраиванием водорода в структуру термического окисла [76]: водород взаимодействует с $O_3Si–SiO_3$ связью и образует $O_3Si–H$, эта группа диссоциирует при облучении на $O_3Si–$ (E′-центр) и H, последний благодаря высокой подвижности диффундирует с образованием H_2, в результате чего вероятность рекомбинации невелика. Авторами работы [77] показано, что при сращивании гидрофилизированных поверхностей концентрация водородных связей составляет ~ 10^{15} см$^{-2}$. При использовании метода водородного расслоения концентрация водорода, присутствующего в структуре КНИ в процессе изготовления, более чем на порядок выше, чем в BESOI [63]. Поэтому, обогащение окисла водородом во время сращивания и последующего отжига предполагается ответственным за деградацию термического окисла в структурах КНИ. Более высокая концентрация ловушек, генерируемых на границе с подложкой, которая отмечалась выше, может быть связана с более высокой концентрацией напряженных связей в переходном слое SiO_x по сравнению с границей сращивания, где переходной слой отсутствует [79].

9.2.5. Сравнение радиационных свойств КНИ структур, полученных разными способами

На рис. 9.10. и 9.11 приведены для сравнения данные по накоплению заряда в структурах UNIBOND, как наиболее близких с точки зрения технологии их изготовления и, соответственно, их свойств к структурам КНИ, разработанным в ИФП СО РАН (Dele-Cut), а также для SIMOX. Для пластин UNIBOND и SIMOX данные по накоплению заряда были получены из измерений на приборных структурах [80–85]. Из имеющихся данных для российских КНИ, на рис. 9.10 приведены кривые с максимальным зарядом, введенным облучением на границе между отсеченным слоем кремния и окислом (структура p–Si/SiO_2/n–Si) с минимальным зарядом (n–Si/SiO_2/p–Si), и промежуточный вариант (n–Si/SiO_2/n–Si). Видно, что структуры КНИ, создаваемые по технологии, разработанной в ИФП СО РАН (Dele-Cut), обладают более высокой радиационной стойкостью по сравнению с UNIBOND. Причем использование структур КНИ с p^+(p)-подложкой должно приводить к созданию наиболее стойких приборов.

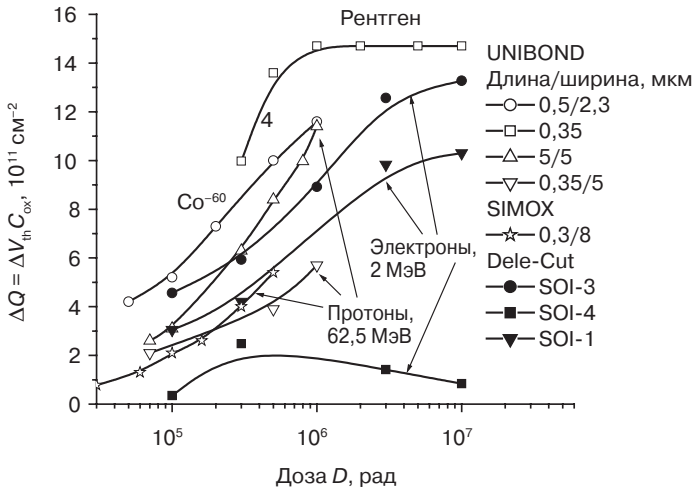


Рис. 9.10. Накопление заряда в приборных структурах, созданных на КНИ UNIBOND, SIMOX и Dele-Cut

В структурах SIMOX при приложении электрического поля накапливается положительный заряд, в структурах UNIBOND и положительный и отрицательный, частично компенсируя друг друга. В российских КНИ заряд в поле не возрастает. Этот момент является основным для радиационной стойкости материала. Отсутствие эффекта накопления положительного заряда в окисле обусловлено тем, что ловушки, присутствующие в исходном термическом окисле, были полностью пассивированы водородом в процессе изготовления КНИ структур. В частности, атом кремния с ненасыщенной связью, действующий как ловушка для дырок при повышенной температуре, взаимодействует с водородом, ≡Si + H → SiH, в результате чего ловушка исчезает.

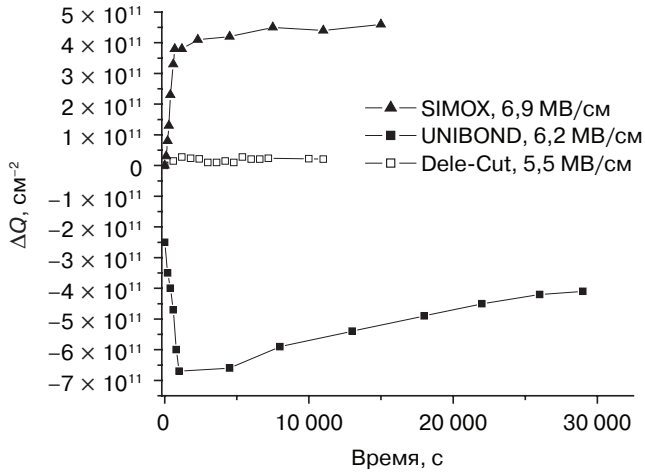


Рис. 9.11. Накопление заряда в разных структурах КНИ при инжекции электронов. Величина напряженности электрического поля приведена на вставке рисунка. Данные для SIMOX и UNIBOND взяты из [84]

В структурах UNIBOND, несмотря на близкий технологический процесс создания, имеет место облучение будущего скрытого диэлектрика водородом. В результате этого свойства окислов в структурах UNIBOND и КНИ, создаваемые по технологии, разработанной в ИФП СО РАН, существенно различаются. В случае российских КНИ отсутствие ловушек в исходных структурах существенно меняет кинетику накопления заряда в окисле в процессе его облучения. Так, если в исходном термическом окисле кривая накопления заряда выходит на насыщение уже при 10^5 рад, то в скрытом диэлектрике КНИ структур насыщение наблюдается при $3 \cdot 10^6$ рад. Более медленная кинетика накопления заряда обусловлена тем, что сначала необходимо восстановить ловушки для дырок в окисле, разорвав связи Si–H и только затем происходит захват дырки на ловушки. Как следует из рис. 9.11, кинетика накопления заряда в UNIBOND КНИ представляет собой промежуточный случай между обычным термическим окислом и скрытым диэлектриком КНИ, созданных в ИФП СО РАН.

9.3. Физические явления в МОП/КНИ транзисторах в условиях воздействия ИИ

Полевые МОП/КНИ транзисторы имеют ряд специфических свойств, которые позволяют им работать в жестких внешних условиях, где большинство устройств на объемном кремнии, как правило, работают неудовлетворительно. Эти свойства МОП/КНИ транзисторов обусловлены малым объемом кремния, в котором транзисторы сделаны, малой площадью областей переходов исток–карман и сток–карман и наличием обратного затвора (подложки). В настоящем разделе рассмотрено поведение полевых МОП/КНИ транзисторов, подвергнутых воздействию ионизирующего излучения.

9.3.1. Ионизирующее излучение

Один из главных специализированных рынков, где КНИ схемы и устройства широко используются, – космический и военный рынок. Здесь КНИ приборы показывают высокую устойчивость против эффектов нестационарного облучения. Эффект облучения в электронных устройствах зависит от типа облучения (нейтроны, тяжелые частицы, электромагнитное излучение и т.д.), которому устройство подвержено. В отличие от биполярных устройств, МОП приборы относительно нечувствительны к нейтронному излучению (нейтроны ответственны за уменьшение времени жизни носителей, вызывают смещение атомов в пределах кристаллической решетки). Так как работа МОП прибора основана на основных носителях, то уменьшение времени жизни не затрагивает его электронные свойства. МОП структуры, однако, чувствительны к единичным сбоям (single-event upset – SEU), к эффекту единичной защелки (single-event latchup – SEL), к эффекту единичного выгорания (single-event burnout – SEB), к эффектам импульсного облучения и полной поглощенной дозы. Эффекты, создаваемые в большинстве кремниевых МОП приборов воздействием излучения, хорошо описаны в литературе [86, 87]. В табл. 9.3 приведены основные эффекты, производимые различными типами ионизирующего излучения в полупроводниковых устройствах [88, 89]. В следующих подразделах будет дано сравнение устойчивости КНИ приборов и МОП устройств на объемном кремнии к эффектам единичных сбоев, импульсного воздействия и полной поглощенной дозы.

Таблица 9.3. Типы ионизирующих излучений и их воздействие на полупроводниковые приборы

Частица	Физический эффект	Электрический результат	Окружающая среда
Фотон	Образование заряда в окисле	Смещение порогового напряжения	Космос, радиация
	Фототок (большие дозы)	Включение устройства	Ядерная бомба
	Образование поверхностных состояний	Ухудшение подвижности и снижение подпорогового напряжения	Космос, радиация
Тяжелый ион	Образование электронно-дырочных пар	Единичные сбои	Космос
Нейтрон	Смещение атома	Ухудшение β_F	Радиация
	Отскок атома	Единичные сбои	Авиаэлектроника
Протон	Отскок атома	Единичные сбои	Космос
	Ядерное взаимодействие	Единичные сбои	Солнечные вспышки
	Образование заряда в окисле	Смещение порогового напряжения	Радиационные пояса Земли
	Смещение атома	Ухудшение β_F	
Электрон	Создание заряда окиси	Смещение порогового напряжения	Космос
	Смещение атома	Ухудшение β_F	Радиационные пояса Земли

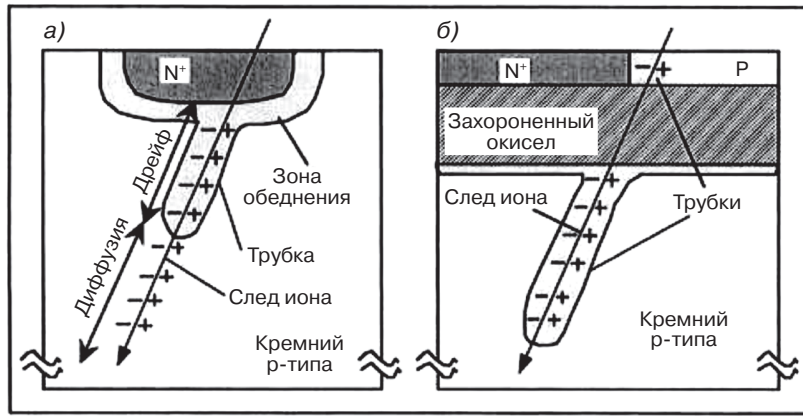


Рис. 9.12. Удар иона: обычный p-n переход в объемном кремнии (*а*); p-n переход в КНИ структуре (*б*)

9.3.1.1. Единичные сбои

Единичные сбои (single-event upset – SEU) вызываются проникновением сильнодействующей частицы, типа альфа-частицы или тяжелого иона (космический луч) внутрь устройства. Действительно, когда такая частица проникает в обратно-смещенный p-n переход и его обедненный слой и толщу кремния под ним, возникает плазменный след по пути следования частицы, где генерируются электронно-дырочные пары [90]. Присутствие этого следа, как показано на рис. 9.12, временно разрушает обедненный слой и искажает его около следа. Искажение обедненного слоя называют «трубкой».

Трубка расширяет обедненную зону по пути следования частицы так, что электроны, созданные в трубке, дрейфуют к переходу. Дырки двигаются к заземленной подложке, создавая ток подложки. Собранные электроны вызывают увеличение в переходном процессе тока, что может нарушить логическое состояние узла. Продолжительность собирания электронов узлом составляет порядка доли наносекунды. Дрейфовый ток, созданный в этом процессе, называют быстрой (мгновенной) компонентой тока. Длина следа в кремнии обычно составляет порядка десяти микрометров. Впоследствии свободные электроны, появившиеся по следу частицы под трубкой могут диффундировать в обедненную область, где они создают второй ток (диффузионный ток), названный медленной компонентой тока. Этот ток является меньшим по величине по сравнению с быстрым током, но он действует намного дольше (до сотен наносекунд или микросекунд) [91]. Многократные сбои состояния памяти (MBU) иногда наблюдаются в результате проникновения тяжелого иона в интегральную схему [92, 93]. В устройстве КНИ проникающая частица также ионизирует кремний по своему следу. Однако из-за наличия захороненного внутреннего слоя изолятора между активной кремниевой пленкой и подложкой заряды, созданные в подложке, не могут быть собраны переходами устройств КНИ. Собраны могут быть только те электроны, которые сгенерированы в пределах тонкой кремниевой пленки, толщина которой обычно 80–150 нм в радиационно-стойких устройствах. Отношение длин следов, вдоль

которых собираются электроны, дает приближение первого порядка преимуществ КНИ по отношению к остальном приборам на объемном кремнии в единицах SEU устойчивости (например: 10 мкм/100 нм = 100 в случае устройств КНИ с пленкой кремния толщиной 100 нм).

Энергия, переданная частицей по следу, выражается в единицах линейной передачи энергии (LET). Это определено следующим отношением:

$$LET = \frac{1}{m_v}\frac{dW}{dx}, \tag{9.1}$$

где x – линейное расстояние вдоль следа частицы, dW – энергия, потерянная частицей и поглощенная кремнием, m_v – объемная масса (плотность) кремния. LET обычно выражается в МэВ·см^2/мг.

Число электронов или дырок, созданных при единичном сбое, задается:

$$\frac{dN}{dx} = \frac{dP}{dx} = \frac{m_v}{w} LET, \tag{9.2}$$

где w – энергия, необходимая для создания пары электрон-дырка [94].

Например, ион углерода с энергией 1 ГэВ (LET ≅ 0,24 МэВ·см^2/мг) производит $1{,}5 \cdot 10^4$ электронно-дырочных пар на толщине 1 мкм в кремнии. В обычном кремниевом устройстве он производит $1{,}5 \cdot 10^5$ электронно-дырочных пар (≅0,3 пКл) на 10 мкм следа. Если электроны мигрируют к узлу в пределах отрезка времени 10–100 пикосекунд, создается единичный SEU выброс тока 1–10 мА. Из-за уменьшенной длины следа, вдоль которого генерируются электроны в КНИ, SEU выброс тока будет значительно меньшим в устройстве КНИ, чем в обычном устройстве. Облучение обычных и КНИ диодов 0,15 мкм толщины 11 МэВ ионами фтора систематически показывает накопление заряда в устройствах КНИ в 10–20 раз меньшего, чем в их объемных аналогах [10]. Величина воздействия SEU на схему измерена в поперечном сечении нарушения (единицы: см^2/бит). Поперечное сечение области нарушения показывает область, чувствительную к SEU, на бит. Например, в чипе памяти он показывает область переходов в пределах отдельной ячейки памяти, которая может быть испорчена SEU механизмом. Чем меньше этот поперечное сечение, тем меньше устройство чувствительно к облучению частицами. Легкие частицы типа протонов, электронов и нейтронов имеют LET, которая обычно слишком низка, чтобы ионизировать кремний. LET ниже 1 МэВ·см^{2}мг$^{-1}$ генерирует заряд, который является слишком маленьким, чтобы существенно воздействовать на устройство (приблизительно 0,01 пКл/мкм). Но эти частицы вызывают отдачу (отскок) атома кремния через механизм прямого удара или вызывают ядерные реакции, которые производят ядерные фрагменты высоких энергий. Эти атомы отдачи или фрагменты ядра могут, в свою очередь, действовать как тяжелые ионы и вызывать SEU. Таким образом, частицы типа протонов обычно вызывают единичные сбои не через прямую ионизацию (их LET слишком низка), а скорее через ядерные реакции, заканчивающиеся отдачами, которые ведут к косвенно произведенному сбою [96]. Поперечные сечения единичных сбоев нескольких обычных и КНИ схем представлены на рис. 9.13.

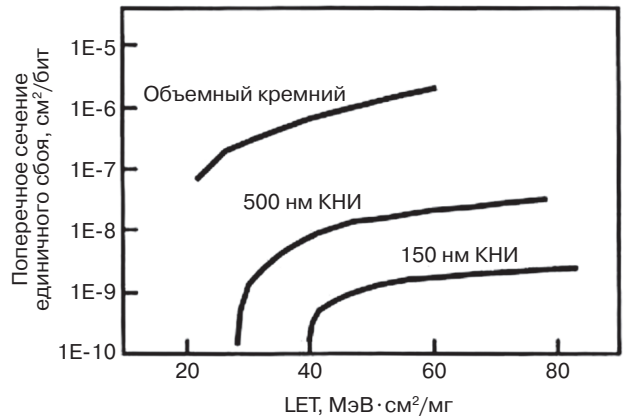


Рис. 9.13. Поперечные сечение единичных сбоев SEU для обычных БИС на объемном кремнии и КНИ схем

Можно видеть, что 150 нм устройства КНИ приблизительно в 10 раз менее чувствительны, чем более толстые (500 нм) устройства, которые являются, в свою очередь, приблизительно в 100 раз более стойкими, чем обычные устройства КМОП на объемном кремнии. SEU требуют минимальной величины LET, чтобы произойти, названной порогом LET. Этот порог зависит и от расположения схемы, и от технологии, используемой для производства устройства. Например, пороговый LET для 500 нм и 150 нм устройств на рис. 9.13 – приблизительно 30 и 40 МэВ·см²/мг, соответственно [97, 98].

Возникновение трека в подложке под внутренним окислом структуры КНИ может также влиять на характеристики устройств. Действительно, если смещение обратного затвора (back-gate) является таким, что подложка под внутренним окислом обеднена, то электроны, образовавшиеся вдоль трека, будут двигаться вверх к внутреннему окисному интерфейсу. Эти электроны немедленно вызывают положительный зеркальный заряд в верхнем кремниевом слое. В результате электроны инжектируются в устройство внешней схемой, чтобы восстановить равновесие, и происходит возникновение переходного тока. Этот эффект не наблюдается, если поверхность подложки под внутренним окислом инвертирована или находится в состоянии обогащения [99].

Фототок (или ионоток), созданный воздействием частицы в МОП КНИ, может быть усилен паразитным боковым (латеральным) биполярным транзистором, присутствующим в приборе. Действительно, дырочный ток I_B, созданный в пределах тела МОП КНИ транзистора, действует как ток базы для паразитного бокового (латерального) n-p-n биполярного транзистора (случай n-канального устройства). В ответ на импульс тока базы, вызванный частицей, возникает ток коллектора $I_C = \beta_F I_B$. Этот ток добавляется к импульсу тока, вызванному SEU-индуцированными электронами, собранными стоком так, что импульс тока стока фактически становится равным $(1 + \beta_F)I_{SEU}$, где I_{SEU} – электронный ток, первоначально вызванный частицей (в n-канальном устройстве). Поэтому присутствие любого биполярного транзистора, даже с низким коэффициентом усиления ($\beta_F < 1$),

увеличивает переходный поток, вызванный SEU [100]. Эта проблема увеличивается в транзисторах с коротким каналом, где β_F велико. В этом случае биполярное усиление может быть достаточно большим, чтобы делать транзисторы КНИ более чувствительными к SEU, чем обычные устройства [101]. Решения этой проблемы – использование гальванической связи внутри области кармана, через которую часть тока базы может шунтироваться, и/или уменьшение времени жизни неосновных носителей в кремниевой пленке с помощью методов снижения времени жизни [102]. Хотя гальванические связи в области карманов уменьшают паразитный биполярный эффект, они не могут полностью устранить его. Способность гальванической связи карманов подавить биполярный эффект сильно зависит от местоположения путей связи карманов относительно удара иона. Чем дальше ион ударяет от путей связи карманов, тем больше усиление паразитного биполярного транзистора, и поэтому гальваническая связь кармана менее эффективна [103]. Схемно-технологические способы подавления единичных сбоев включают увеличение RC константы времени различных узлов схемы, но эта техника имеет недостаток, связанный с уменьшением быстродействия транзисторов [104]. Полностью обедненные транзисторы являются более стойкими к SEU, чем частично обедненные транзисторы, потому что биполярное усиление является намного меньшим в полностью обедненных транзисторах [105].

9.3.1.2. Единичная защелка

Единичная защелка (single event latchup – SEL) может быть вызвана ударом тяжелого иона в обычную КМОП интегральную схему, где существует паразитная n-p-n-p структура. SEL вызван избыточным током в базе паразитного n-p-n или p-n-p транзистора после удара тяжелого иона. Из-за регенеративного цикла обратной связи, который существует между этими двумя транзисторами, защелка может произойти в пределах наносекунд и причинить разрушительное выгорание в пределах сотен микросекунд. Пороговое (сдерживающее) напряжение для единичной защелки находится обычно на уровне 1 В. Таким образом, пока напряжение электропитания не снято, низкоомная структура проводимости от электропитания к земле будет сохраняться [106, 107]. SEL может вызвать постоянное повреждение (тяжелая ошибка) в интегральной схеме. В устройствах КМОП КНИ нет никакой структуры p-n-p-n, которая может защелкнуться. Поэтому, SEL не существует в схемах КНИ.

9.3.1.3. Единичное выгорание

Единичное выгорание (single-event burnout – SEB) может произойти в мощном биполярном или мощном МОП устройстве. Мощное МОП устройство содержат паразитную биполярную транзисторную структуру [108]. Если тяжелый ион ударяет в биполярный транзистор, сгенерированный заряд заставит ток течь в базу и поднимет потенциал перехода эмиттер–база. Если текущий ток достаточно высок, он может сместить переход эмиттер–база в прямом направлении, и биполярный транзистор включится. После того как паразитный биполярный транзистор включен, вторичный пробой биполярного транзистора может произойти. Этот

пробой может быть вызван лавинным током [109–111]. В зависимости от плотности тока ток, вызванный в паразитном транзисторе тяжелым ионом, или спадает без деградации устройства, или регенеративно увеличивается до (в отсутствии ограничивающих ток элементов) разрушения устройства. Показано, что протоны также вызывают SEB [112]. Нет никакого основного различия между обычными и толстыми КНИ мощными устройствами с точки зрения SEB.

9.3.1.4. Единичный пробой затвора

Единичный пробой затвора (SEGR) может произойти, если тяжелый ион проходит через диэлектрик затвора [113–115]. Это происходит только в высоких электрических полях типа тех, которые присутствуют в течение операции записи или очистки в энергонезависимой EEPROM ячейке или в мощном МОП транзисторе. Это вызвано объединением приложенного электрического поля и энергии, переданной частицей. Поскольку ион проходит через подзатворный окисел, то он формирует высокопроводящую плазменную дорожку между кремнием и затвором. Если энергия достаточно высока, это может вызвать локальный разогрев диэлектрика и потенциально состояние быстрого нагрева. Если это происходит, диэлектрик может локально плавиться или испаряться. Наиболее вероятно, что нет никакого основного различия между обычными и толстыми мощными КНИ устройствами с точки зрения SEGR.

9.3.1.5. Единичное восстановление (однотранзисторная защелка)

Единичное восстановление (Single Event SnapBack – SES) может произойти в частично обедненных транзисторах КНИ и быть увеличена биполярным эффектом. Во включенном n-канальном транзисторе энергия, переданная частицей, может создать достаточно свободных дырок, чтобы увеличить ток прямого смещения перехода исток–карман, и достаточно электронов, чтобы увеличить ток стока. Эти условия увеличивают механизмы воздействия ионизации, которые могут привести к внезапному улучшению проводимости (называемому однотранзисторной защелкой – single transistor latchup). Этот эффект был предсказан для полностью обедненных устройств [116–122], но в них еще не наблюдался.

9.3.2. Эффекты полной дозы

Эффекты полной дозы вызваны совокупным воздействием ионизирующего излучения (рентгеновские или гамма лучи) на диэлектрики типа двуокиси кремния. Единица дозы в системе СГС – рад(Si) или рад(SiO_2), которая определяется попаданием 100 эрг излучаемой энергии в грамм кремния (Si) или двуокиси кремния (SiO_2), соответственно. 1 рад(SiO_2) = 0,56 рад(Si). В международной системе СИ единица дозы называется «грей» (Гр). Один грей определен как поглощение 1 Дж излучаемой энергии килограммом вещества. Эквивалентность между этими двумя единицами является прямой: 1 Гр = 100 рад. Число сгенерированных пар электрон–дырка связано с энергией dW, поглощенной единичным объемом dv материала:

$$\frac{dN}{dv} = \frac{dP}{dv} = \frac{1}{w}\frac{dW}{dv}, \tag{9.3}$$

где w – эффективная энергия, необходимая, чтобы сгенерировать пару электрон-дырка в SiO_2 ($w = 17$ эВ).

Отношения между дозой, D, и числом сгенерированных пар определяется [118]:

$$\frac{dN}{dv} = \frac{dP}{dv} = \frac{m_v}{w} D\,. \tag{9.4}$$

Вообще считается, что 1 рад(Si) генерирует $4 \cdot 10^{13}$ пары электон-дырка в 1 см^3 в кремнии и $7{,}6 \cdot 10^{12}$ пары в 1 см^3 в SiO_2. Чтобы получить представление относительно величины уровней излучения, которым устройства могут быть подвержены, можно упомянуть следующие числа: медицинское или зубное рентгеновское излучение соответствует менее чем 0,1 рад(Si). Человек становится больным, будучи подвергнутым 100 рад(Si) и моментально впадает в кому, если подвергается облучению в 10 крад(Si). В течение времени действия спутники, находящиеся на орбите Земли, получают полные дозы, располагающиеся между 10 крад(Si) и 1 Мрад(Si) в зависимости от параметров орбиты. Межпланетные космические корабли и некоторая электроника в ядерных реакторах могут быть подвергнуты дозам свыше 10 Мрад (Si) [35]. Некоторые КНИ БИС были испытаны дозами до 500 Мрад(Si) [120, 121].

Главный эффект, вызванный полной дозой в устройствах МОП, – генерация зарядов в окислах и генерация поверхностных состояний на границе раздела Si/SiO_2. Если скорость поглощения энергии высока, достаточное количество пар электрон–дырка может быть создано в кремнии, что приведет к фототокам. Этот случай, где dD/dt высок, будет кратко рассмотрен в следующем подразделе. Ионизирующее электромагнитное излучение типа рентгеновских и гамма лучей (излучаемых, например, источником ^{60}Co) создает пары электрон–дырка в диоксиде кремния. Электроны довольно подвижны в SiO_2 даже при комнатной температуре и могут быстро двигаться из оксида к положительно смещенному электроду затвора в случае подзатворного диэлектрика или к подложке или пленке кремния в случае изолирующего окисла КНИ структур. Дырки, с другой стороны, остаются заключенными в пределах окиси и вносят вклад в создание положительного заряда Q_{ox}. Заряд в окисле Q_{ox} пропорционален толщине окисла t_{ox}, и результирующий сдвиг порогового напряжения, таким образом, пропорционален t_{ox}^2, так как $\Delta V_{th} = -\frac{Q_{ox} t_{ox}}{\varepsilon_{ox}}$, соотношение между смещением порогового напряжения и дозой может быть записано так:

$$\Delta V_{th} = -\alpha \frac{q m_v}{w \varepsilon_{ox}} t_{ox}^2 D, \tag{9.5}$$

где w – эффективная энергия, необходимая для создания пары в окиси (17 эВ); m_v – объемная масса (плотность) окиси и где параметр α вводится из расчета, что только часть зарядов будет заключена пределах окиси.

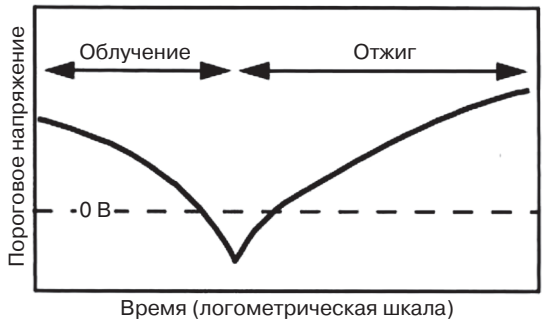


Рис. 9.14. Эффект отдачи в n-канальном МОП транзисторе, подвергшемся воздействию дозы излучения. Нормализация наблюдается после прекращения облучения

Коэффициент α технологически зависимый параметр. Типичные значения $\alpha = 0{,}15$ для нормальных оксидов и 0,05 или меньше для специальных стойких оксидов. Физика облучения устройств, к сожалению, намного более сложна, чем то, что приведено в нескольких уравнениях выше. Доза облучения также создает поверхностные состояния на границе $Si–SiO_2$. В противоположность окисным зарядам, которые являются всегда положительными (которые уменьшают пороговое напряжение в n-канальных устройствах), поверхностные состояния задерживают электроны в n-канальном устройстве, которые увеличивает пороговое напряжение. Другой тип ловушек, названный граничными ловушками, расположенный в окиси очень близко к кремниевой/окисной поверхности, может задержать электроны также [122]. Некоторые окисные заряды отжигаются со временем и даже вносят вклад в создание дополнительных поверхностных ловушек. Это создает эффект, который называют эффектом отдачи, и он показан на рис. 9.14 [123, 124].

Эффект отдачи, конечно, является температурно-зависимым. Эффект отдачи может также быть замечен, если доза облучения увеличивается без прерывания выше данного значения (обычно приблизительно 1 Мрад(Si)). В этом случае генерация окисных зарядов насыщается, в то время как создание поверхностных состояний – нет. В результате отдача наблюдается в n-канальных устройствах, когда доза увеличена [125]. Величина дозы, которой облучается устройство, также важна. При низких дозах окисные заряды имеют время, чтобы мигрировать на поверхность кремний/окись и преобразоваться в поверхностные состояния. В результате эффект отдачи может наблюдаться при более низких дозах. Это создает различие в реакции на облучение между устройствами, используемыми в поле (например, в космическом корабле, низкие дозы), и в условиях лаборатории (более высокие дозы).

Вызванные дозой эффекты сильно зависят от прямого и обратного смещения затвора (front- and back-gate) транзистора. В худшем случае условия соответствуют положительному смещению затвора (которое толкает дырки в окись к границе $Si–SiO_2$). В p-канальных транзисторах генерация положительных зарядов и поверхностных состояний вызывает увеличение абсолютной величины порогового напряжения, т.е. оно становится более отрицательным.

МОП КНИ транзисторы с многими границами $Si–SiO_2$ (подзатворный окисел, изолирующий окисел и полевой окисел) являются весьма чувствительными к воздействию полной дозы, если не используются специальные методы повышения их стойкости. В то время как методы повышения стойкости подзатворного оксида КНИ подобны тем, которые применяются в обычных устройствах (например: низко-температурный окисный рост), методы для предотвращения задней и краевой утечки является специфическими для КНИ. Классическое решение для избегания формирования инверсного слоя у основания кремниевой пленки в n-канальных устройствах состоит в том, чтобы увеличить пороговое напряжение нижнего транзистора посредством внедрения примеси бора. В некоторых случаях может использоваться обратнозатворное смещение, чтобы скомпенсировать индуцированную излучением генерацию положительных зарядов во внутренний окисел. Создание максимума легирования бором на обратной поверхности подразумевает использование частично обедненных устройств. Действительно, полностью обедненные устройства обычно слишком тонки, чтобы позволить такое внедрение. Кроме того, присутствие зарядов во внутреннем окисле вызывает смещение прямого порогового напряжения и ухудшает работу устройств, если передняя и задняя поверхности электрически соединены, как в полностью обедненных устройствах. Сообщается, что частично обедненные КНИ схемы, сделанные на кремниевой пленке толщиной 150 нм, способны выдерживать дозы до 300 Мрад(Si) [126].

Управление токами краевой утечки в n-канальных устройствах также представляет проблему, так как паразитные краевые транзисторы могут быть весьма чувствительны к облучению из-за относительно толстых полевых оксидов. В частности, LOCOS или окисленная меза-изоляция в контакте с гранями кремниевых активных областей чувствительны к облучению. Пример индуцированного излучением тока краевой утечки представлен на рис. 9.15 [127]. Проблемы краевой утечки могут быть устранены посредством оптимизации легирования боковых стенок и полевых окисных процессов роста [128], или с помощью бескраевого устройства, или транзисторов, где p^+ диффузия прерывает дорожки краевой утечки между n^+ истоком и диффузией стока. Обычно нет никакой проблемы краевой утечки в p-канальных устройствах.

Рис. 9.15. Ток краевой утечки, вызванный облучением

Положительные заряды, сгенерированные высокими уровнями облучения (> 500 крад(SiO_2)) в скрытом окисле полностью обедненных n-канальных МОП КНИ транзисторов, могут инвертировать поверхность нижнего канала, вызывая рост тока утечки, даже если приложено отрицательное напряжение верхнего затвора. Этот ток утечки может быть усилен воздействием ионизации в переходе стока, что ведет к защелке полной дозы [129, 130].

9.3.3. Эффекты импульсного облучения

Эффекты мощности дозы (импульсное облучение) имеют место, когда большая доза электромагнитной энергии (рентгеновские и гамма лучи) поглощается за короткий временной интервал при событиях типа ядерных взрывов. Эффекты мощности дозы упоминаются также часто как эффекты гамма-импульсов. Единица величины дозы – рад(Si)$с^{-1}$, с одним рад(Si) генерируется приблизительно $4 \cdot 10^{13}$ пар в 1 $см^3$ в кремнии. Если величина дозы высока, существенное число электронно-дырочных пар может быть сгенерированно в кремнии. Разделение этих пар в пределах зон обеднения устройства вызывает рост фототока. Задержанная диффузионная компонента тока также наблюдается. Продолжительность задержанной компоненты зависит от скорости рекомбинации фотосгенерированных носителей и от других явлений типа генерации носителей воздействием ионизации около обратносмещенного перехода стока. Пример быстрых и задержанных компонент тока показан на рис. 9.16 [131].

Сгенерированный фототок выражается формулой:

$$I_{ph} = q \cdot V_{depl} \cdot g \cdot D'(t), \tag{9.6}$$

где q – заряд электрона; V_{depl} – объем зоны обеднения, где происходит накопление заряда (также называется чувствительным объемом); g – константа генерации носителей в кремнии, которая равна $4{,}2 \cdot 10^{13}$ электронно-дырочных пар на $см^{-3}$ рад(Si)$с^{-1}$ [132].

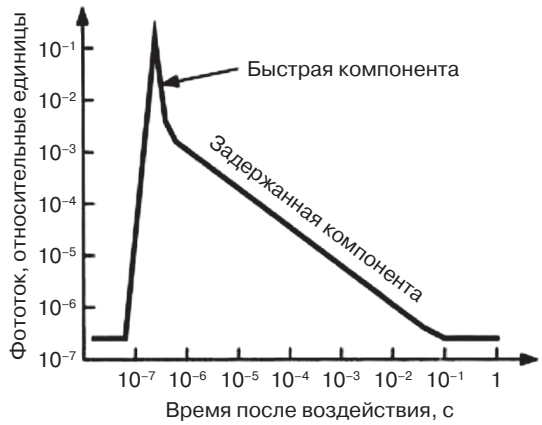


Рис. 9.16. Быстрая и задержанная компоненты тока во времени после импульсного облучения

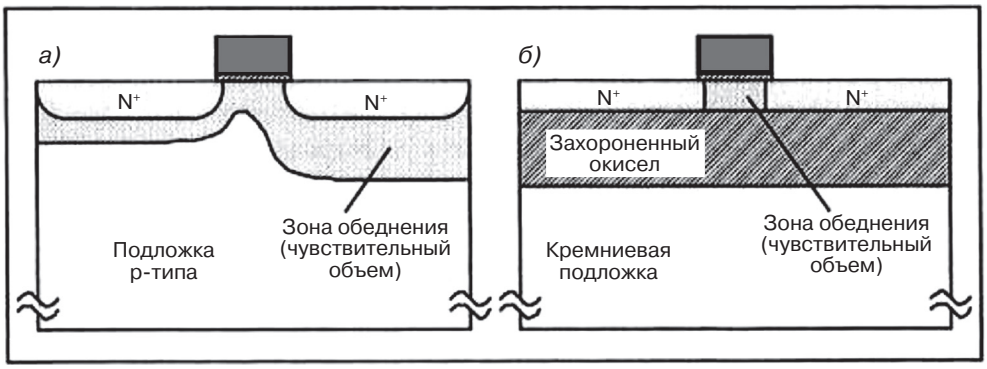


Рис. 9.17. Размер зоны обеднения в обычном МОП (*а*) и МОП КНИ (*б*) транзисторе

В самых худших случаях все транзисторы заливаются свободными носителями и становятся настолько проводящими, что шина напряжения питания является фактически соединенной с землей и напряжение питания сильно падает. Главное различие между обычными устройствами и устройствами КНИ выражается в намного меньшем чувствительном объеме V_{depl}, найденном в устройствах КНИ, как показано на рис. 9.17. В результате индуцированный дозой фототок значительно меньше в транзисторах КНИ, чем в обычных устройствах.

Как в случае единичного сбоя (SEU), фототок, сгенерированный в МОП КНИ, может быть усилен паразитным боковым биполярным транзистором, присутствующим в устройстве. Действительно, дырочный ток, произведенный в пределах тела МОП КНИ транзистора действует как ток базы для паразитного бокового NPN биполярного транзистора, (случай n-канального устройства). В ответ на импульс тока базы I_B, вызванный частицей, вырабатывается ток коллектора $I_C = \beta_F I_B$, и уравнение (9.6) приобретает вид:

$$I_{ph} \cdot = q \cdot V_{depl} \cdot g \cdot (I + \beta_F)\, D'(t) \tag{9.7}$$

Ток биполярного усиления добавляется к фототоку, вызванному случаем гамма импульса. Поэтому присутствие любого биполярного действия транзистора даже с низким усилением ($\beta_F < 1$) добавляется к переходному току, произведенному гамма импульсом. Этот эффект, конечно, более явен в устройствах с коротким каналом, где β_F является большим. Предложенные решения этой проблемы – использование контакта к телу кармана, через который часть базового фототока может шунтироваться, и введение примесей, уменьшающих время жизни внутри активной области КНИ МОП транзисторов. Как в случае SEU, нужно указать, что сопротивление связей тела не равно нулю и что в результате экстракция дополнительных носителей через связь тела является несовершенной [133, 134]. Полностью обедненные МОП транзисторы являются более стойкими к эффектам импульсного облучения, чем частично обедненные транзисторы, потому что биполярное усиление является намного меньшим в полностью обедненных транзисторах [135].

9.4. Результаты экспериментальных исследований образцов элементной базы КМОП БИС на КНИ-структурах

9.4.1. Состав тестовых элементов

Рассмотрим результаты экспериментальных исследований вольт-амперных характеристик, собранных в металло-полимерные корпуса образцов тестовой матрицы элементного состава КНИ/КМОП БИС при воздействии γ-облучения с полной дозой в диапазоне от 10^4 до 10^6 рад.

Матрица была изготовлена по стандартному технологическому процессу изготовления КМОП БИС в КНИ-структурах диаметром 150 мм. Поперечное сечение и основные конструктивно-технологические приведены на рис. 9.18.и в табл. 9.4, соответственно.

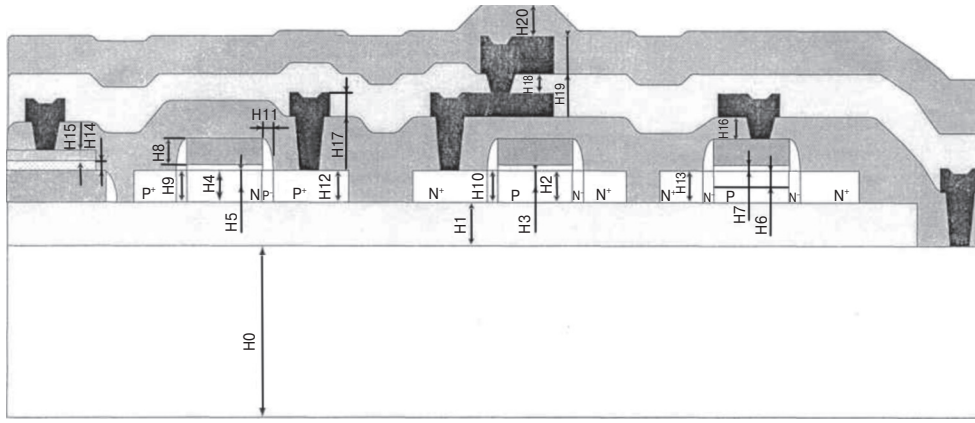


Рис. 9.18. Поперечное сечение КНИ/КМОП БИС

Таблица 9.4. Конструктивно-технологические параметры элементов КНИ/КМОП БИС

Обозначение	Элементы структуры	Толщина, мкм	Тип проводимости	Материал
H0	Подложка	460 ± 20	p	Si, легированный бором КДБ12(100)
H1	Окисел скрытый	0,38	–	Оксид кремния
H2	Карман P-типа	0,24	p	Si, легированный бором
H3	Подлегирование канала NMOП тр-ра	–	–	Si, легированный бором
H4	Карман N-типа	0,24	n	Si, легированный фосфором
H5	Подлегирование канала PMOП тр-ра	–	–	Si, легированный бором
H6	Программирование	–	n	Si, легированный фосфором
H7	Окисел подзатворный	0,03 ± 0,0020	–	Оксид кремния
H8	Затвор	0,37 ± 0,03	n	Поликремиий, легированный фосфором

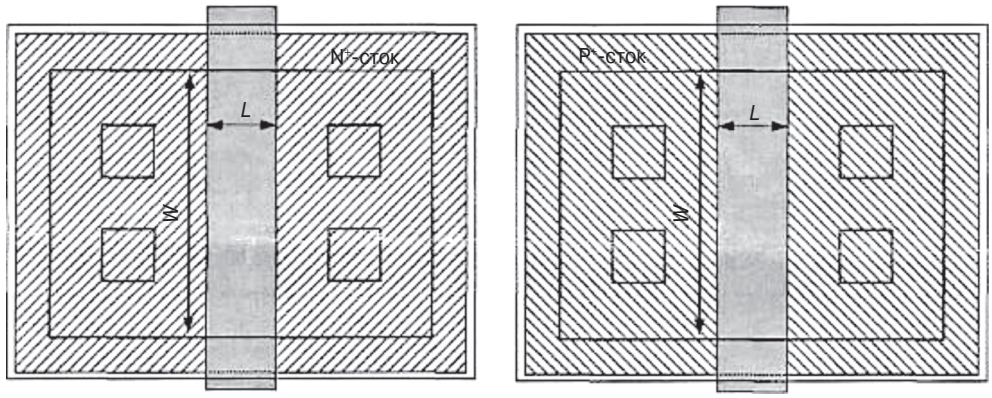
Таблица 9.4 (окончание)

Обозначение	Элементы структуры	Толщина, мкм	Тип проводимости	Материал
H9	СЛС P-типа	0,24	p	Si, легированный бором
H10	СЛС N- типа	0,24	n	Si, легированный фосфором
H11	Окисел пристеночный	0,25 ± 0,10	–	Оксид кремния
H12	P^+-стоки	0,24	p	Si, легированный бором
H13	N^+-стоки	0,24	n	Si, легированный мышьяком
H14	Межслойный диэлектрик – 1	0,035 ± 0,005		Нитрид кремния
H15	Конденсатор	0,17 ± 0,02	n	Поликремний, легированный фосфором
H16	Межслойный диэлектрик – 2	0,70 ± 0,08	–	Оксид кремния
H17	Металлизация – 1	0,025 ± 0,002	–	Ti
		0,10 ± 0,01	–	TiN
		0,45 ± 0,05	–	Al+Si
		0,06 ± 0,01	–	TiN
H18	Межслойный диэлектрик – 3	0,70 ± 0,1	–	Оксид кремния
H19	Металлизация – 2	1,0 ± 0,1	–	Al+Si
		0,04 ± 0,01	–	TiN
H20	Пассивация	0,4 ± 0,04	–	Оксид кремния
		0,7 ± 0,07	–	Нитрид кремния

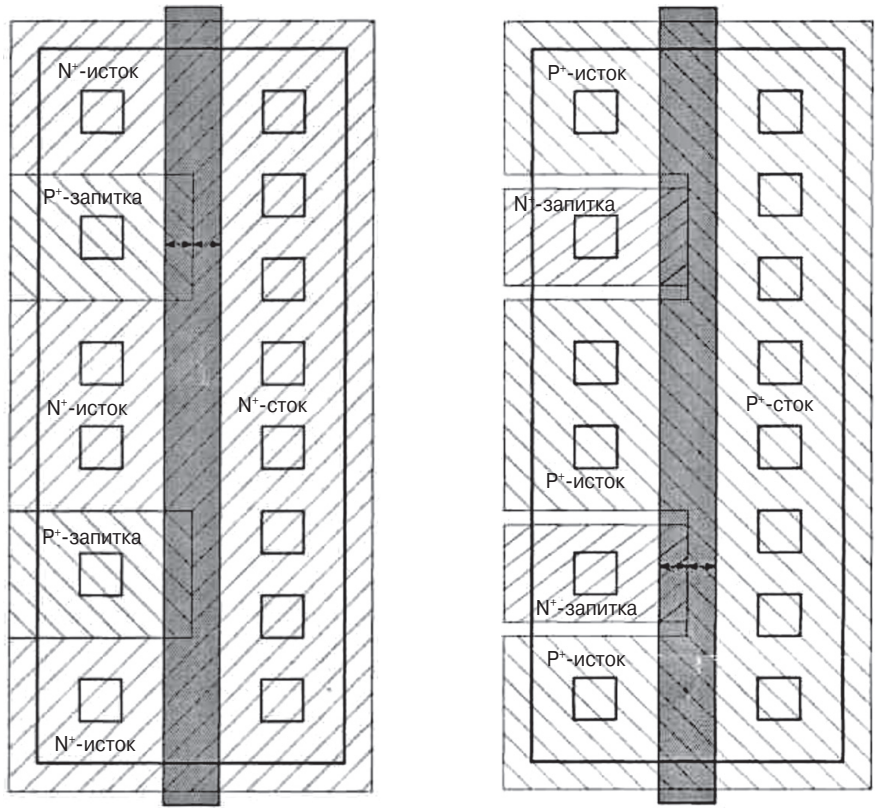
Всего было исследовано 7 различных конструктивно-технологических вариантов тестовых элементов:

1) резисторы выполнены в разных слоях кремния и поликремния (2 типа элементов);
2) конденсаторы с подзатворным окислом и с захороненным окислом в качестве диэлектрика;
3) цепочки диодов различной конфигурации, выполненных в n- и p-карманах;
4) n- и p-канальные МОП транзисторы различной конфигурации (3 типа элементов).

В тестовой матрице использовались также наборы n- и p-канальных МОП транзисторов с различными соотношениями длины L и ширины W канала разной конфигурации: без запитки канала, с линейной запиткой канала, с H-образной запиткой канала и с 2T-образной (только n-МОП) запиткой канала, которые представлены на рис. 9.19.



а)



б) в)

Рис. 9.19. Варианты запитки канала МОП транзистора: без запитки канала (*а*); линейная запитка канала (исток встык с запиткой) (*б*); линейная запитка канала (исток с зазором к запитке) (*в*)

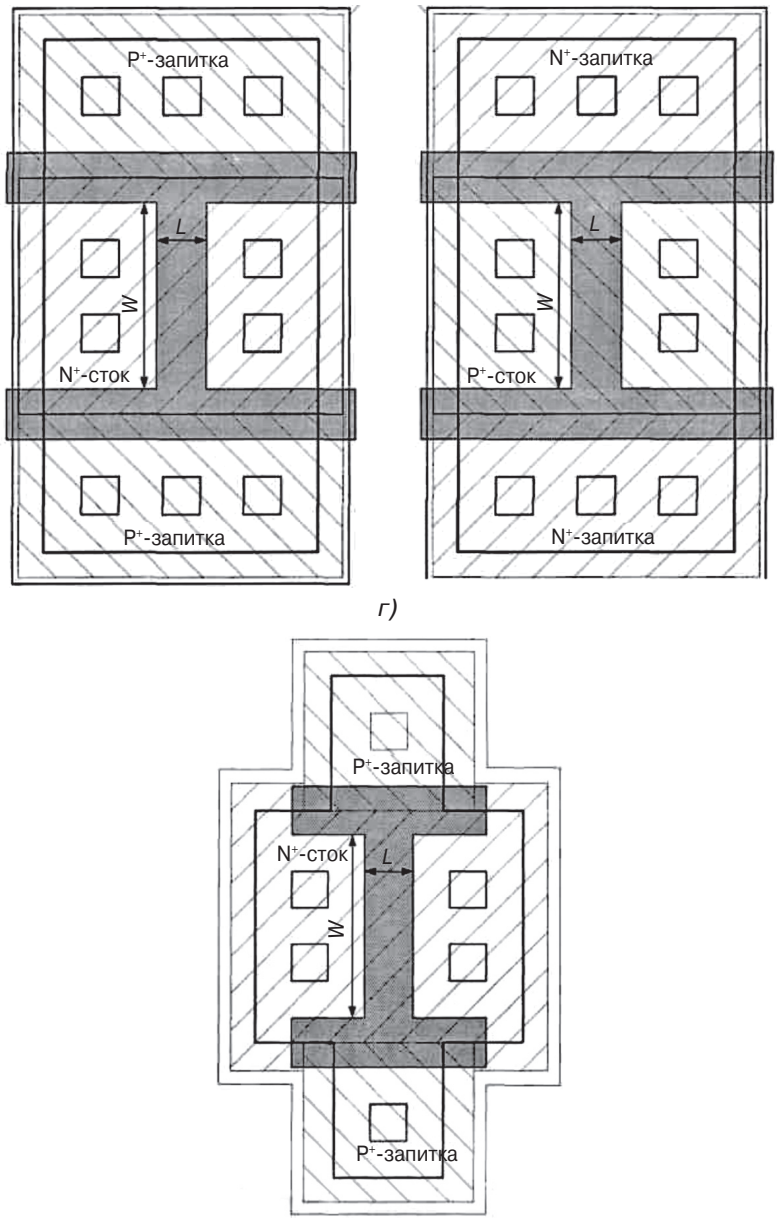


Рис. 9.19. Варианты запитки канала МОП транзистора: Н-образная запитка канала (Р-карман, N-карман) (*г*); 2Т-образная запитка канала (Р-карман) (*д*)

9.4.2. Методика проведения эксперимента

С заказчиком была оговорена методика проведения испытаний, определены параметры и режимы измерений элементной базы КМОП БИС до и после проведения облучения.

Исследование экспериментальных образцов тестовой матрицы в корпусах при воздействии облучения проводили в гамма-установке на основе изотопного источника Co^{-60} с мощностью дозы 37,45 Р/с. Образцы помещались в специальный держатель, который опускался в реактор. При открытии заслонки реактора начиналось облучение образцов γ-квантами. После облучения образцы извлекали из реактора и подключали к измерительной аппаратуре.

Испытания проводились в активном режиме, то есть во время облучения на образцы подавалось определенное напряжение. Так как любое электромагнитное возмущение или воздействие статического заряда как во время, так и после облучения может вызвать серьезные изменения в состоянии испытуемого образца (вплоть до пробоя), то для проведения испытаний и измерений было изготовлено специальное устройство, позволившее минимизировать влияние вышеуказанных явлений. За основу было взято контактное устройство с несколькими разъемами, в которое помещался корпус испытуемого кристалла тестовой матрицы. В соответствии со схемой разварки выводов корпусов тестовой матрицы была разработана схема подсоединения контактного устройства через эти разъемы к установке γ-облучения и измерительной аппаратуре.

Выводы всех корпусов тестовой матрицы были распаяны на разъемы типа COM (DIN9). До начала облучения образцов γ-квантами и после окончания облучения все выводы разъемов соединялись с «землей». Это предотвращало влияние коммутационных выбросов напряжения в момент срабатывания реле перемещения заслонки реактора и исключало воздействие статического электричества в процессе загрузки–выгрузки образцов из реактора и подключения их к измерительной аппаратуре. При работе с экспериментальными образцами оператор надевал антистатический браслет. В момент облучения выводы исследуемого образца подключались через эти разъемы к требуемым потенциалам, а при измерениях параметров элементов тестовой матрицы – к измерительной аппаратуре.

Для подачи необходимого напряжения на выводы экспериментальных образцов использовались два стабилизированных источника питания Б5-13. Дрейф напряжения в течение времени облучения не превышал $\pm$20 мВ. Измерение параметров исследуемых экспериментальных образцов проводилось с помощью ПНХТ Л2-56. Для фиксации результатов использовалась цифровая фотокамера Canon A410, установленная на штативе перед экраном ПНХТ. Это позволило значительно сократить время проведения измерения параметров испытываемых образцов тестовой матрицы и повысить точность измерений за счет компьютерной обработки снимков.

Для подключения экспериментальных образцов тестовой матрицы к измерительной аппаратуре был изготовлен четырехканальный коммутатор, который позволил упростить проведение измерений. Коммутатор состоит из 4 электромеханических реле типа РЭС-60 и нескольких переключателей. Реле служат для устранения «дребезга контактов» при подключении выводов контактного устройства к измерительной аппаратуре. Дополнительный ток, вносимый коммутатором в измеряемый сигнал, не превышал 0,1 пА, что не влияло на точность измерений.

Исследования экспериментальных образцов тестовой матрицы проводились в следующей последовательности. Первоначально были замерены все параметры исследуемого образца в соответствии с методикой проведения измерений. Затем

тестовый образец помещался в реактор на время, за которое он получал полную дозу облучения 10^4 рад. После извлечения его из реактора замерялись все его параметры. Время от момента окончания облучения и до начала измерения параметров исследуемого образца составляло ≤ 90 с. Сам процесс измерений параметров также не превышал 90 с. Исследуемый образец оставался в контактном устройстве, а через 15 мин. снова проводились измерения параметров для определения величины релаксации облученного образца. Затем проводились повторные измерения параметров через определенные промежутки времени.

Аналогично в реактор помещался второй тестовый образец, который получал полную дозу облучения $5 \cdot 10^4$ рад. Третий получал полную дозу облучения 10^5 рад, четвертый – $5 \cdot 10^5$ рад и пятый – 10^6 рад. Если какой-то образец не выдерживал определенную дозу облучения (например, 10^5 рад), то последующий облучался меньшей дозой (для нашего примера это $7 \cdot 10^4$ рад).

Таким образом, каждый экспериментальный образец получил только одну полную дозу облучения, за исключением образца № 4-2-2, который был облучен полной суммарной дозой 10^6 рад за два приема ($8 \cdot 10^5$ рад и $2 \cdot 10^5$). Это было сделано из-за недостаточного количества предоставленных заказчиком образцов.

9.4.3. Экспериментальные результаты

Полученные данные по измерению вольт-амперных характеристик элементной базы КМОП БИС в КНИ-структурах при воздействии γ-облучения были обработаны и представлены в виде таблиц и графиков. Корпуса экспериментальных образцов тестовой матрицы были промаркированы следующим образом: № пластины – № сборки – № кристалла.

9.4.3.1. Резисторы

Резисторы сформированы в разных слоях кремния и поликремния при изготовлении тестовой матрицы элементов КМОП БИС и представлены тестовыми сборками с условными обозначениями 9 и 10. Их технологические параметры приведены в табл. 9.5.

Таблица 9.5. Параметры тестовых резисторов

Параметр		Режим измерений	Обозначение	Номера выводов и их назначение		Значение параметра, кОм	
Поверхностное сопротивление слоя							
Слой	Размер				⊥	Мин.	Макс.
Сборка 9							
N-карман	1 квадрат, (50 × 50) мкм	U = 5 В	R1	26	27*	20	100
Программирование	10 квадратов, (15 × 150) мкм	U = 5 В	R2	28	27	5	15
N^+-сток	10 квадратов, (15 × 150) мкм	U = 5 В	R3	28	29	0,2	1,0
ПКК1	50 квадратов, (2 × 100) мкм	U = 5 В	R4	30	29	2	3
ПКК1	1 квадрат, (50 × 50) мкм	U = 1 В	R5	30	31	0,2	0,3
P-карман	1 квадрат, (50 × 50) мкм	U = –5 В	R6	32	33*	5	10
P^+-охрана	1 квадрат, (50 × 50) мкм	U = –5 В	R7	33	34*	5	10
P^+-сток	10 квадратов, (15 × 150) мкм	U = –5 В	R8	34	35	1	2,5

Таблица 9.5 (окончание)

Параметр		Режим измерений	Обозначение	Номера выводов и их назначение		Значение параметра, кОм	
Поверхностное сопротивление слоя							
Слой	Размер				⊥	Мин.	Макс.
Сборка 10							
ПКК2	50 квадратов (2 × 100) мкм	U = 5 В	R1	9	10	30	70
ПКК2	50 квадратов (2 × 100) мкм	U = 5 В	R2	10	11	30	70
ПКК2	1 квадрат (50 × 50) мкм	U = 5 В	R3	11	12	3	7
ПКК2	1 квадрат (50 × 50) мкм	U = 5 В	R4	12	13	3	7

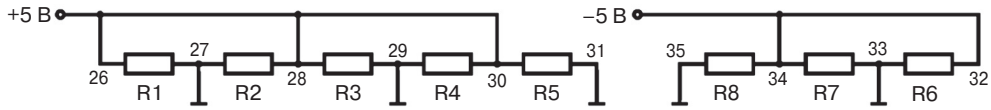
* При измерениях параметров эти выводы должны быть заземлены.

Выводы всех резисторов были распаяны на разъем контактного устройства. При облучении на резисторы подавалось напряжение +5 В и –5 В от двух блоков питания типа Б5-13 в соответствии со схемой, приведенной на рис. 9.20. Общая точка блоков питания была заземлена.

Измерения параметров резисторов проводили при помощи ПНХТ Л2-56. На выводы резисторов подавалось напряжение в соответствии с режимами, приведенными в табл. 9.5.

Результаты измерения экспериментальных образцов резисторов приведены в табл. 9.6.

Сборка 9



Сборка 10

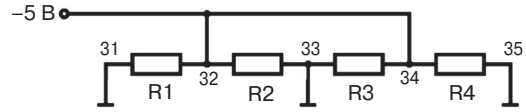


Рис. 9.20. Сборки

Таблица 9.6. Параметры измерения экспериментальных образцов резисторов

Резистор	Сопротивление, кОм					
	Исходное		После облучения через			
	БГУИР		1,5 мин.	15 мин.	80 мин.	17 ч 20 мин.
Сборка 9						
Образец № 4-9-7. Полная доза 10^5 рад						
9 – R1		37,037	37,736	37,879		
9 – R2		13,333	13,699	13,699		
9 – R3		0,781	0,806	0,793		

Таблица 9.6 (окончание)

Резистор	Сопротивление, кОм					
	Исходное		После облучения через			
	БГУИР		1,5 мин.	15 мин.	80 мин.	17 ч 20 мин.
Сборка 9						
Образец № 4-9-7. Полная доза 10^5 рад						
9 – R4		1,574	1,6	1,587		
9 – R5		28,571 (Ом)	28,986 (Ом)	30,534 (Ом)		
9 – R6		40,984	90,909	91,743		
9 – R7		8,641	11,111	10,753		
9 – R8		1,315	1,351	1,333		
Образец № 4-9-4. Полная доза 10^6 рад						
9 – R1	49,2	51,546	25,974	28,169	25,907	31,25
9 – R2	14,29	13,889	14,388	14,493		14,925
9 – R3	0,617	0,595	0,610	0,595		0,610
9 – R4	1,653	1,613	1,626	1,613		1,653
9 – R5	33,3 (Ом)	32 (Ом)	31,35 (Ом)	31,01 (Ом)		30,3 (Ом)
9 – R6	23,8	21,277	138,89	120,48	135,14	96,154
9 – R7	7,14	6,849	13,423	12,987	13,333	11,905
9 – R8	1,351	1,309	1,3245	1,316		1,351
Сборка 10						
Образец № 4-10-6. Полная доза 10^6 рад						
10 – R1		90,909	90,909	90,909		
10 – R2		90,909	91,743	91,743		
10 – R3		1,515	1,515	1,515		
10 – R4		1,527	1,527	1,527		

Измерения параметров резисторов после облучения через 80 мин. и 17 ч 20 мин. были проведены на ПНХТ Л2-56. Для возможности корректировки результатов измерений исходные параметры резисторов были замерены на обоих ПНХТ. Измерения, проведенные на втором приборе, выделены в таблице серым цветом и обозначены аббревиатурой «БГУИР»

Форма ВАХ резисторов представляет собой прямую линию, за исключением резисторов R1, R6, и R7 сборки 9, которые нелинейны. ВАХ этих резисторов в сравнении с резистором со стандартной ВАХ (9-R2) приведены в табл. 9.7.

Таблица 9.7. ВАХ резисторов до и после облучения

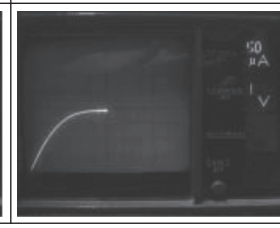
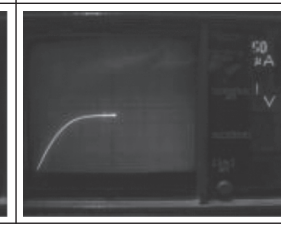
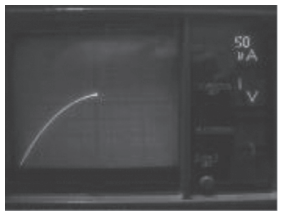
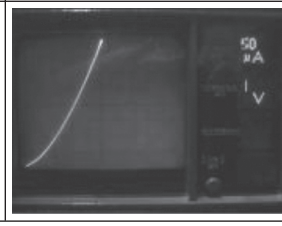
Резистор	Исходный	После облучения 10^6 рад через	
		1,5 мин.	15 мин.
9-R1			

Таблица 9.7 (окончание)

Резистор	Исходный	После облучения 10^6 рад через	
		1,5 мин.	15 мин.
9-R2			
9-R6			
9-R9			

9.4.3.2. Диоды

Диоды сформированы в n- и p-карманах слоев кремния КНИ структур и представляют собой МОП транзисторы в диодном включении (затвор соединен с истоком). В тестовой матрице диоды собраны в цепочки (сборка 7). Цепочки состоят из единичных диодов с одинаковой длиной затвора ($L_{затв} = 3$ мкм) и различной шириной ($W = 3, 10, 20, 100$ мкм). Количество диодов в цепочках разное, но суммарная ширина диодов во всех тестовых цепочках составляет 600 мкм. Их технологические параметры приведены в табл. 9.8.

Таблица 9.8. Параметры тестовых диодов

Параметр	Режим измерений*	Обозначение	Значение параметра		
			Мин.	Макс.	Огранич.
Диоды N^+-сток – P-карман					
Ток утечки, мкА	$U_c = 8$ В	$I_{ут}$	–0,01	0,01	–
Напряжение пробоя, В	$I_c = 10$ нА	$U_{проб.}$	8	–	20
Диоды P^+-сток – N-карман					
Ток утечки, мкА	$U_c = -8$ В	$I_{ут}$	–0,01	0,01	–
Напряжение пробоя, В	$I_c = -10$ нА	$U_{проб.}$	–	–8	–20

* $U_з = U_и = U_п = 0$ В.

Выводы цепочек тестовых диодов были распаяны на разъем контактного устройства.

При облучении все выводы диодов были заземлены.

Измерения параметров диодов проводили при помощи ПНХТ Л2-56. Общие затворы диодов были соединены с общими истоками и подложкой. На стоки диодов через коммутатор подавалось напряжение в соответствии с режимами, приведенными в табл. 9.8. Результаты измерения экспериментальных образцов диодов приведены в табл. 9.9.

Таблица 9.9. Параметры измерения экспериментальных образцов диодов

Диод*		Параметр	Режим измерений	Исходное	После облучения
Образец № 4-7-4. Полная доза 10^6 рад					
n^+-p-карман	1	$U_{проб.}$	I = 10 нА	13,1 В	14 В
		$I_{ут}$	U = 8 В	< 0,1 нА	< 0,1 нА
	2	$U_{проб.}$	I = 10 нА	12,9 В	13,4 В
		$I_{ут}$	U = 8 В	0,5 нА	0,5 нА
	3	$U_{проб.}$	I = 10 нА	13 В	13,5 В
		$I_{ут}$	U = 8 В	< 0,1 нА	< 0,1 нА
	4	$U_{проб.}$	I = 10 нА	12,9 В	13,5 В
		$I_{ут}$	U = 8 В	< 0,1 нА	< 0,1 нА
p^+-n-карман	1	$U_{проб.}$	I = –10 нА	–12,8 В	–12,7 В
		$I_{ут}$	U = –8 В	< –0,1 нА	< –0,1 нА
	2	$U_{проб.}$	I = –10 нА	–12,9 В	–12,7 В
		$I_{ут}$	U = –8 В	< –0,1 нА	< –0,1 нА
	3	$U_{проб.}$	I = –10 нА	–13,1 В	–12,8 В
		$I_{ут}$	U = –8 В	< –0,1 нА	< –0,1 нА
	4	$U_{проб.}$	I = –10 нА	–13 В	–12,9 В
		$I_{ут}$	U = –8 В	< –0,1 нА	< –0,1 нА

* 1 – 200 параллельных диодов, W1 диода = 3 мкм,
2 – 60 параллельных диодов, W1 диода = 10 мкм,
3 – 30 параллельных диодов, W1 диода = 20 мкм,
4 – 6 параллельных диодов, W1 диода = 100 мкм.

9.4.3.3. Конденсаторы

Тестовая сборка 8 позволила провести измерения пяти различных конденсаторных структур. В трех из них диэлектриком являлся подзатворный диэлектрик, а в двух других в качестве диэлектрика был захороненный окисел. Технологические параметры конденсаторных структур приведены в табл. 9.10.

Таблица 9.10. Параметры тестовых конденсаторов

Параметр	Режим измерений	Обозначение	Значение параметра		
			Мин.	Макс.	Огранич.
Конденсаторы на подзатворном окисле. Площадь обкладок S = 80 × 125 = 1 · 10^6 мкм^2					
C1: ПКК (не перекрывает активную структуру) – SiO_2 – N-карман					
Ток утечки, мкА	U_c = 15 В	$I_{ут}$	–0,1	0,1	–
Напряжение пробоя, В	I_c = 10 нА	$U_{проб.}$	10	30	40

Таблица 9.10 (окончание)

Параметр	Режим измерений	Обозначение	Значение параметра		
			Мин.	Макс.	Огранич.
С2: ПКК (перекрывает активную структуру) – SiO_2 – N-карман					
Ток утечки, мкА	U_c = 15 В	$I_{ут}$	–0,1	0,1	–
Напряжение пробоя, В	I_c = 10 нА	$U_{проб.}$	10	30	40
С3: ПКК (не перекрывает активную структуру) – SiO_2 – P-карман					
Ток утечки, мкА	U_c = –8 В	$I_{ут}$	–0,1	0,1	–
Напряжение пробоя, В	I_c = –10 нА	$U_{проб.}$	–30	–15	–40
Конденсаторы на захороненном окисле. Площадь обкладок S = 1,12 · 10^6 мкм^2					
С4: N-карман – BOX – подложка					
Ток утечки, мкА	U_c = 15 В	$I_{ут}$	–0,1	0,1	–
Напряжение пробоя, В	I_c = 10 нА	$U_{проб.}$	–30	–10	–70
С5: P-карман – BOX – подложка					
Ток утечки, мкА	U_c = 15 В	$I_{ут}$	–0,1	0,1	–
Напряжение пробоя, В	I_c = 10 нА	$U_{проб.}$	15	30	70

Измерения параметров тестовых конденсаторов проводили, используя два разъема контактного устройства с максимально короткими соединительными проводниками для уменьшения паразитной емкости. При облучении на обкладки конденсаторов подавалось напряжение смещения 5 В, при котором обкладка из полупроводникового материала либо наименее легированная область находилась в режиме обогащения носителями заряда (для кремния n-типа это отрицательный потенциал, для p-типа – положительный):

- для конденсаторов с подзатворным окислом в качестве диэлектрика:
  - на верхнюю обкладку конденсатора с карманом n-типа (ПКК1) подавалось положительное относительно земли напряжение смещения +5 В;
  - на нижнюю обкладку конденсатора с карманом p-типа (ПКК1) подавалось отрицательное относительно земли напряжение –5 В;
  - карманы n- и p-типов соединялись с подложкой и заземлялись;
- для конденсаторов с захороненном окислом в качестве диэлектрика:
  - на n-карман конденсатора подавалось отрицательное относительно подложки напряжение смещения –5 В;
  - на p-карман конденсатора подавалось положительное относительно подложки напряжение смещения +5 В;
  - подложка заземлялась.

Измерения токов утечки проводили на ПНХТ Л2-56. Вольт-емкостные характеристики измеряли с помощью специально разработанного и изготовленного прибора, за основу измерения которого взят принцип RC делителя. Частота измерительного сигнала 2 МГц, амплитудное значение измерительного сигнала 50 мВ. Максимальный диапазон напряжения смещения прибора в пределах от –50 В до +50 В.

Измерение параметров конденсаторных структур после облучения проводили в два этапа. Сразу после окончания облучения измеряли токи утечки при смещениях +5 В и –5 В. На втором этапе проводили регистрацию вольт-емкостных харак-

теристик конденсаторных структур. Повторные измерения провели через 24 ч и 14 сут. после облучения.

Регистрация характеристик конденсаторных структур с подзатворным окислом в качестве диэлектрика производилась при линейной развертке напряжения смещения в диапазоне от –5 В до +5 В. Первоначальное направление развертки выбирали таким образом, чтобы обкладка конденсатора из полупроводникового материала входила в насыщение. То есть для конденсаторных структур с обкладкой из кармана n-типа потенциал на кармане разворачивали от нулевого значения в отрицательном, а затем в положительном направлениях; а для конденсаторов с карманом p-типа – наоборот.

При измерении конденсаторов с захороненным окислом в качестве диэлектрика напряжение смещения, подаваемое на обкладку из полупроводникового материала, разворачивали от нуля до –50 В, затем до +50 В (для конденсатора на кармане n-типа) либо в обратном направлении для конденсатора на кармане p-типа. Подложка в обоих случаях была заземлена.

При измерениях учитывалась емкость контактного устройства с соединительными проводами, которая составляла 3 пФ для конденсаторов с подзатворным диэлектриком и 1,2 пФ для конденсаторов с захороненным окислом в качестве диэлектрика.

Результаты измерений параметров тестовых конденсаторов приведены в табл. 9.11. Токи утечек всех конденсаторов, для которых значение не указано, составляют менее 100 пА.

Таблица 9.11. Параметры экспериментальных образцов конденсаторов

Номер	Параметр	Исходное	Ч/з 30 мин.	Ч/з 24 ч	Ч/з 14 сут.
Конденсаторы на подзатворном диэлектрике					
Образец № 2-8-1. Полная доза 10^5 рад					
C1	C_{sat}, пФ	Утечки 3,5 мкА	Утечки 3,5 мкА		
	C_{depl}, пФ				
C2	C_{sat}, пФ	14,76	14,61		
	C_{depl}, пФ	7,05	7,01		
	d_V, мВ		– 60		
C3	C_{sat}, пФ	14,38	14,35		
	C_{depl}, пФ	5,39	5,25		
	d_V, мВ		–100		
Образец №4-8-9. Полная доза 10^6 рад					
C1	C_{sat}, пФ	14,51	14,40	14,45	14,25
	C_{depl}, пФ	4,25	5,58	5,40	5,20
	d_V, мВ	–	–250	–230	–160
C2	C_{sat}, пФ	14,82	Утечки более 100 мкА	–	–
	C_{depl}, пФ	5,06			
	d_V, мВ	–	–	–	–
C3	C_{sat}, пФ	14,56	14,30	14.25	14.20
	C_{depl}, пФ	7,96	8,28	8,27	8,19
	d_V, мВ	–	–530	–500	–500

Таблица 9.11 (окончание)

Номер	Параметр	Исходное	Ч/з 30 мин.	Ч/з 24 ч	Ч/з 14 сут.
Конденсаторы на захороненном окисле					
Образец № 2-8-5. Полная доза 10^5 рад					
С4	C_{sat}, пФ	7,78	7,71		
	C_{depl}, пФ	3,53	3,53		
	d_V, мВ	–	–		
С5	C_{sat}, пФ	6,50	6,38		
	C_{depl}, пФ	5,44	5,50		
	d_V, мВ	–	–		
Образец № 2-8-8. Полная доза 10^6 рад					
С4	C_{sat}, пФ	8,54	8,49	8,39	8,44
	C_{depl}, пФ	3,79	6,84	6,76	6,75
	d_V, мВ	–	–	–	–
С5	C_{sat}, пФ	6,50	6,64	6,62	6,54
	C_{depl}, пФ	6,09 (?)	5,79	5,77	5,68
	d_V, мВ	–	–	–	–

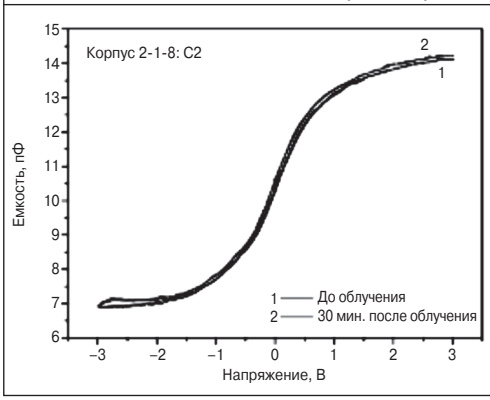
C_{sat} – емкость в насыщении,
C_{depl} – емкость в обеднении,
d_V – смещение вольт-емкостной характеристики по сравнению с исходной.

Вольт-емкостные характеристики конденсаторных структур до и после облучения приведены на графиках в табл. 9.12. На графиках по оси X отложено значение потенциала на ПКК затворе конденсаторов С1–С3, а для конденсаторов С4 и С5 по оси X отложено значение подаваемого потенциала смещения на карман.

Таблица 9.12. Вольт-емкостные характеристики тестовых конденсаторов

Конденсаторы на подзатворном диэлектрике

Полная доза 10^5 рад. Образец № 2-8-1. Конденсаторы С2 и С3



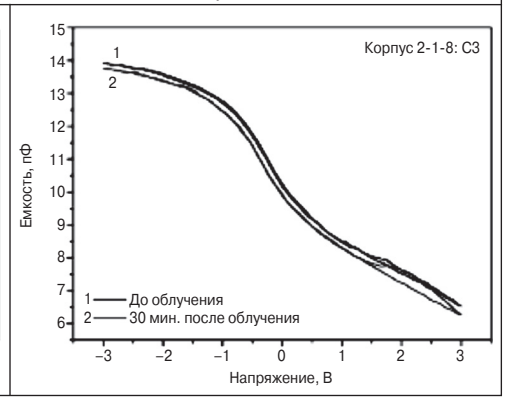
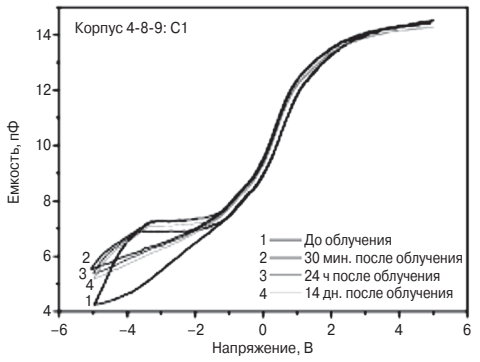
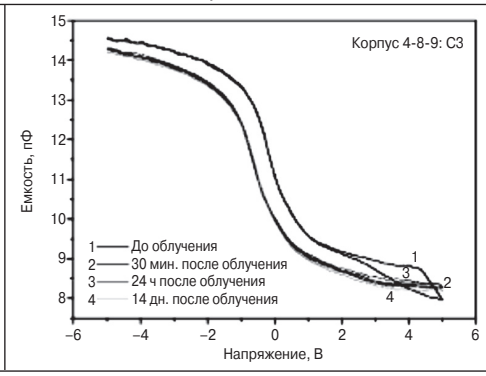


Таблица 9.12 (окончание)

Конденсаторы на подзатворном диэлектрике

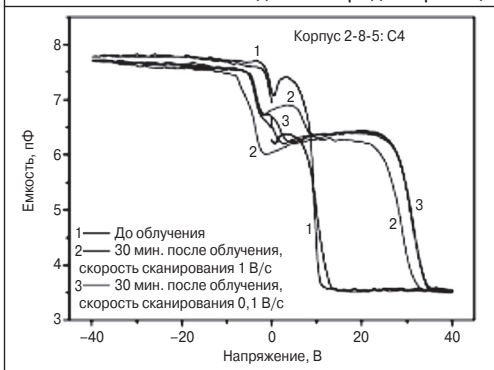
Полная доза 10^6 рад. Образец № 4-8-9. Конденсаторы С1 и С3

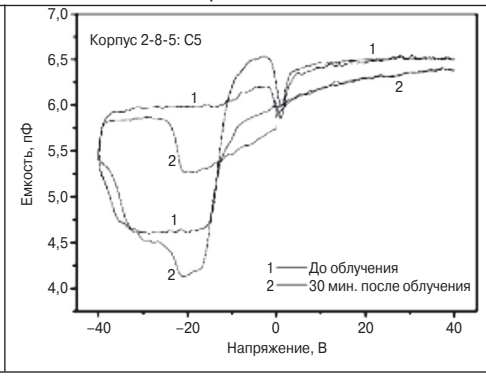




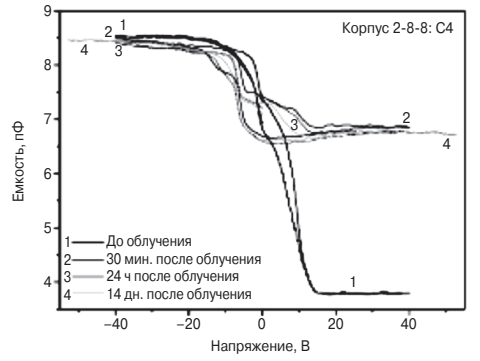
Конденсаторы на захороненном окисле

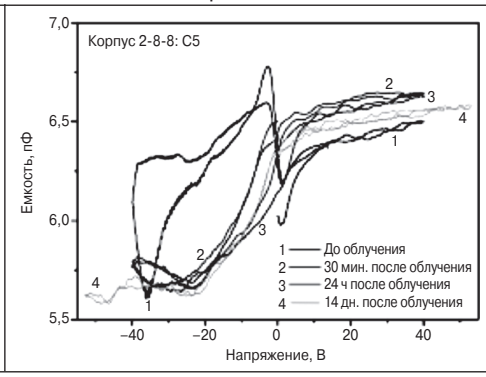
Полная доза 10^5 рад. Образец № 2-8-5. Конденсаторы С4 и С5





Полная доза 10^6 рад. Образец № 2-8-8. Конденсаторы С4 и С5





9.4.3.4. Транзисторы

Наборы n- и p-канальных транзисторов тестовой матрицы элементов КМОП БИС с различными соотношениями длины и ширины канала и разной конфигурацией запитки канала собраны в тестовые сборки 1, 2 и 4. Их технологические параметры приведены в табл. 9.13.

Таблица 9.13. Технологические параметры тестовых транзисторов

Параметр	Режим измерений*	Обозначение	Значение параметра		
			Мин.	Макс.	Огранич.
N-канальный транзистор					
Ток стока, мкА	$U_c = U_з = 5$ В	$I_{ст}$	50	–	–
Пороговое напряжение, В	$I_c = 0{,}1$мкА, $U_c = U_з$	$U_{пор.}$	1,0	2,5	5,0
Ток утечки, мкА	$U_c = 3$ В, $U_з = 0$ В	$I_{ут}$	–0,01	0,01	–
P-канальный транзистор					
Ток стока, мкА	$U_c = U_з = -5$ В	$I_{ст}$	–	–20	–
Пороговое напряжение, В	$I_c = -0{,}1$мкА, $U_c = U_з$	$U_{пор.}$	–2,5	–1,0	–5,0
Ток утечки, мкА	$U_c = -3$ В, $U_з = 0$ В	$I_{ут}$	–0,01	0,01	–

* $U_и = U_{подложки} = 0$ В.

Выводы всех транзисторов были распаяны на два разъема контактного устройства – отдельно p-канальные и n-канальные. В момент облучения все выводы транзисторов p-типа были подключены к «земле». У транзисторов n-типа все истоки и стоки также заземляли, а на затворы подавали напряжение +5 В.

Измерения параметров тестовых транзисторов проводили при помощи ПНХТ Л2-56. На выводы транзисторов через коммутатор подавалось напряжение в соответствии с режимами, приведенными в табл. 9.14. При измерениях придерживались следующей последовательности:

1) пороговые напряжения;

2) токи утечек;

3) выходные вольт-амперные характеристики.

Пороговые напряжения по уровню 0,1 мкА замеряли на ПНХТ в режиме утечки с ручной разверткой напряжения. Затем ПНХТ переключали в основной режим развертки и фиксировали форму кривой порогового напряжения с разрешением 1 мкА/дел. при помощи фотокамеры.

Первоначально измеряли n-канальные транзисторы, потом p-канальные. Длительность серии измерений не превышала 150 с для каждого из типов транзисторов. Затем серию измерений параметров транзисторов повторяли через 15 мин. после окончания облучения. Повторные измерения параметров экспериментальных транзисторов проводили через определенные промежутки времени в БГУИР на другом ПНХТ.

Результаты измерения экспериментальных образцов транзисторов тестовых сборок 1, 2 и 4 приведены в табл. 9.14–9.16.

В тестовой сборке 1 транзисторы имеют линейную запитку области канала (рис. 9.19), которая была закорочена с истоком. При посадке кристаллов в корпуса не был разварен контакт к подложке, поэтому карманы МОП транзисторов не были соединены с подложкой и находились под плавающим потенциалом. n- и p-канальные транзисторы имели различные геометрические размеры:

I $L = 1{,}6$ мкм $W_c = 19{,}2$ мкм $W_и = 28{,}8$ мкм – 4 запитки;
II $L = 1{,}6$ мкм $W_c = 2{,}4$ мкм $W_и = 4{,}8$ мкм – 1 запитка;
III $L = 18{,}0$ мкм $W_c = 19{,}2$ мкм $W_и = 28{,}8$ мкм – 4 запитки;
IV $L = 18{,}0$ мкм $W_c = 2{,}4$ мкм $W_и = 4{,}8$ мкм – 1 запитка (10 параллельно соединенных транзисторов).

Таблица 9.14. Параметры экспериментальных образцов транзисторов (сборка 1)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	90 мин.	120 мин.	1 сут.
Образец № 18. Полная доза 10^4 рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	0,9 В	0,9 В				0,9 В
	II	$U_и$ = 0В	0,9 В	0,9 В				0,95 В
	III	$I_с$ = 0,1мкА	1,3 В	1,3 В				1,4 В
	IV		1,1 В	1,0 В				1,1 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	< 1 нА				< 1 нА
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	< 1 нА				< 1 нА
	III	$U_и$ = 0 В	< 1 нА	< 1 нА				< 1 нА
	IV		< 1 нА	< 1 нА				< 1 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	2170 мкА	2100 мкА				2200 мкА
	II	$U_и$ = 0 В	290 мкА	280 мкА				290 мкА
	III		260 мкА	250 мкА				260 мкА
	IV		420 мкА	410 мкА				430 мкА
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,4 В	–1,5 В				–1,45 В
	II	$U_и$ = 0 В	–1,6 В	–1,65 В				–1,6 В
	III	$I_с$ = –0,1мкА	–1,7 В	–1,7 В				–1,7 В
	IV		–1,55 В	–1,6 В				–1,6 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = –3 В	< –1 нА	< –1 нА				< –1 нА
	II	$U_з$ = 0 В	< –1 нА	< –1 нА				< –1 нА
	III	$U_и$ = 0 В	< –1 нА	< –1 нА				< –1 нА
	IV		< –1 нА	< –1 нА				< –1 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = –5 В	–1200 мкА	–1100 мкА				–1120 мкА
	II	$U_и$ = 0 В	–150 мкА	–138 мкА				–145 мкА
	III		–100 мкА	–90 мкА				–95 мкА
	IV		–180 мкА	–160 мкА				–165 мкА
Образец № 20. Полная доза $5 \cdot 10^4$ рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	0,9 В	0 В	0 В	0 В	0 В	0 В
	II	$U_и$ = 0 В	1 В	0 В	0 В	0 В	0 В	0 В
	III	$I_с$ = 0,1мкА	1,4 В	1,2 В	1,2 В	1,35 В	1,35 В	1,4 В
	IV		1,1 В	0,3 В	0,3 В	0,45 В	0,45 В	0,5 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	КЗ	8 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	КЗ	8 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА
	III	$U_и$ = 0 В	< 1 нА	600 нА	500 нА	480 нА	450 нА	450 нА
	IV		< 1 нА	6 мА	6 мА	6 мА	6 мА	6 мА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	2200 мкА	н/о	н/о	н/о	н/о	н/о
	II	$U_и$ = 0 В	275 мкА	н/о	н/о	н/о	н/о	н/о
	III		240 мкА	195 мкА	195 мкА	195 мкА	195 мкА	190 мкА
	IV		385 мкА	н/о	н/о	н/о	н/о	н/о

Таблица 9.14 (окончание)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	90 мин.	120 мин.	1 сут.
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,35 В	–1,6 В	–1,5 В	–1,5 В	–1,5 В	–1,5 В
	II	$U_и$ = 0 В	–1,5 В	–1,7 В	–1,7 В	–1,6 В	–1,65 В	–1,65 В
	III	$I_с$ = –0,1мкА	–1,7 В	–1,8 В	–1,8 В	–1,8 В	–1,8 В	–1,8 В
	IV		–1,55 В	–1,7 В	–1,7 В	–1,7 В	–1,65 В	–1,7 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = –3 В	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА
	II	$U_з$ = 0 В	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА
	III	$U_и$ = 0 В	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА
	IV		<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА	<–1 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = –5 В	1300 мкА	1100 мкА	1100 мкА	1040 мкА	1140 мкА	1140 мкА
	II	$U_и$ = 0 В	160 мкА	128 мкА	130 мкА	124 мкА	136 мкА	136 мкА
	III		100 мкА	80 мкА	82 мкА	82 мкА	84 мкА	86 мкА
	IV		185 мкА	120 мкА	130 мкА	132 мкА	132 мкА	134 мкА
Образец № 19. Полная доза 7 · 10^4 рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	0,9 В	0,2 В	0,15 В	0,12 В		0,25 В
	II	$U_и$ = 0 В	0,9 В	обрыв	обрыв	обрыв		обрыв
	III	$I_с$ = 0,1мкА	1,35 В	0,6 В	0,6 В	0,65 В		0,8 В
	IV		1,1 В	0,3 В	0,25 В	0,25 В		0,4 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	КЗ	КЗ	КЗ		5 мА
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	КЗ	КЗ	КЗ		2,5 мА
	III	$U_и$ = 0 В	< 1 нА	20 нА	18 нА	13 нА		10 нА
	IV		< 1 нА	60 нА	60 нА	52 нА		30 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	2350 мкА	н/о	н/о	н/о		н/о
	II	$U_и$ = 0 В	310 мкА	н/о	н/о	н/о		н/о
	III		280 мкА	3,6 мкА	5,6 мкА	5,6 мкА		2,2 мкА
	IV		450 мкА	4,4 мкА	6,6 мкА	6,8 мкА		2,7 мкА
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,4 В	–1,6 В	–1,55 В	–1,5 В		–1,55 В
	II	$U_и$ = 0 В	–1,55 В	–1,7 В	–1,65 В	–1,65 В		–1,65 В
	III	$I_с$ = –0,1мкА	–1,7 В	–1,8 В	–1,8 В	–1,8 В		–1,8 В
	IV		–1,6 В	–1,7 В	–1,7 В	–1,7 В		–1,7 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = –3 В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		< –1 нА
	II	$U_з$ = 0 В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		< –1 нА
	III	$U_и$ = 0 В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		< –1 нА
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		< –1 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = –5 В	–1140 мкА	–940 мкА	–940 мкА	–960 мкА		–960 мкА
	II	$U_и$ = 0 В	–150 мкА	–120 мкА	–120 мкА	–120 мкА		–120 мкА
	III		–110 мкА	–80 мкА	–80 мкА	–80 мкА		–80 мкА
	IV		–185 мкА	–124 мкА	–124 мкА	–126 мкА		–124 мкА

Таблица 9.15. Параметры экспериментальных образцов транзисторов (сборка 2)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	100 мин.		
Образец № 4-2-5. Полная доза $7 \cdot 10^4$ рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,43 В	1,4 В	1,4 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,4 В	1,36 В	1,36 В			
	III	$I_с = 0{,}1$мкА	1,39 В	1,32 В	1,32 В			
	IV		1,39 В	1,34 В	1,32 В			
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,58 В	1,52 В	1,51 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,51 В	1,46 В	1,46 В			
	III	$I_с = 1$ мкА	1,49 В	1,43 В	1,44 В			
	IV		1,47 В	1,42 В	1,43 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = 3$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА			
	II	$U_з = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА			
	III	$U_и = U_п = 0$ В	5 нА	8 нА	7 нА			
	IV		3 нА	4 нА	3 нА			
$I_с$	I	$U_с = U_з = 5$ В	630 мкА	630 мкА	660 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1000 мкА	1010 мкА	1040 мкА			
	III		1340 мкА	1360 мкА	1390 мкА			
	IV		1700 мкА	1700 мкА	1750 мкА			
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,68 В	–1,78 В	–1,78 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,65 В	–1,72 В	–1,72 В			
	III	$I_с = -0{,}1$ мкА	–1,62 В	–1,7 В	–1,7 В			
	IV		–1,63 В	–1,72 В	–1,7 В			
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,82 В	–1,9 В	–1,9 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,76 В	–1,84 В	–1,83 В			
	III	$I_с = -0{,}1$ мкА	–1,73 В	–1,83 В	–1,82 В			
	IV		–1,73 В	–1,82 В	–1,81 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = -3$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	II	$U_з = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
$I_с$	I	$U_с = U_з = -5$ В	–320 мкА	–300 мкА	–260 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–510 мкА	–485 мкА	–420 мкА			
	III		–670 мкА	–630 мкА	–540 мкА			
	IV		–950 мкА	–890 мкА	–790 мкА			
Образец № 4-2-4. Полная доза 10^5 рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,36 В	1,3 В	1,28 В	1,29 В		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,42 В	1,35 В	1,35 В	1,36 В		
	III	$I_с = 0{,}1$ мкА	1,42 В	1,32 В	1,32 В	1,34 В		
	IV		1,4 В	1,32 В	1,32 В	1,32 В		

Таблица 9.15 (продолжение)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	100 мин.		
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,49 В	1,43 В	1,43 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,54 В	1,47 В	1,46 В			
	III	$I_с = 0{,}1$ мкА	1,51 В	1,45 В	1,43 В			
	IV		1,5 В	1,44 В	1,42 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = 3$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	II	$U_з = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	III	$U_и = U_п = 0$ В	5,5 нА	8 нА	3,5 нА	4,5 нА		
	IV		1,7 нА	3,5 нА	1,25 нА	1,5 нА		
$I_с$	I	$U_с = U_з = 5$ В	620 мкА	625 мкА	640 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	950 мкА	1010 мкА	1010 мкА			
	III		1320 мкА	1370 мкА	1350 мкА			
	IV		1630 мкА	1730 мкА	1730 мкА			
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,67 В	–1,8 В	–1,8 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,65 В	–1,78 В	–1,78 В			
	III	$I_с = -0{,}1$ мкА	–1,65 В	–1,78 В	–1,76 В			
	IV		–1,63 В	–1,75 В	–1,75 В			
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,82 В	–1,95 В	–1,93 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,77 В	–1,89 В	–1,88 В			
	III	$I_с = -0{,}1$ мкА	–1,77 В	–1,89 В	–1,87 В			
	IV		–1,72 В	–1,85 В	–1,84 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = -3$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	II	$U_з = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
$I_с$	I	$U_с = U_з = -5$ В	–345 мкА	–270 мкА	–270 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–500 мкА	–460 мкА	–550 мкА			
	III		–660 мкА	–585 мкА	–590 мкА			
	IV		–960 мкА	–880 мкА	–890 мкА			
Образец № 2-2-6. Полная доза 10^5 рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,41 В	1,38 В	1,37 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,43 В	1,39 В	1,39 В			
	III	$I_с = 0{,}1$мкА	1,42 В	1,38 В	1,38 В			
	IV		1,41 В	1,35 В	1,35 В			
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,54 В	1,49 В	1,51 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,55 В	1,5 В	1,51 В			
	III	$I_с = 0{,}1$ мкА	1,54 В	1,48 В	1,48 В			
	IV		1,53 В	1,45 В	1,4 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = 3$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА			
	II	$U_з = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА			
	III	$U_и = U_п = 0$ В	4 нА	7 нА	6 нА			
	IV		1,5 нА	3 нА	2 нА			

Таблица 9.15 (продолжение)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	100 мин.		
$I_с$	I	$U_с = U_з = 5$ В	600 мкА	630 мкА	620 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	940 мкА	990 мкА	960 мкА			
	III		1260 мкА	1320 мкА	1310 мкА			
	IV		1600 мкА	1690 мкА	1680 мкА			
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,63 В	–1,76 В	–1,76 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,63 В	–1,76 В	–1,77 В			
	III	$I_с = –0{,}1$ мкА	–1,61 В	–1,72 В	–1,72 В			
	IV		–1,59 В	–1,7 В	–1,68 В			
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,77 В	–1,9 В	–1,88 В			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,75 В	–1,87 В	–1,86 В			
	III	$I_с = –0{,}1$ мкА	–1,72 В	–1,83 В	–1,83 В			
	IV		–1,69 В	–1,79 В	–1,78 В			
$I_{ут}$	I	$U_с = –3$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	II	$U_з = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА			
$I_с$	I	$U_с = U_з = –5$ В	–275 мкА	–320 мкА	–260 мкА			
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–440 мкА	–415 мкА	–415 мкА			
	III		–605 мкА	–560 мкА	–565 мкА			
	IV		–930 мкА	–870 мкА	–850 мкА			
Параметр	**Тр-тор**	**Режим измер.**	**До облуч.**	**После облучения, через**				
				1,5 мин.	**15 мин.**	**16 ч 30 мин.**		
Образец № 2-2-3. Полная доза $5 \cdot 10^5$ рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,4 В	КЗ	КЗ	КЗ		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,43 В	1,23 В	1,23 В	1,25 В		
	III	$I_с = 0{,}1$ мкА	1,42 В	1,23 В	1,23 В	1,24 В		
	IV		1,41 В	1,2 В	1,2 В	1,22 В		
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,53 В	КЗ	КЗ	КЗ		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,56 В	1,37 В	1,38 В	1,4 В		
	III	$I_с = 1$ мкА	1,54 В	1,34 В	1,36 В	1,37 В		
	IV		1,52 В	1,33 В	1,31 В	1,34 В		
$I_{ут}$	I	$U_с = 3$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	II	$U_з = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	IV		< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
$I_с$	I	$U_с = U_з = 5$ В	600 мкА	255 мкА	265 мкА	280 мкА		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	920 мкА	1030 мкА	1030 мкА	1010 мкА		
	III		1230 мкА	1390 мкА	1385 мкА	1350 мкА		
	IV		1590 мкА	1800 мкА	1780 мкА	1750 мкА		

Таблица 9.15 (продолжение)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				1,5 мин.	15 мин.	16 ч 30 мин.		
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,62 В	–1,87 В	–1,86 В	–1,85 В		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,59 В	–1,83 В	–1,83 В	–1,82 В		
	III	$I_с = –0,1$ мкА	–1,57 В	–1,80 В	–1,80 В	–1,79 В		
	IV		–1,55 В	–1,8 В	–1,79 В	–1,77 В		
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,73 В	–2,04 В	–2,04 В	–2 В		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,69 В	–1,96 В	–1,95 В	–1,94 В		
	III	$I_с = –0,1$ мкА	–1,67 В	–1,91 В	–1,9 В	–1,89 В		
	IV		–1,64 В	–1,87 В	–1,87 В	–1,87 В		
$I_{ут}$	I	$U_с = –3$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		
	II	$U_з = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА		
$I_с$	I	$U_с = U_з = –5$ В	–310 мкА	–240 мкА	–245 мкА	–255 мкА		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–480 мкА	–390 мкА	–390 мкА	–390 мкА		
	III		–635 мкА	–525 мкА	–530 мкА	–530 мкА		
	IV		–960 мкА	–790 мкА	–800 мкА	–795 мкА		
Параметр	**Тр-тор**	**Режим измер.**	**До облуч.**	**После облучения, через**				
				Первое			**Второе**	
				1,5 мин.	**15 мин.**	**48 ч**	**1,5 мин.**	**15 мин.**
Образец № 4-2-2. Суммарная полная доза 10^6 рад; полная доза 1 – $8 \cdot 10^5$ рад; полная доза 2 – $2 \cdot 10^5$ рад								
n-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,43 В	1,13 В	1,12 В	КЗ (2,4кОм)	КЗ (2,4кОм)	КЗ (2,4кОм)
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,46 В	1,09 В	1,09 В	1,20 В	1,14 В	1,15 В
	III	$I_с = 0,1$ мкА	1,44 В	1,08 В	1,06 В	0,48(ут) В	0,92 В	0,92 В
	IV		1,42 В	1,02 В	1,02 В	1,06 В	0,03 В	0,03 В
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,58 В	1,27 В	1,29 В	КЗ	КЗ	КЗ
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,59 В	1,23 В	1,23 В	1,36 В	1,28 В	1,28 В
	III	$I_с = 1$ мкА	1,57 В	1,21 В	1,21 В	0,8 В	1,16 В	1,04 В
	IV		1,53 В	1,16 В	1,17 В	1,21 В	0,03 В	0,03 В
$I_{ут}$	I	$U_с = 3$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	1,5 нА	1,4 нА
	II	$U_з = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	1 мкА	0,7 мкА
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА
	IV		< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	КЗ	КЗ	КЗ
$I_с$	I	$U_с = U_з = 5$ В	605 мкА	710 мкА	720 мкА	350 мкА	340 мкА	340 мкА
	II	$U_и = U_п = 0$ В	940 мкА	1120 мкА	1140 мкА	1020 мкА	1060 мкА	1070 мкА
	III		1240 мкА	1490 мкА	1520 мкА	1370 мкА	1430 мкА	1440 мкА
	IV		1600 мкА	1900 мкА	1910 мкА	КЗ	КЗ	КЗ

Таблица 9.15 (окончание)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через				
				Первое			Второе	
				1,5 мин.	15 мин.	48 ч	1,5 мин.	15 мин.
p-канальный								
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,63 В	–1,85 В	–1,84 В	–1,84 В	–1,89 В	–1,89 В
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,6 В	–1,83 В	–1,82 В	–1,82 В	–1,87 В	–1,86 В
	III	$I_с = –0,1$ мкА	–1,59 В	–1,81 В	–1,81 В	–1,79 В	–1,84 В	–1,83 В
	IV		–1,59 В	–1,8 В	–1,8 В	–1,78 В	–1,82 В	–1,81 В
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	–1,74 В	–2,01 В	–2,0 В	–2,0 В	–2,07 В	–2,04 В
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–1,71 В	–1,94 В	–1,94 В	–1,94 В	–2,02 В	–2 В
	III	$I_с = –0,1$ мкА	–1,69 В	–1,92 В	–1,92 В	–1,91 В	–1,96 В	–1,95 В
	IV		–1,67 В	–1,9 В	–1,89 В	–1,88 В	–1,91 В	–1,91 В
$I_{ут}$	I	$U_с = –3$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА
	II	$U_з = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА
	III	$U_и = U_п = 0$ В	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА
	IV		< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА	< –1 нА
$I_с$	I	$U_с = U_з = –5$ В	–350 мкА	–250 мкА	–255 мкА	–260 мкА	–240 мкА	–255 мкА
	II	$U_и = U_п = 0$ В	–530 мкА	–425 мкА	–430 мкА	–425 мкА	–405 мкА	–410 мкА
	III		–695 мкА	–545 мкА	–560 мкА	–565 мкА	–545 мкА	–550 мкА
	IV		–1050 мкА	–840 мкА	–850 мкА	–870 мкА	–830 мкА	–840 мкА

В тестовой сборке 2 n- и p-канальные транзисторы имеют H-образную запитку области канала (рис. 9.19*г*). Наличие разваренного контакта к подложке позволило подсоединить области карманов к подложке и заземлить их. Длина канала всех транзисторов тестовой сборки 2 одинакова и равна $L = 1,2$ мкм, а ширина каналов n- и p-канальных транзисторов следующая:

I $W_n = 3,2$ мкм, $W_p = 3,2$ мкм;
II $W_n = 5,6$ мкм, $W_p = 5,6$ мкм;
III $W_n = 8,0$ мкм, $W_p = 8,0$ мкм;
IV $W_n = 10,4$ мкм, $W_p = 12,8$ мкм.

Таблица 9.16. Параметры экспериментальных образцов транзисторов (сборка 4)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через			
				1,5 мин.	15 мин.		
Образец № 4-4-4. Полная доза $7 \cdot 10^4$ рад							
n-канальный							
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,45 В	1,4 В	1,41 В		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,43 В	1,38 В	1,38 В		
	III	$I_с = 0,1$ мкА	1,42 В	1,3[к] В	1,37 В		
	IV		1,40 В	1,34 В	1,37 В		
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,60 В	1,52 В	1,54 В		
	II	$U_и = U_п = 0$ В	1,54 В	1,48 В	1,48 В		
	III	$I_с = 1$ мкА	1,53 В	1,46 В	1,46 В		
	IV		1,50 В	1,44 В	1,44 В		

Таблица 9.16 (продолжение)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через			
				1,5 мин.	15 мин.		
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА		
	III	$U_и = U_п$ = 0 В	< 1 нА	6,5 нА	5 нА		
	IV		2,5 нА	5 нА	4 нА		
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	620 мкА	650 мкА	660 мкА		
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	990 мкА	1040 мкА	1060 мкА		
	III		1320 мкА	1380 мкА	1370 мкА		
	IV		1680 мкА	1750 мкА	1750 мкА		
Параметр	**Тр-тор**	**Режим измер.**	**До облуч.**	**После облучения, через**			
				1,5 мин.	**15 мин.**	**2 ч 30 мин.**	**6 ч**
Образец № 4-4-7. Полная доза 10^5 рад							
n-канальный							
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,42 В	0,075 В			0,075 В
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1,4 В	0,03 В			0,03 В
	III	$I_с$ = 0,1 мкА	1,38 В	0,035 В			0,035 В
	IV		1,37 В	0,04 В			0,04 В
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,54 В	0,2 В			0,2 В
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1,52 В	0,03 В			0,03 В
	III	$I_с$ = 1 мкА	1,48 В	0,035 В			0,035 В
	IV		1,45 В	0,08 В			0,08 В
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	> 1 мА			> 1 мА
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	> 1 мА			> 1 мА
	III	$U_и = U_п$ = 0 В	< 1 нА	> 1 мА			> 1 мА
	IV		< 1 нА	> 1 мА			> 1 мА
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	650 мкА	–			–
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1010 мкА	–			–
	III		1400 мкА	–			–
	IV		1750 мкА	–			–
Параметр	**Тр-тор**	**Режим измер.**	**До облуч.**	**После облучения, через**			
				1,5 мин.	**15 мин.**	**2 ч 30 мин.**	
Образец № 4-4-1. Полная доза $5{\cdot}10^5$ рад							
n-канальный							
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,44 В	0,97 В	1,08 В	1,1 (ут) В	
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1,41 В	0,78 В	1,085 В	0,95 (ут) В	
	III	$I_с$ = 0,1 мкА	1,37 В	0,52 В	1,62 В	0,7 (ут) В	
	IV		1,36 В	1,05 В	1,05 В	1,06 В	
$U_{пор}$	I	$U_с = U_з$	1,58 В	1,25 В	1,29 В	1,3 В	
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1,52 В	1,20 В	1,23 В	1,22 В	
	III	$I_с$ = 1 мкА	1,47 В	1,16 В	1,16 В	1,19 В	
	IV		1,45 В	1,18 В	1,22 В	1,21 В	

Таблица 9.16 (окончание)

Параметр	Тр-тор	Режим измер.	До облуч.	После облучения, через			
				1,5 мин.	15 мин.	2 ч 30 мин.	
$I_{ут}$	I	$U_с$ = 3 В	< 1 нА	17 нА	14 нА	12 нА	
	II	$U_з$ = 0 В	< 1 нА	27 нА	21 нА	16 нА	
	III	$U_и = U_п$ = 0 В	< 1 нА	64 нА	55 нА	49 нА	
	IV		< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	< 1 нА	
$I_с$	I	$U_с = U_з$ = 5 В	650 мкА	810 мкА	810 мкА	810 мкА	
	II	$U_и = U_п$ = 0 В	1030 мкА	1250 мкА	1360 мкА	1260 мкА	
	III		1360 мкА	1740 мкА	1700 мкА	1700 мкА	
	IV		1760 мкА	2100 мкА	2100 мкА	2100 мкА	

В тестовой сборке 4 n-канальные транзисторы имеют 2Т-образную запитку области канала (рис. 9.19*д*). Наличие контакта к подложке позволило подсоединить область кармана к подложке и заземлить их. Длина канала всех транзисторов тестовой сборки 4 одинакова и равна L = 1,2 мкм, а ширина каналов n-канальных транзисторов следующая:

I $W_п$ = 3,2 мкм;
II $W_п$ = 5,6 мкм;
III $W_п$ = 8,0 мкм;
IV $W_п$ = 10,4 мкм.

Все результаты исследования параметров тестовых транзисторов, представленные в таблицах, были получены с помощью компьютерной обработки фотоснимков экрана ПНХТ. Для примера в табл. 9.17 приведены ВАХ образца № 20 с полной дозой облучения $5 \cdot 10^4$ рад.

Таблица 9.17. ВАХ тестовых транзисторов образца № 20

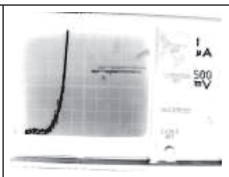
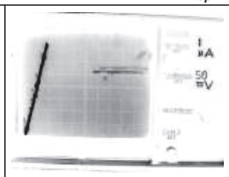
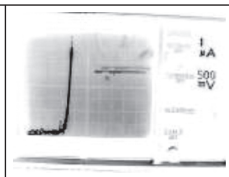
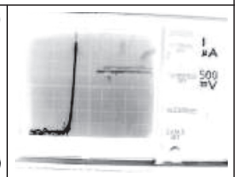
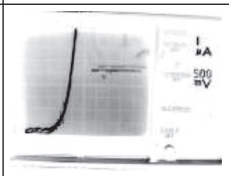
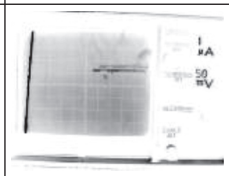
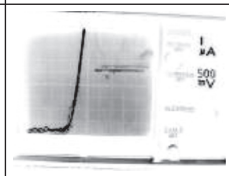
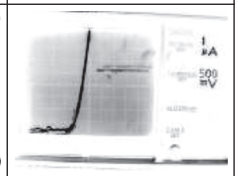
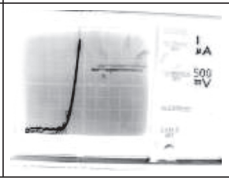
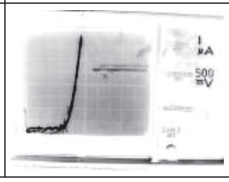
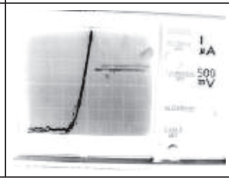
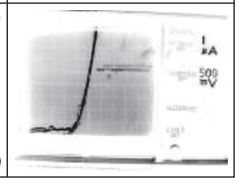
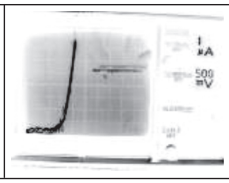
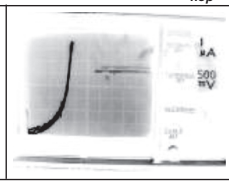
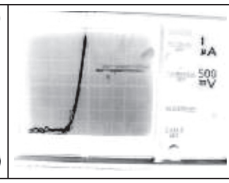
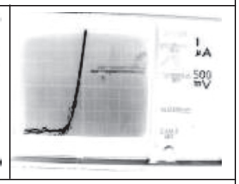
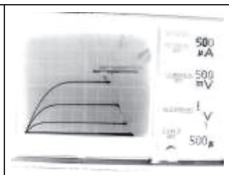
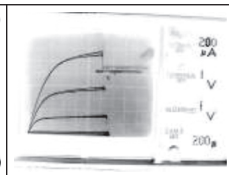
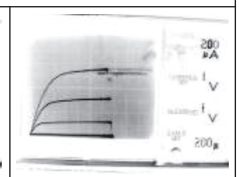
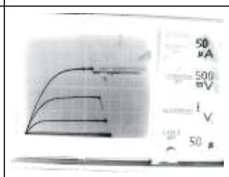
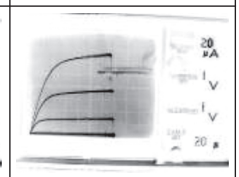
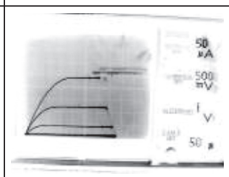
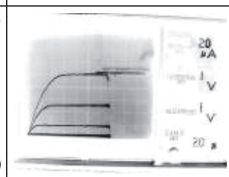
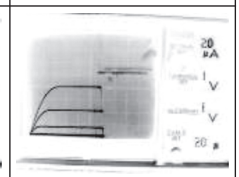
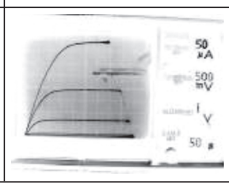
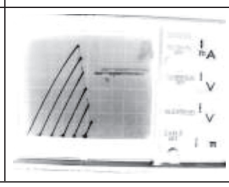
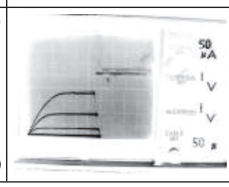
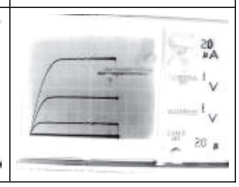
№	n-канальный		p-канальный	
	До облучения	Через 90 с	До облучения	Через 90 с
	$U_{пор}$			
I				
II				
III				

Таблица 9.17 (окончание)

№	n-канальный		p-канальный	
	До облучения	Через 90 с	До облучения	Через 90 с
	$U_{пор}$			
IV				
	I_c			
I				
II				
III				
IV				

Литература к главе 9

1. Киргизова А.В., Никифоров А.Ю., Григорьев Н.Г., Поляков И.В. и др. Доминирующие механизмы информационных сбоев КМОП КНС БИС оперативных запоминающих устройств при воздействии импульсного ионизирующего излучения // Микроэлектроника. – 2006. – Т 35. – № 3. – С. 191–208.
2. Киргизова А.В. Прогнозирование эффектов функциональных сбоев в микросхемах запоминающих устройств на структурах «кремний-на-сапфире» при импульсных ионизирующих воздействиях / Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. – М.: МИФИ. – 2007.
3. Петров А.Г., Киргизова А.В., Никифоров А.Ю., Яшанин И.Б. Исследование характера радиационного поведения КМОП КНИ БИС ОЗУ НХ6228 // Радиационная стойкость электронных систем (Стойкость-2006). – М.: МИФИ. – 2006. – Вып. 9. – С. 71–72.
4. http://www.soisolutions.com

5. Colinge, C. SOI for harsh environment applications in the USA // NATO ARW «Progress in SOI structures and devices operating at extreme conditions». – Kluwer Academic Publishers. – 2000. – Vol. 58. – P. 93–104.
6. http://content.honeywell.com/space/news/release/mot-hi.htm
7. www.synova.com/proc/processors.html
8. http://www.ll.mit.edu/AST/soipage.html
9. www.ti.com/research/docs/deviflow.htm
10. www.ssec.honeywell.com
11. P.S. Fechner, G.D. Dougal, J.G. Sullwold, R. Swanson, G.A. Shaw, S.T. Liu and C.S. Yue. Radiation hardened SOI CMOS and 1M SRAM // Proceedings 1997 IEEE International SOI Conference. – 1997. – P. 173.
12. S.T. Liu, P. S. Fechner, W. Witcraft, H.S.Liou, J. Rekstad, P. Green, J. Yue // Proceedings of IEEE Int. SOI Conferences. – 1996. – P. 46.
13. http://www.eetimes.com/showArticle.jhtml?articleID=207100159
14. http://www.honeywell.com/sites/portal?smap=aerospace&page=Radiation-Hardened-Electronics&theme=T4
15. http://www.synopsys.com/Services/Implementation/ConceptParts/Documents/brochure_one_step_beyond.pdf
16. Вопросы в радиационной технологии полупроводников. // Под ред. Л.С. Смирнова. – Новосибирск: Наука. – 1980. – 294 с.
17. Комаров Ф.Ф., Новиков А.П., Соловьев В.С., Ширяев С.Ю. Дефекты структуры в ионно-имплантированном кремнии. – Минск, 1990. – 318 с.
18. V. Privitera, S. Coffa, F. Priolo, K.K. Larsen, S. Libertino, A. Carnera. Room temperature migration of ion beam injected point defects in crystalline silicon // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section, B: Beam Interactions with Materials and Atoms. – 1996. –120. – P. 9–13.
19. Емцев В.В., Машовец Т.В. Примеси и точечные дефекты в полупроводниках. – М.: Радио и связь, 1981. – 248 с.
20. R. Koegler, D. Pankhin, W. Skorupa, P. Werner, A. Danilin // Proc. of XI-th International Conf. on Ion Implantation Technollogy (Austin, Texas, USA), eds. by Ishida E., Banerjee S., Mehta S., Smith T.C., Current M., Larson L., Tasch A. – 1996. – P. 679–681.
21. Бугров Н.Н., Карамян С.А. Повреждение и восстановление монокристалла Si при воздействии быстрых тяжелых ионов // Известия АН. Сер.: Физика. –1990. – Т. 54. – № 5. – С. 883–890.
22. P.S. Bhave, V.N. Bhoraskar. Irradiation effects of high energy heavy ions on switching characteristic of p-n junction diodes // Nuclear Instruments and Methods B. – 1997. – 127/128, P. 383.
23. Коршунов Ф.П., Гатальскй Г.В., Иванов Г.М. Радиационне эффекты в полупроводниковых приборах. – Минск, 1978. – 231 с.
24. A.G. Revesz. The defect structure of vitreous SiO_2 films on silicon. I. Structure of vitreous SiO_2 and the nature of the Si–O bond // Physica Status Solidi (a). – 1980. – Vol. 57. – P. 235–243.
25. R.A.B. Devine. Micropores and the role of ring structures at the Si–SiO_2 interface // Journal of Applied Physics. – 1986. – Vol. 60. – P. 468–470.
26. D.L. Griskom. Electron spin resonance in glasses // Journal of Non-Crystalline Solids. – 1980. – Vol. 40. – P. 211–272.
27. Карягин С.Н., Курганский А.В. ЭПР центров фотопамяти в структуре Si–SiO_2 // Вестник МГУ. Сер.: Физика, астрономия. – 1981. – Т. 22. – № 6. – С. 69–71.
28. P.M. Lenahan, P.V. Dressendorfer. Radiation-Induced Paramagnetic Defects in MOS Structures // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1982. – V. 29. – P. 1459–1461.

29. R.L. Pfeffer. Damage center formation in SiO2 thin films by fast electron irradiation // Journal of Applied Physics. – 1985. – V. 57. – P. 5176–5180.
30. Y. Nishi. Study of Silicon-Silicon Dioxide Structure by Electron Spin Resonance I // Japanese Journal of Applied Physics. – 1971. – V. 10. – P. 52–62.
31. E.H. Poindexter, P.J. Caplan, B.E. Deal, R.R. Razouk. Interface states and electron spin resonance centers in thermally oxidized (111) and (100) silicon wafers // Journal of Applied Physics. – 1981. – V. 52. – P. 879–884.
32. Stesmans, J. Braet, J. Witters, R.E. Dekeersmaecker. X and K band ESR study of the Pb Interface centers in thermally oxidized p-type (001) Si wafers at low temperatures and influence of medium-dose As+ ion implantation // Surface Science. – 1984. – V. 141. – P. 255–284.
33. A.G. Revesz, B.J. Mrstik, H.L. Hughes. Growth and structure of noncrystalline SiO_2 films on silicon // J. Phys. Colloques. – 1985. – V. 46. – P. 495–498.
34. R.S. Hofstein. Space-charge-limited ionic currents in silicon dioxide films // Applied Physics Letters. – 1967. – V. 10. – P. 291–293.
35. Венкстерн С.А., Козлов С.Н. Миграция ионов по поверхности структур диэлектрик–полупроводник // Микроэлектроника. – 1979. – Т. 8. – Вып. 3. – С. 239–248.
36. Вавилов В.С., Киселев В.Ф., Мукашев Б.Н.. Дефекты в кремнии и на его поверхности. – М.: Наука, 1990.
37. F.M. Fowkes, T.E. Burgess. Electric fields at the surface and interface of SiO2 films on silicon // Surface Science. – 1969. – V. 13. – P. 184–195.
38. E. Martinez, F. Yndurбin. Possibility of intrinsic Si gap states localized at the Si–SiO_2 interface // Physical Review B. – 1982. – V. 25. – P. 6511–6513.
39. R.B. Laughlin, J.D. Joannopoulos, D.J. Chadi. Theory of the electronic structure of the Si–SiO_2 interface // Physical Review B. – 1980. – V. 21. – P. 5733.
40. Козлов С.Н., Кузнецов С.Н. О центрах оптической «памяти» на поверхности кремния адсорбционной породы // Известия вузов. Сер.: Физика. – 1981. – Т. 24. – № 1. – С. 92–96.
41. Кашкаров П.К., Козлов С.Н., Петров А.В. Определение энергетической диаграммы структуры диэлектрик–полупроводник из спектров фотозаряжения диэлектрика // Известия вузов. Сер.: Физика. – 1982. – Т. 25. – № 5. – С. 36–40.
42. S.T. Pantelides, M. Long. The Physics of SiO_2 and its interfaces // Proc. Intern. Topical Conf. York twon Heights, – ed. S.T. Pantelides. – N.Y., Prganon Press. – 1978. – P. 339.
43. Ohdomari, H. Akatsu, Y. Yamakoshi, K. Kishimoto. The structural models of the Si/SiO_2 interface // Journal of Non-Crystalline Solids. – 1987. – V. 89. – P. 239–248.
44. O.L. Krivanek, J.H. Mazur. The structure of ultrathin oxide on silicon // Applied Physics Letters. – 1980. – V. 37. – P. 392–394.
45. T. Sugano, J.J. Chen, T. Hamano. Morphology of Si–SiO_2 interface // Surface Science. – 1980. – V. 298. – P. 154–166.
46. M. Henzler. Defects at semiconductor surfaces // Surface Science. – 1 985. – V. 152/153. – P. 963–976.
47. C.R. Helms. Films on Semiconductors // Proceed. Intern. Conf. Erlanger, FRG. – ed. M.Schulz, G.Pensel. – Berlin, Springer-Verlag. – 1981. – P. 19.
48. F.J. Grunthaner, P.J. Grunthaner, R.P. Vasquez, B.F. Lewis, J. Maserjian, A. Madhukar. Local atomic and electronic structure of oxide/GaAs and SiO2/Si interfaces using high-resolution XPS // Journal of Vacuum Science and Technology. – 1979. – V. 16. – P. 1443–1453.
49. Литвиненко С.А., Литовченко В.Г., Соколов В.И. Влияние механических напряжений на параметры слоистых гетероструктур ДП SiO_2–Si // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. – 1985. – Вып. 8. – С. 40–49.
50. H. Iechi, S. Satoh. Interrelation of Si Internal Stress and Si/SiO2 Interface Stress // Japanese Journal of Applied Physics. – 1984. – V. 23. – L743–L745.

51. E.H. Poindexter, G.J. Gerardi, M.-E. Rueckel, P.J. Caplan, N.M. Johnson, D.K. Biegelsen. Electronic traps and Pb centers at the Si/SiO_2 interface: Band-gap energy distribution // Journal of Applied Physics. – 1984. – V. 56. – P. 2844–2849.
52. P.O. Hahn, S. Yokohama, M. Hengler. Dependence of interface state density on the atomic roughness at the $Si–SiO_2$ interface // Surface Science. – 1984. – V. 142. – P. 545–555.
53. Y.Yamashita, A.Asano, Y.Nishioka, H.Kobayashi. Dependence of interface states in the Si band gap on oxide atomic density and interfacial roughness // Physical Review. – 1999. – B59. – 15872–15881.
54. Овсюк В.Н., Ржанов А.В. О квазинепрерывном спектре уровней в запрещенной зоне на поверхности полупроводника // Физика и техника полупроводников. – 1969. – Т. 3. – Вып. 2. – С. 294–297.
55. ГергельВ.А., Сурис Р.А. Теория поверхностных состояний и проводимости в структурах металл-диэлектрик-полупроводник // ЖЭТФб. – 1983. – Т. 84. – Вып. 2. – С. 719–736.
56. C.T. Sah, J.Y.-C. Sun, J.J.-T. Tzou. Generation annealing kinetics of interface states on oxidized silicon activated by 10.2-eV photohole injection // Journal of Applied Physics. – 1982. – V. 53. – P. 8886–8893.
57. E.M. Lawson, S.J. Pearton. Hydrogen Passivation of Laser-Induced Acceptor Defects in p-Type Silicon // Physica Status Solidi (a). – 1982. – V. 72. – P. K155–K158.
58. J.I. Pankove, R.O. Wance, J.E. Berkeyheiser. Neutralization of acceptors in silicon by atomic hydrogen // Applied Physics Letters. – 1984. – V. 45. – P. 1100–1102.
59. Dube, J.I. Hanoka. Hydrogen passivation of dislocations in silicon // Applied Physics Letters. – 1984. – V. 45. – P. 1135–1137.
60. Stesmans, V.V. Afanas'ev. Hydrogen-induced thermal interface degradation in (111) Si/SiO_2 revealed by electron-spin resonance // Applied Physics Letters. – 1998. – V. 72. – P. 2271–2273.
61. V.V. Afanas'ev, A. Stesmans. Positive charging of thermal SiO2/(100)Si interface by hydrogen annealing // Applied Physics Letters. – 1998. – V. 72. – P. 79–81.
62. K.G. Druijf, J.M.M. de Nijs, E.v.d. Drift, V.V. Afanas'ev, E.H.A. Granneman, P. Balk. The microscopic nature of donor–type Si/SiO2 interface states // Journal of Non-Crystalline Solids. – 1995. – V. 187. – P. 206–210.
63. M. Lenzlinger, E.H. Snow. Fowler-Nordheim tunneling into thermally grown SiO_2 // Journal of Applied Physics. – 1969. – V. 40. – P. 278–283.
64. Fishetti, M.V. Model for the generation of positive charge at the $Si–SiO_2$ interface based on hot-hole injection from the anode // Physics Reviews B. – 1985. – Vol. 31 – No. 4. – P. 2099–2113.
65. D.J. DiMaria, E. Cartier, D.A. Buchanan. Anode hole injection and trapping in silicon dioxide // Journal of Applied Physics. – 1996. – V. 80. – P. 304–317.
66. Гуртов В.А. Радиационные процессы в структурах метал–диэлектрик–полупроводник. – Петрозаводск, 1988. – С. 71–88.
67. Cristoloveanu S. and Li S.S. Electrical Characterization of Silicon-On-Insulator Materials and Devices // Kluwer Academic Publishers. – 1995.
68. K. Izumi, M. Doken, H. Ariyoshi. C.M.O.S. devices fabricated on buried SiO_2 layers formed by oxygen implantation into silicon // Electronics Letters. – 1978. – V. 14. – P. 593–594.
69. H.E. Boesch Jr., T.L. Taylor, L.R. Hite, W.E. Bailey. Time-dependent hole and electron trapping effects in SIMOX buried oxides // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1990. – V. 37. – P. 1982–1989.
70. F.T. Brady, S.S. Li, W.A. Krull. A study of the effects of processing on the response of implanted buried oxides to total dose irradiation // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1990. – V. 37, No. 6. – P. 1995–2000.

71. N.K. Annamalai, J.F. Bockman, N.E. McGruer, J. Chapski. A comparison of buried oxide characteristics of single and multiple implant SIMOX and bond and etch back wafers // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1990. – V. 37. – P. 2001–2007.
72. W.P. Maszara, G. Goetz, A. Caviglia, J.B. McKitterick. Bonding of silicon wafers for silicon-on-insulator // Journal of Applied Physics. – 1998. – V. 64. – P. 4943–4950.
73. Revesg A.G., Hughes H.L. The defect structure of buried oxide layers in SIMOX and BESOI structures // eds. J.P. Colinge et al., Physical and Technical Problems of SOI structures and Devices, Kluwer Academic Publishers. – 1995. – P. 133–156.
74. R.E. Stahlbush, G.J. Campisi, J.B. McKitterick, W. Maszara, P. Roitman, G.A. Brown. Electron and hole trapping in irradiated SIMOX, ZMR and BESOI burried oxides // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1992. – V. 39. – P. 2083–2088.
75. S. Mayo, J.S. Suehle, P. Roitman. Breakdown mechanism in buried silicon oxide films // Journal of Applied Physics. – 1993. – V. 74. – P. 4113–4120.
76. Вавилов В.С., Киселев В.Ф., Мукашев Б.Н. Дефекты в кремнии и на его поверхности. – М.: Наука, 1990. – С. 133–189.
77. Feijoo D., Chabal Y.J., Christman S.B. // IEEE International Conference Proc. – 1994. – P. 89–90.
78. I.V. Antonova, V.P. Popov, V.F. Stas, A.K. Gutakovskii, A.E. Plotnikov, V.I. Obodnikov. Splitting and electrical properties of the SOI structure formed from the heavily boron doped silicon with using of the smart-cut technology // Microelectronic Engineering – 1999. – V. 48. – P. 383–386.
79. Попов В.П. и др. Свойства структур и приборов кремний-на-изоляторе // Физика и техника полупроводников. – 2001. – Т. 35 (8). – С. 1075–1083.
80. Y. Li, G. Niu, J.D. Cressler, J. Patel, P. Marshall, H. Kim, S. Liu, R. Reed, M. Palmer. Proton Radiation Effects in 0.35um Partially-Depleted SOI MOSFETs Fabricated on UNIBOND // 2002 IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference (NSREC), paper F-1, July 2002.
81. J.R. Schwank, M.R. Shaneyfelt, P.E. Dodd, V. Ferlet-Cavrois, R.A. Loemker, P.S. Winokur, D.M. Fleetwood, P. Paillet, J.L. Leray, B.L. Draper, S.C. Witczak, and L.C. Riewe. Correlation Between Co-60 and X-ray Radiation-Induced Charge Buildup in Silicon-on-Insulator Buried Oxides // IEEE Trans. Nucl. Sci. – 2000. – V. 47. – P. 2175–2182.
82. Liu S.T., Heikkila W., Golke K., Stinger B., Flanery M., Hurst A. Panning G., Kirchner G., Jenkins W.C. Radiation response of SOI CMOS transistors/4M SRAMs fabricated in UNIBOND substrates // in Proceed. of Intern. Symp. Silicon-on-Insulator Technology and Devices XI, ed. S.Cristoloveanu, V 2003-05, Electrochem. Society. – 2003. – P. 449–454.
83. Li Y., Niu G., Cresseler J.D., Patel J., Marshall P.W., Kim H.S., Liu M.S., Reed R.A., Palner M.J. Anomalous Radiation Effects in Fully-Depleted SOI MOSFETs Fabricated on SIMOX // IEEE Trans. Nucl. Science. – 2001. – V. 48. – P. 2143–2150.
84. Антонова И.В. Стабилизация заряда на границе со скрытым диэлектриком структур КНИ // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 39. – Вып. 10. – С. 1195–1199.
85. Antonova I.V. Modification of Si/SiO_2 interface in SOI structures by hydrogen implantation: radiation tolerance // in Silicon-on-Insulator Technology and Devices XII, PV-2005-03, Editors: G.K. Celler, S. Cristoloveanu, J.G. Fossum, F. Ganiz, K. Izumi, Y.W. Kim. – 2005. – P. 137–142.
86. G.C. Messenger, M.S. Ash. The Effects of Radiation on Electronic Systems // Van Nostrand Reinhold Company. – New York. – 1986. – 307 p.
87. Several authors. Commemorative Special Issue of the IEEE Transactions on Nuclear Science // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2003. – Vol. 50. – No. 3.

88. J.R. Schwank // IEEE International SOI Conference. Short course on Silicon-on-Insulator circuits. – 1996. – P. 51.
89. J. Olsen, P.E. Becher, P.B. Fynbo, P. Raaby, J. Schultz // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1993. – Vol. 40. – No. 2. – P. 74.
90. G.C. Messenger, M.S. Ash. The Effects of Radiation on Electronic Systems // Van Nostrand Reinhold Company, New York. – 1986. – 307 p.
91. J.R. Schwank. // IEEE International SOI Conference. Short course on Silicon-on-Insulator circuits. – 1996. – P. 51.
92. Y. Song, K.N. Vu, J.S. Cable, A.A. Witteles, W.A. Kolasinski, R. Koga, J.H. Elder, J.V. Osborn, R.C. Martin, N.M. Ghoniem // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1988. – Vol. 35, No. 6. – P. 1673.
93. O. Musseau, F. Gardic, P. Roche, T. Corbiere, R.A. Reed, S. Buchner, P. McDonald, J. Melinger, A.B. Campbell // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1996. – Vol. 43. – No. 6. – P. 2879.
94. J.L. Leray // Microelectronics Engineering. – 1988. – Vol. 8. – P. 187.
95. Aton, J. Seitchik, K. Joyner, T. Houston, H. Shichijo // Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, 1996.
96. E. Norrnand // IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference. Short Course on Radiation Effects in Commercial Electronics. – 1994. – Vol. l.
97. G.E. Davis, L.R. Hite, T.G.W. Blake, C.E. Chen, H.W. Lam, R. DeMoyer // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1985. – Vol. 32. – P. 4432.
98. J.L. Leray, E. Dupont-Nivet, O. Musseau, Y.M. Coic, A. Umbert, P. Lalande, J.F. Pere, A.J. Auberton-Herve, M. Bruel, C. Jaussaud, J. Margail, B. Giffard, R. Truche, F. Martin // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1988. – Vol. 35. – P. 1355.
99. J.L. Leray, E. Dupont-Nivet, O. Musseau, Y.M. Coic, A. Umbert, P. Lalande, J.F. Pere, A.J. Auberton-Herve, M. Bruel, C. Jaussaud, J. Margail, B. Giffard, R. Truche, F. Martin // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1988. – Vol. 35. – P. 1355.
100. L.W. Massengill, D.V. Kerns, Jr., S.E. Kerns, M.L. Alles // IEEE Electron Device Letters. – 1990. – Vol. 11. – P. 98.
101. Y. Tosaka, K. Suzuki, T. Sugii // Technical Paper Digest of the Symposium on VLSI Technology. – 1995. – P. 29.
102. D.P. loannou, S. Mitra, D.E. loannou, S.T. Liu, W.C. Jenkins // Proceedings of the IEEE International SOI Conference, 2003.
103. O. Musseau, V. Ferlet-Cavrois, J.L. Pelloie, S. Buchner, D. McMorrow, A.B. Campbell // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2000. – Vol. 47. – P. 2196.
104. G.E. Davis // MRS Symposium Proceedings, in «Silicon-On-Insulator and Buried Metals in Semiconductors», Eds. Sturm, Chen, Pfeiffer and Hemment, (North-Holland). – 1988. – Vol. 107. – P. 317.
105. J.R. Schwank, V. Ferlet-Cavrois, M.R. Shaneyfelt, P. Paillet, P.E. Dodd // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2003. – Vol. 50, No. 3. – P. 522.
106. J.R. Schwank // IEEE International SOI Conference. Short course on Silicon-on-Insulator circuits. – 1996. – P. 51.
107. P.V. Dressendorferm A. Ochoa // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1981. – Vol. 28 – P. 4288.
108. M. Allenspach, C. Dachs, O.K. Johnson, R.D. Schrimpf, E. Lorfevre, J.M. Palau, J.R. Brews, K.F. Galloway, J.L. Titus, C.F. Wheatley // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1996. – Vol. 43. – No. 6. – P. 2927.
109. J. R. Schwank // IEEE International SOI Conference. Short course on Silicon-on-Insulator circuits. – 1996. – P. 51.
110. T.F. Wrobel, F.N. Coppage, G.L. Hash, A.J. Smith // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1985. – Vol. 32. – P. 3991.

111. G.H. Johnson, R.D. Schrimpf, K.F. Galloway // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1992. – Vol. 39. – P. 1605.
112. J.W. Adolphsen, J.L. Barth, G.B. Gee // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1996. – Vol. 43. – No. 6. – P. 2921.
113. C.F. Wheatley, J.L. Titus, D.I. Burton, D.R. Carley // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1996. – Vol. 43. No. 6 – P. 294.
114. T.F. Wrobel // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1987. – Vol. 34 – P. 1262.
115. J.R. Schwank // IEEE International SOI Conference. Short course on Silicon-on-Insulator circuits. – 1996. – P. 51.
116. J. Gautier, A.J. Auberton-Herve // IEEE Electron Device Letters. – 1991. – Vol. 12. – P. 372.
117. O. Musseau // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1996. – Vol. 43 – P. 603.
118. J.L. Leray // Microelectronics Engineerin. – 1988. – Vol. 8 – P. 187.
119. F. Wulf, D. Braunig, A. Boden // Proc. ECFA. STUDY WEEK on Instrumentation Technology for High-Luminosity Hadron Colliders, Eds. E. Fernands and G. Jarlskog. – 1989. – V. l. – P. 109.
120. J.L. Leray, E. Dupont-Nivet, J.F. Pere, Y.M. Coi'c, M. Raffaelli, A.J. Auberton-Herve, M. Bruel, B. Giffard, J. Margail // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1990. – Vol. 37. – No. 6. – P. 2013.
121. J.L. Leray, E. Dupont-Nivet, J.F. Pere, O. Musseau, P. Lalande, A. Umbert // Proceedings SOS/SOI Technology Workshop, 1989.
122. D.M. Fletwood // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1992. – Vol. 39. – P. 269.
123. J.R. Schwank, P.S. Winokur, P.J. McWorther, F.W. Sexton, P.V. Dressendorfer, D.C. Turpin // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1984. – Vol. NS-31. – P. 1434.
124. D.M. Fletwood, S.S. Tsao, P.S. Winokur // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1988. – Vol. 35. – P. 1361.
125. G.C. Messenger, M.S. Ash. The Effects of Radiation on Electronic Systems // Van Nostrand Reinhold Company, New York. – 1986. – 307 p.
126. J.L. Leray, E. Dupont-Nivet, O. Musseau, Y.M. Co'ic, A. Umbert, P. Lalande, J.F. Pere, A.J. Auberton-Herve, M. Bruel, C. Jaussaud, J. Margail, B. Giffard, R. Truche, F. Martin // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1988. – Vol. 35. – P. 1355.
127. V. Ferlet-Cavrois, O. Musseau, J.L. Leray, J.L. Pelloie, and C. Raynaud // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1997. – Vol. 44. – No. 6. – P. 965.
128. G.E. Davis // MRS Symposium Proceedings. in «Silicon-On-Insulator and Buried Metals in Semiconductors», Eds. Sturm, Chen, Pfeiffer and Hemment, North-Holland. – 1988. – Vol. 107. – P. 317.
129. V. Ferlet-Cavrois, S. Quoizola, O. Musseau, O. Flament, J.L. Leray // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1998. – Vol. 45. – P. 2458.
130. J.R. Schwank, M.R. Shaneyfelt, P.E. Dodd, J.A. Burns, C.L. Keast, P.W. Wyatt // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2000. – Vol. 47. – No. 3. – P. 604.
131. J.R. Schwank, V. Ferlet-Cavrois, M.R. Shaneyfelt, P. Paillet, P.E. Dodd // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2003. – Vol. 50. – No. 3. – P. 522.
132. G.C. Messenger, M.S. Ash. The Effects of Radiation on Electronic Systems // Van Nostrand Reinhold Company, New York. – 1986. – 307 p.
133. M.L. Alles, S.E. Kerns, L.W. Massengill, I.E. Clark, K.L. Jones Jr., R.E. Lowther // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 1991. – Vol. 38. – P. 1259.
134. V. Ferlet-Cavrois, O. Musseau, C. D'hose, C. Marcandella, G. Giraud, C. Fenouillet, J. du Port de Poncharra // IEEE Transactions on Nuclear Science. –2002. – Vol. 49. – P. 1456.
135. J.R. Schwank, V. Ferlet-Cavrois, M.R. Shaneyfelt, P. Paillet, P.E. Dodd // IEEE Transactions on Nuclear Science. – 2003. – Vol. 50. – No. 3. – P. 522.

ГЛАВА 10

АНАЛИЗ ОБЩИХ ПРОБЛЕМ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ И СИСТЕМ НА ИХ ОСНОВЕ

10.1. Проблемы масштабирования субмикронных микросхем

Повышение сложности проектирования интегральных микросхем (ИМС), систем на кристалле и систем в корпусе прежде всего связано с эволюцией применения КМОП-технологии в области «ультраглубокого субмикрона» [1] на потребительском рынке телекоммуникаций, навигации и мультимедиа. Такие интегрированные системы предполагают наличие в их составе встроенных высокопроизводительных цифровых и аналоговых блоков или блоков цифро-аналоговой обработки, а также высокочастотных устройств на цифровых схемах (сложные процессоры, различные логические блоки и большие блоки памяти) на одном кристалле. Рост сервиса беспроводной связи и других средств телекоммуникации вызывает потребность в дешевых, высокоинтегрированных решениях с повышенными требованиями к характеристикам проектируемых систем.

Использование субмикронной КМОП-технологии (с технологическими нормами менее 65 нм) ставит новые важные проблемы при проектировании схем (как аналоговых, так и цифровых). Некоторые из этих проблем ранее не встречались вообще, тогда как другие существовали и раньше, но сегодня, в эру глубокого субмикрона, приобрели более серьезное значение.

Как отмечено ранее, масштабирование технологии основано на определенных принципах. В частности, при проектировании цифровых схем уменьшение размера элементов в технологии front-end (т.е. до прибора) и в технологии back-end (включая межсоединения), связанное с добавлением все большего числа уровней межсоединений, приводит к радикальному увеличению плотности цифровых интегральных схем с одновременным уменьшением задержки времени переключения. Главный недостаток этой тенденции состоит в том, что напряжение питания также должно было бы уменьшаться, а это потенциально может привести к увеличению задержки времени переключения, а в ряде конкретных применений вообще неприемлемо.

В сценарии процедуры перехода на технологию глубокого субмикрона параметр масштабирования S одинаков для всех геометрических параметров и для всех параметров напряжений МОП-транзистора. Такой идеальный случай для стан-

дартных КМОП-вентилей приводит к повышению плотности упаковки пропорционально S^2, снижению внутренней задержки пропорционально $1/S$ и снижению потребляемой мощности пропорционально $1/S^2$ при постоянной величине плотности выделяемой мощности. Шумовые характеристики логических вентилей также снижаются, но все же остаются на приемлемом уровне.

К сожалению, на практике такой идеальный сценарий не реализуется, однако в принципе он существует и показывает, что для цифровых схем масштабирование было и остается перспективным: быстродействие схем увеличивается, плотность логики возрастает, а потребляемая мощность снижается, шумовые эффекты также остаются на приемлемом уровне [2]. Для аналоговых схем масштабирование не приносит существенного выигрыша по площади, однако обеспечивает преимущества в отношении быстродействия, что позволяет изготавливать на кремнии сверхбыстродействующие схемы и быстродействующие аналоговые блоки, подобные преобразователям данных.

Однако известен и другой аспект проблемы. Как показано в работах [2–4], при каждом факторе масштабирования S геометрические размеры и все значения напряжений в МОП-транзисторе уменьшаются в $1/S$ раз, а концентрация примеси подложки увеличивается в S раз. В результате плотность прибора увеличивается в S^2 раз, рассеиваемая мощность остается постоянной, а задержка сигнала на затворе уменьшается в $1/S$ раз. Для улучшения быстродействия разработчики повышают плотность ИМС. При этом рассеиваемая мощность сохраняется на прежнем уровне. Это было «золотым правилом», которое обеспечивало развитие сегодняшней ИМС индустрии.

В действительности же существуют серьезные проблемы, связанные с реализацией на практике ожидаемой теории. При этом повышение рассеиваемой мощности является наиболее серьезной проблемой. Одна из причин, почему затруднительно достигнуть по крайней мере постоянства рассеиваемой мощности, – это невозможность соответствующего уменьшения напряжения питания. Если напряжение питания остается постоянным, то рассеиваемая мощность увеличивается в S^3 раз. Другой причиной реального повышения рассеиваемой мощности является очевидное увеличение сложности современных ИМС и повышение рабочей частоты.

По мере сокращения геометрических размеров элементов ИМС проектировщики могут разместить все большее количество транзисторов на одном кремниевом кристалл. Однако уменьшение технологических норм приводит к повышению сложности кристалла и создает все большее количество проблем, связанных с контролем качества результата проектирования. При приближении от 90 к 65 нм и тем более к 45 нм перед проектировщиками встают проблемы, обусловленные возрастающими электрическими и физическими эффектами, связанными с высокой плотностью межсоединений и высокой плотностью размещения транзисторов. Уже сегодня в технологии 90 нм и ниже проявляются такие эффекты «нецифрового» поведения этих систем, как динамическое падение напряжения на сопротивлении, токи утечки, электромиграция, антенные эффекты и эффекты перекрестного взаимодействия, которые могут существенно изменить характеристики функционирования схемы, «поднять» проблемы надежности и привести к

выходу схемы из строя. Указанные проблемы становятся значительными и даже доминирующими с повышением рабочих характеристик проекта. Главными проблемами высокоэффективного физического проектирования ИМС с технологическими нормами глубокого субмикрона являются плотность токов и распределение мощности, синхронизация, флуктуации параметров технологии и шумовые эффекты. Как показано в работах [1–5], методы динамического анализа являются налучшим приближением для понимания и принятия решений указанных проблем глубокого субмикрона.

По мере масштабирования технологии до 90 нм и ниже (65, 45, 32 нм) физические и квантово-механические эффекты, не столь существенные при «стандартной» технологии, становятся все более важными, а в некоторых случаях и доминирующими. Примером таких эффектов являются токи утечки, которые раньше, в «стандартной» технологии не принимались во внимание. Кроме того, с уменьшением геометрических размеров становится все более важным разброс технологических параметров. Очевидно, что разброс выходных параметров как «отклик» на флуктуации технологических параметров становится все более значительным, когда абсолютные значения указанных входных параметров уменьшаются. Это справедливо как для порогового напряжения, так и для степени легирования, геометрических размеров и пр. Например, отклонение порогового напряжения V_{TH} на 50 мВ более значимо для схемы, когда $V_{TH} = 200$ мВ, по сравнению с отклонением величины порогового напряжения V_{TH} на такую же величину при $V_{TH} = 700$ мВ.

Таким образом, сегодня главная проблема в проектировании систем с технологическими нормами 90 нм и ниже состоит в ответе на вопрос: реализуются ли указанные преимущества масштабирования при учете новых физических эффектов, характерных для технологии глубокого субмикрона? Возможно ли решение в современном «наномире» таких задач, как достижение предельных рабочих характеристик ИМС, минимизация потребления мощности, оптимизация надежности, технологичности изготовления и цены? Какие сегодня решаются задачи и предлагаются решения в сфере физического проектирования ИМС, изготовляемых по технологии глубокого субмикрона? Можно ли сохранять высокие рабочие характеристики современных ИМС при таких новых ограничениях? Другими словами, будет ли проектирование схем, выполненных по технологии 90 нм и ниже, все же приносить преимущества, которые прогнозировались ранее, или же ограничения по проектированию станут такими суровыми, что развитие этой важной области человеческой деятельности закончится на отметке 90 или 65 нм?

Настоящая глава посвящена проблемам, часто возникающим при проектировании аналоговых и цифровых схем, выполненных по наноразмерной («глубокого субмикрона») технологии – с технологическими нормами менее 90 нм.

Здесь рассмотрены основные проблемы, которые влияют на результаты проектирования ИМС с такими технологическими нормами, включая повышенные токи утечки, температурные эффекты, флуктуации параметров технологии при ее масштабировании и пр. Кроме того, рассмотрим проблемы влияния указанных факторов на результаты проектирования цифровых схем, а также встроенных схем памяти, аналоговых схем, в том числе методы снижения напряжения питания.

10.2. Тенденции и проблемы проектирования кремниевых интегральных микросхем с проектными нормами глубокого субмикрона

Успешное высокоэффективное проектирование микропроцессоров и других изделий микроэлектроники с проектными нормами ниже 90 нм связано с решением двух основных проблем:

- рассеяние энергии и, как следствие, возрастание потребляемой мощности отдельных вентилей и схемы в целом;
- изменения (флуктуации, технологический разброс) параметров субмикронной технологии.

В связи с этим подход к проектированию этих ИМС должен измениться с детерминированного на вероятностный и статистический. В фундаментальной работе [5], материалы которой использованы в этой главе, обсуждаются схемотехнические решения и возможности соответствующей модернизации систем автоматизированного проектирования для преодоления указанных проблем, показано определенное несоответствие между сохранением исторического уровня роста (по крайней мере до порогового значения технологической нормы в 0,18 мкм) функциональности и падением энергопотребления при вхождении в поколение КМОП-технологии с нормами ниже 90 нм. Серьезнейшую проблему представляют также чрезмерно большие подпороговые токи и токи утечки через подзатворный диэлектрик.

10.2.1. Тенденции масштабирования и проблемы проектирования кремниевых субмикронных ИМС

При масштабировании технологии ниже 90 нм повышение плотности транзисторов, как обычно, подчиняется закону Мура, что обеспечивает достижение все более высокой степени интеграции. При этом время задержки на транзисторе продолжает уменьшаться, вплоть до 30% на каждое поколение технологических норм. Однако рассеяние мощности и высокий уровень относительной величины разброса технологических параметров не дают возможности в полной мере использовать преимущества достижения высокой степени интеграции при уменьшении технологической нормы.

По мере масштабирования технологии напряжение питания V_{DD} плавно уменьшается на 15% с каждым новым поколением из-за сложностей, связанных, во-первых, с масштабированием порогового напряжения V_{TH} и, во-вторых, с реализацией целей разработки транзисторов с повышенными характеристиками [5].

Рис. 10.1 иллюстрирует рост активной мощности микропроцессора с учетом «исторического» 2-кратного роста числа транзисторов и гипотетического 1,5-кратного роста. Видно, что, если следовать «исторической» тенденции, изменение активной мощности ждет тупик при ограничении размера транзистора, повышении степени интеграции и размера кристалла с каждым новым поколением технологии.

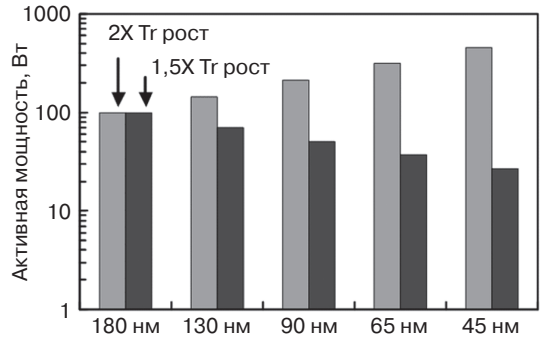


Рис. 10.1. Тенденция изменения активной мощности с уменьшением технологических норм

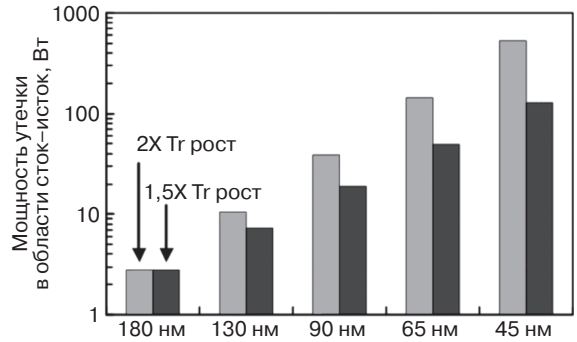


Рис. 10.2. Зависимость мощности тока утечки в области исток–затвор от технологических норм [5]

Пороговое напряжение V_{TH} с уменьшением технологической нормы будет продолжать умеренно уменьшаться, пока его величина не достигнет предела ограничений по характеристикам транзистора, с одновременным повышением подпороговых токов утечки исток–затвор (source–drain, SD). На рис. 10.2 представлена зависимость тока утечки SD от технологической нормы для 2-кратного и 1,5-кратного повышения плотности транзисторов. Отметим, что даже при умеренном уменьшении V_{TH} мощность, выделяемая SD токами утечки, будет возрастать существенно, ставя под вопрос перспективность даже 1,5-кратного возрастания плотности транзисторов при каждом следующем поколении технологии и уменьшения размера кристалла.

Как будет более подробно показано ниже, учет разброса параметров играет очень важную роль при проектировании кристаллов с нормами ниже 90 нм. На рис. 10.3 представлена частотная зависимость микропроцессора от подпорогового тока утечки I_{sb}. Разброс подпорогового тока I_{sb} обусловлен вариацией длины канала, вызванной изменениями порогового напряжения. Отметим, что наивысшей частоте соответствует широкий разброс тока утечки, а для данного тока утечки – большой разброс частоты. Кристаллы с наибольшей частотой и с большой величиной I_{sb}, как и низкочастотные кристаллы с достаточно высокой величиной I_{sb}, должны быть отбракованы, что повлияет на выход годных.

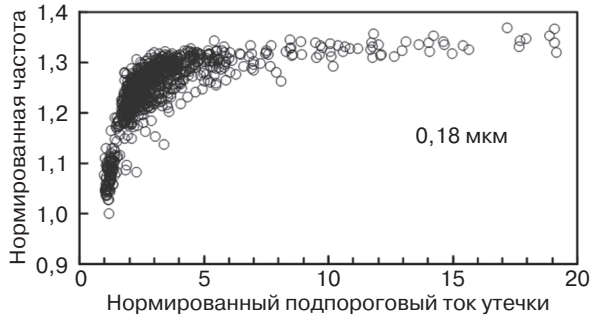


Рис. 10.3. Зависимость нормированной рабочей частоты микропроцессора от нормированного подпорогового тока утечки

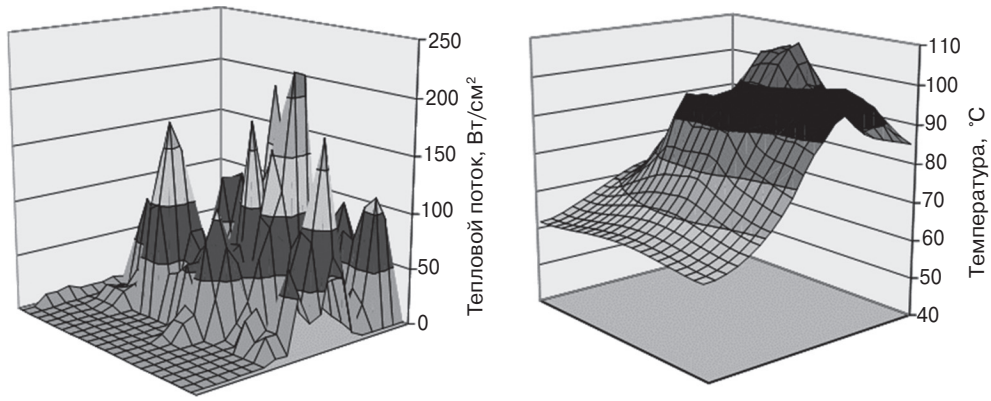


Рис. 10.4. Разброс плотности рассеиваемой мощности и температуры по кристаллу [6]

Различия в активности переключения различных базовых элементов по кристаллу и разнообразие используемых типов логики приводят к неравномерному рассеянию мощности даже в пределах одного кристалла (рис. 10.4) [6].

Эти вариации влекут за собой неравномерное распределение напряжения питания, появление «горячих» температурных точек на кристалле и, следовательно, неравномерное распределение подпороговых токов утечки по кристаллу. В связи с этим важно проводить проектирование с учетом отклонения параметров, меняя стиль проектирования от привычного детерминированного к вероятностному и статистическому.

Как было сказано выше, стремительное развитие современной микроэлектроники, особенно при переходе на субмикронные технологии, кроме безусловных преимуществ, порождает и новые проблемы, требующие неотложного решения. Одной из таких проблем является значительный рост энергопотребления в статическом режиме при увеличении рабочих частот ИМС (рис. 10.5).

Приведенная на рис. 10.5 [6] тенденция кажется парадоксальной, поскольку основным достоинством традиционно используемого при производстве цифровых ИМС КМОП технологического процесса является именно низкая потребляемая мощность в статическом режиме.

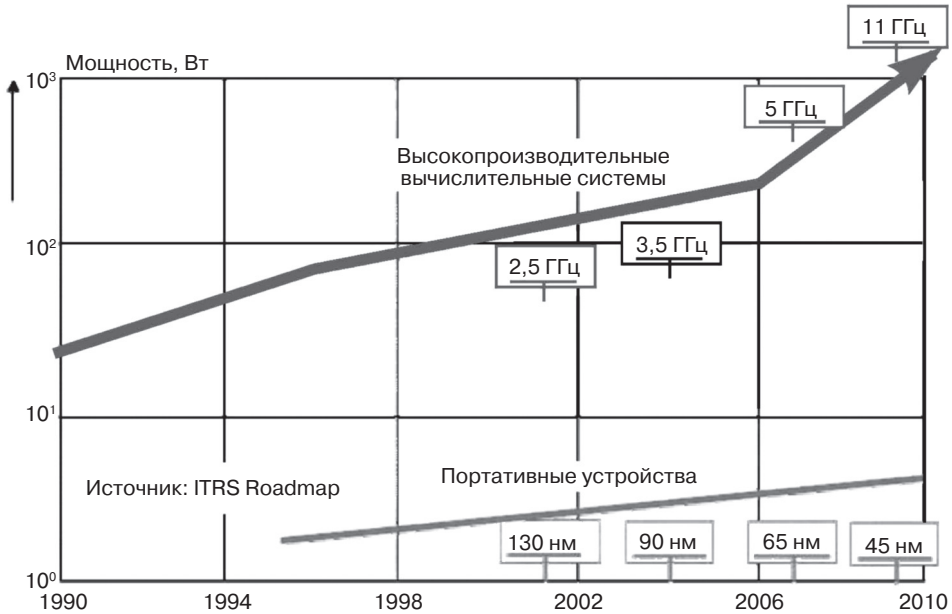


Рис. 10.5. Временная эволюция потребляемой мощности ИМС от рабочей частоты и технологических норм [6]

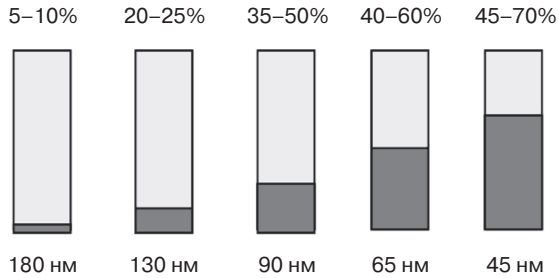


Рис. 10.6. Отношение энергетических затрат, обусловленных токами утечки, к полной рассеиваемой мощности для различных субмикронных КМОП-технологий

Основная причина указанной проблемы состоит в возникновении так называемых токов утечки в субмикронных КМОП ИМС. При таких технологических нормах изготовления уже теряется основное преимущество КМОП-вентилей – пренебрежимо малое статическое потребление энергии. На рис. 10.6 представлена гистограмма процентного отношения энергетических затрат, связанных с токами утечки, к полной рассеиваемой мощности для различных субмикронных технологических норм при изготовлении КМОП ИМС.

Как показано на рис. 10.7 [3], современный микропроцессор, изготовленный с технологическими нормами глубокого субмикрона, с точки зрения тепловыделения, образно говоря, представляет собой маленький «ядерный реактор». И это тепло необходимо «отводить» от полупроводникового кристалла ИМС.

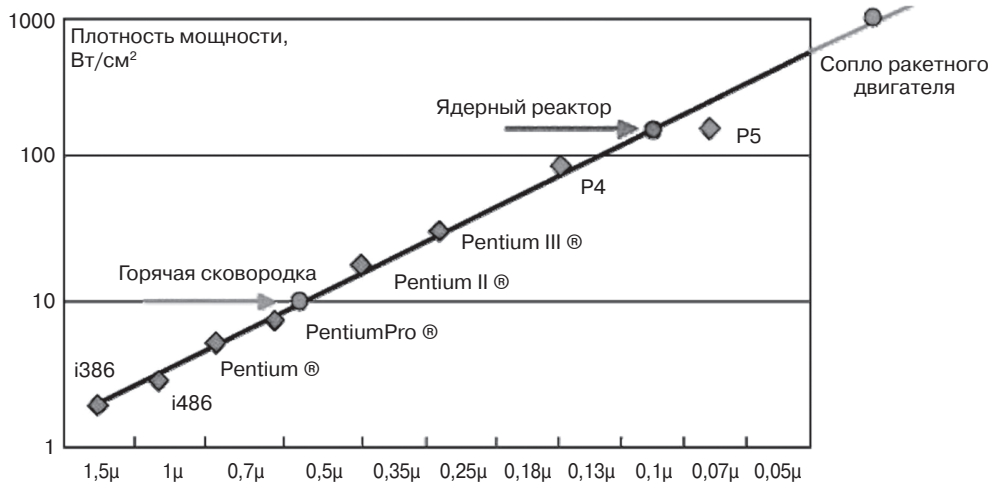


Рис. 10.7. Плотность мощности, потребляемой современными ИМС [3]

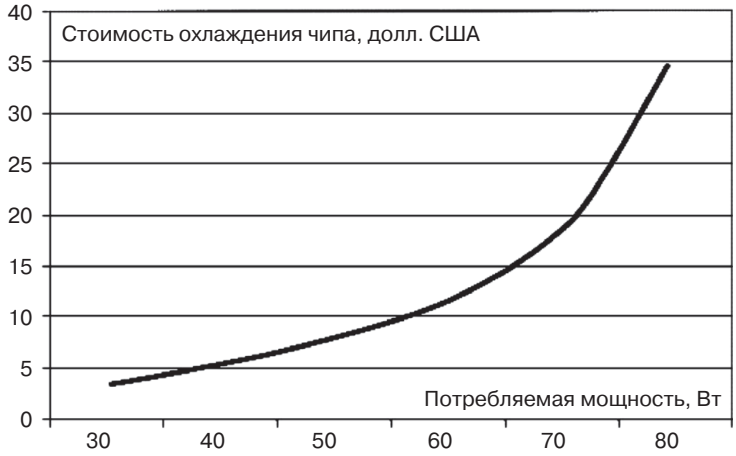


Рис. 10.8. Рост стоимости систем охлаждения ИМС

Таким образом, кроме значительных затрат собственно на проектирование ИМС, приходится вкладывать дополнительные и весьма значительные финансовые средства и в разработку соответствующих систем охлаждения (рис. 10.8).

Из указанных проблем очевидно следует необходимость решения еще одной важнейшей задачи – создание эффективных источников питания для таких ИМС. Если емкость современных аккумуляторных батарей за последнее десятилетие выросла всего в 3–4 раза, то потребляемая устройствами мощность выросла более чем на порядок – в 50–70 раз (рис. 10.9). Наблюдается тенденция, согласно которой при ежегодном росте емкости элементов питания на 10–15% потребляемая мощность возрастает на 35–40%.

Рассмотрим кратко причины и физические механизмы генерации этой мощности в ИМС, чтобы понять пути ее снижения.

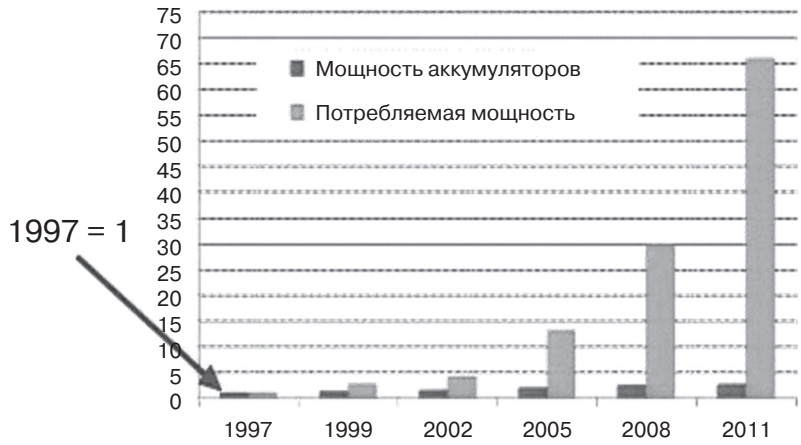


Рис. 10.9. Развитие современных источников питания с учетом отношения к потребляемой приборами мощности

10.2.2. Проблема потребления мощности в субмикронных ИМС

В работе [7] представлен краткий обзор проблем, связанных с токами утечки, при проектировании систем, изготавливаемых по 90-нм технологии и ниже, и обсуждаются основные вопросы, связанные с механизмами управления мощностью, включая технологии, методы и инструменты, обеспечивающие снижение уровня токов утечки и энергопотребления, связанного с ними, в современных подходах к проектированию.

На рис. 10.10 показана простейшая структура МОП-транзистора. По мере уменьшения толщины (t_{ox}) подзатворного диэлектрика (до 12 Å в 90-нм технологии) напряжения в поперечном сечении затвора должны снижаться до уровня, при котором не будет пробоя в изолирующих материалах.

Для разработчиков, которые занимались в основном проектированием схем по КМОП-технологии, концепция больших токов в спящем режиме может оказаться непривычной для реализации, особенно если кристаллы поставляются фабриками, на которых изготавливаются схемы с более высокой степенью рассеяния энергии. Отсюда следует вывод, что для устранения таких противоречий необходима определенная система управления процессом рассеяния энергии, обусловленной токами утечки. Рассмотрим эту проблему более подробно.

Рис. 10.10. По мере уменьшения толщины подзатворного диэлектрика t_{ox} напряжение вдоль затвора должно уменьшаться

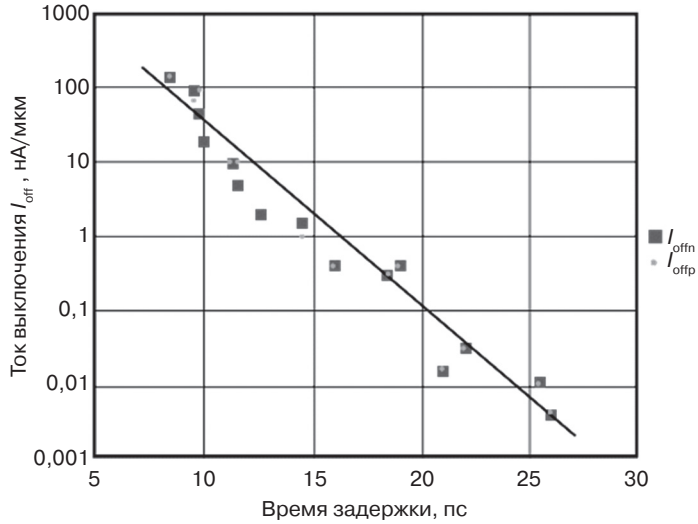


Рис. 10.11. Зависимость тока выключения МОП-транзистора от величины задержки распространения сигнала

Рост потребления энергии, обусловленный токами утечки. Современные технологические процессы вынуждают разработчиков искать новые методы проектирования для снижения рассеяния энергии, обусловленной токами утечки. Как следует из рис. 10.11, управление быстродействием является одним из наиболее эффективных способов достижения этой цели.

Для реализации этой концепции необходимо создание соответствующей библиотеки, с помощью которой можно было бы иметь более богатый выбор ячеек, основанных на знании конкретных характеристик быстродействия и токов утечки для каждой ячейки. Из данных, представленных на рис. 10.11, следует, что при изменении времени задержки на затворе с 25 до 8 пс ток выключения I_{OFF} МОП-транзистора возрастает почти на четыре порядка, т.е. проявляется экспоненциальная зависимость при снижении порогового напряжения на каждые 65 мВ. Эта закономерность проявляется как для *n*-МОП-, так и для *p*-МОП-транзистора.

На протяжении недавнего времени, начиная со схем, выполненных еще по технологии 0,5 мкм, напряжение питания снизилось с 5 до 1 В и даже ниже. Для достижения характеристик транзистора, соответствующих новым поколениям технологии, необходимо было снижать и пороговое напряжение. Проектируемые транзисторы должны функционировать с величиной порогового напряжения, равной 1,25 В, как и при 5-В технологии, что недостижимо при технологии 1 В. Снижение порогового напряжения имеет большое значение для решения проблемы увеличении токов утечки в КМОП-технологиях нового поколения. В типичном случае подпороговые токи утечки увеличиваются экспоненциально с каждым 65-мВ повышением порогового напряжения.

Технологии, при которых токи в «спящем» режиме велики, не связаны с какой-то новой концепцией. Для проектировщиков, которые ранее использовали технологии проектирования схем на биполярном переходе, выполненных по ECL

или FET технологиям, представления о токах в *n*-МОП-приборах достаточно понятны, как и пути их снижения.

Крупные современные фабрики обладают технологическими процессами, с помощью которых на одной пластине формируются *n*-МОП- или *p*-МОП-транзисторы с разными величинами пороговых напряжений. Такие разные типы транзисторов используются для создания отдельных ячеек с одинаковой функциональностью, но с разными характеристиками быстродействия и токов утечки. На рис. 10.12 представлены зависимости мощности (от 1 до 10 000 мВт), выделяемой токами утечки библиотечных логических элементов для 90-нм технологии и ниже, от рабочей частоты транзистора. Величина выделяемой мощности основана на средней величине тока утечки в транзисторе с низкой величиной порогового напряжения.

Рис. 10.12. Разница между быстродействием и токами базового элемента может использоваться для создания проектов, оптимизированных по частотным характеристикам и потребляемой мощности

Ячейки с повышенной величиной тока утечки (кривая 1) содержат транзисторы с пониженной величиной порогового напряжения. Осциллограмма (кривая 2) иллюстрирует характеристики токов утечки для соответствующих ячеек с транзисторами, имеющими повышенные значения порогового напряжения. Представленные зависимости с высокими и низкими величинами токов утечки показывают, что входные величины для некоторых ячеек могут иметь значительное влияние на ток утечки.

Соотношение между характеристиками быстродействия транзистора и токами утечки может быть использовано при разработке проектов, оптимизированных по длительности сигналов и рассеиваемой мощности. Ячейки, которые не располагаются на критическом пути распространения сигнала, часто не требуют характеристик, присущих ячейкам с высоким уровнем токов утечки, и они могут использовать более медленные транзисторы с более низким уровнем токов утечки. Поскольку входные характеристики ячеек могут существенно влиять на их токи утечек, современные средства оптимизации могут не просто предложить за-

мену ячейкам, основанным на усредненных величинах токов утечки. Кроме установления ограничений на быстродействие, эти средства должны также помочь установлению других ограничений на правила проектирования (Design Rule Constraints, DRCs), таких как, например, максимальное число fan-outs на ячейку (*fan-out* – количество входов, которые могут быть соединены с выходом ячейки, прежде чем токи, необходимые для входов, будут превышать ток, который может быть направлен выходом с сохранением правильных (установленных) логических уровней) и времена переходов (*transition times*). В типичном случае наилучшие конечные результаты достигаются в том случае, когда оптимизация мощности, обусловленной токами утечки, проводится на ранних стадиях проектирования.

В тех случаях, когда использование ячеек со смешанными (высокими и низкими) значениями пороговых напряжений V_{TH} недостаточно эффективно, используются более сложные методы для снижения рассеяния мощности, обусловленной токами утечки. В типичном случае эти альтернативные методики требуют разделения проекта на отдельные части, тем самым виртуально исключая ток утечки, когда определенные секции проекта находятся в «спящем» состоянии.

Эта методика требует включения дополнительных транзисторов, которые служат для управления потребляемой мощностью (*power-gating transistors*) посредством отключения тока к выделенным секциям проектируемой схемы. Такими транзисторами могут быть *p*-МОП-транзисторы, подсоединенные к цепям питания V_{DD}, чтобы изолировать выделенную секцию от V_{DD}, или *n*-МОП-транзисторы, подключенные к схеме V_{SS}.

В типичном случае *p*-МОП-транзисторы называются «ведущими», а *n*-МОП-транзисторы – «ведомыми». Для получения максимальных результатов можно использовать одновременно как «ведущие», так и «ведомые» транзисторы. Такие транзисторы могут быть введены в схему для управления целой группой ячеек и даже целыми блоками проекта. В некоторых архитектурах ячеек «ведущие» и «ведомые» транзисторы вводятся в каждую ячейку для осуществления контроля по спящему режиму с использованием периферии ячейки.

Если в проектируемой схеме используется управление по мощности (*power gating*), то проектировщик должен сделать выбор, как следует использовать эту часть схемы, управляемую по мощности (*power-gated section*).

В этом случае используют три основных подхода к решению задачи оптимизации потребляемой мощности:

- «отбрасывание» старого состояния системы и повторение его проектирования в режиме повышенного состояния по потребляемой мощности;
- сохранение текущего состояния проекта и его использование при следующем поднятии мощности;
- использование специальных регистров (*retention registers*), которые сохраняют состояние проекта локально в состоянии «запирания» с низким уровнем токов утечки и могут быть использованы для сохранения «старого» состояния после поднятия мощности.

Третий способ основан на способности быстрого сохранения и восстановления состояния *power-gated* секций. Некоторые решения синтеза состояний с пониженной величиной потребляемой мощности обеспечивают поддержку для упо-

мянутых *retention* регистров, которые вставляются в определенные части проекта по выбору разработчика.

Существует конструктивно-технологическая проблема обеспечения надежной электрической изоляции между *power-gated* секциями и остальной частью проектируемой системы. Наличие выводов из этих *power-gated* секций, если есть возможность сделать их плавающими, может привести к тому, что вентили, служащие для управления потребляемой мощностью, могут перемещаться в топологии кристалла на некоторые «промежуточные» уровни. Это может приводить к большому числу коротких замыканий или *crowbar currents* в затворе, что вызывает, следовательно, прямо противоположные результаты относительно предполагаемой экономии энергии (*crowbar currents* – ток, возникающий в переходном состоянии в КМОП-системе, когда оба транзистора, как *n*-МОП, так и *p*-МОП, находятся частично во включенном состоянии; или ток, который течет непосредственно из V_{DD} на землю, GND, при переключении из включенного состояния в выключенное). Следовательно, необходимо использовать изоляционные ячейки, которые будут управлять выводами *power-gated* секций.

Важно отметить, что упомянутые регистры и изоляция реализуются не только с помощью инструментов, предназначенных для синтеза и оптимизации, но также и путем использования инструментов, которые осуществляют *scan insertion*, ATPG и верификацию (ATPG, *Automatic Test Pattern Generation* или *Automatic Test Pattern Generator* – технология компьютерного проектирования, используемая для определения правильного поведения схемы или ее поведения с ошибками, вызванными наличием в ней дефектов).

Другой способ снижения энергетических потерь, обусловленных токами утечки, состоит в изменении потенциала, приложенного к подложке (*body*) МОП-транзисторов. Изменяя потенциал на подложке, можно динамически менять ток утечки и рабочие характеристики транзистора. Этот способ может быть также использован для повышения качества проектируемой схемы – рабочие характеристики транзисторов можно подогнать к номинальным значениям, если они изменились вследствие флуктуаций параметров технологических процессов.

Мощность, обусловленная токами утечки, является все возрастающей проблемой в общем процессе проектирования. В отличие от динамической мощности, которой можно управлять посредством снижения переключательной активности, проблема мощности, обусловленной токами утечки, существует как «плата» за общую проблему потери мощности.

При 90 нм и ниже мощность токов утечки составляет значительную долю от полной мощности высокопроизводительных проектов и является критической при удовлетворении требований, предъявляемым к задаче «спящего» режима в схемах малой мощности.

Библиотеки базовых ячеек приборов с разными пороговыми напряжениями, *power-gating* и разнообразные *body bias* могут использоваться в качестве эффективных средств снижения мощности токов утечки в схемах, изготовленных по технологии 90 нм. Современные средства обеспечивают возможности для использования таких технологий и помогают снизить мощность токов утечки в проектах глубокого субмикрона.

Очевидно, что разработку микроэлектронного устройства с наилучшими функциональными характеристиками и с низким потреблением энергии можно обеспечить, используя ряд моментов:

– надежный контроль распределения рассеиваемой мощности по площади проектируемого кристалла для всего требуемого температурного диапазона;
– эффективное управление выделяемой мощностью.

10.2.3. Управление распределением рассеиваемой мощности по площади кристалла на этапе проектирования

Оптимальное распределение мощности – одна из главных проблем, связанных с проектированием топологии ИМС по технологии глубокого субмикрона. Расположение активных и пассивных элементов по кристаллу и компановка самого кристалла с соблюдением специальных правил и методов позволяют определенным образом распределять величины V_{DD}/GND и сигналы как по кристаллу, так и по его периферии. Однако современные прогнозы относительно количественного соотношения между выделяемой удельной мощностью и плотностью (степенью интеграции) приборов в нанометровых проектах не всегда учитывают такой подход к размещению приборов по кристаллу.

Важным аспектом при решении этой задачи является методика определения и учета «горячих точек» (*hot spots*) – кластеров наиболее активно переключающихся транзисторов, располагающихся неравномерно по кристаллу, поскольку допущение о равномерной плотности распределения рассеиваемой мощности является «слишком оптимистичным». Обычно горячая точка при расчетах определяется как область, в которой локальная плотность рассеиваемой мощности в 4 раза больше, чем величина общей для кристалла плотности рассеиваемой мощности в равномерном приближении, которая обозначается как ($P_{чип}/A_{чип}$).

Рассмотрим еще одну проблему, связанную с возрастанием роли последовательности омического сопротивления пути прохождения сигналов внутри кристалла. Специалисты по проектированию БИС на своем специфическом техническом сленге (языке) называют ее проблемой «IR-масштабирования» (IR – падение напряжения на межсоединениях внутри кристалла). На рис. 10.13 показан необходимый диапазон (нормализованный к минимальной ширине металлизации на самом верхнем уровне межсоединений), который необходим для обеспечения не более чем 10%-го падения напряжения на этом сопротивлении в «горячих точках» проектируемого изделия в масштабированных технологиях с использованием минимально допустимой высоты рельефа (*bump pitch*).

Этот рисунок отражает реальную ситуацию только для случая высокоуровневой трассировки при условии, что остальная («нижняя» по металлизации) часть схемы, в которой выделяется мощность, оптимальным образом трассируется проектировщиками в «стандартной» САПР, тогда как самый высокий уровень разводки металлизации ограничивается технологией. Следует отметить, что область 35-нм технологии имеет меньшие ограничения по сравнению с 50-нм технологией из-за пониженной плотности рассеяния мощности при 35-нм технологии.

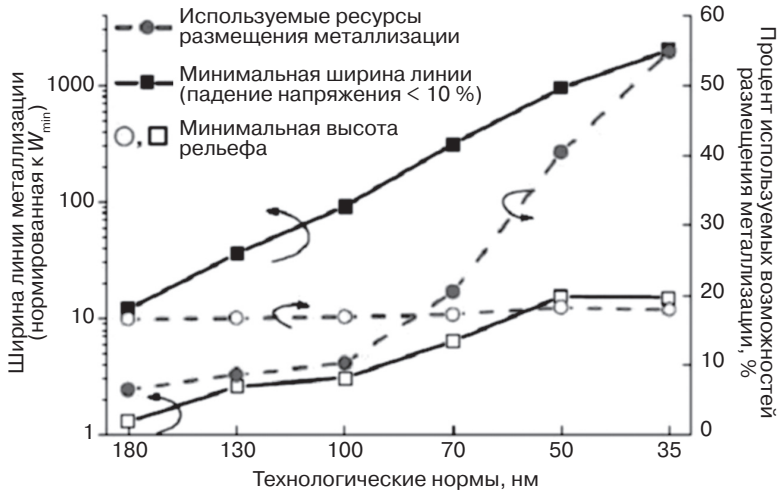


Рис. 10.13. Тенденции масштабирования с учетом падений напряжения на сопротивлении металлизации межсоединений

Вообще говоря, в то время как отмеченная тенденция кажется тревожной (примерно квадратичное увеличение рассеиваемой мощности в зависимости от усредненной ширины линии межсоединений, нормализованной к стандартной минимально допустимой ширине линии), даже при уровне проектных норм 35 нм опытный разработчик может успешно решить проблему мощности. Имеющиеся данные, относящиеся к V_{DD} и GND, показывают, что даже 16-кратное снижение минимальной ширины линии межсоединения приводит к экономии всего лишь менее чем 4% всех ресурсов трассировки на верхнем уровне металлизации. Тем не менее общая минимизация трассировки при правильном расчете и моделировании может обеспечить 17–20% экономии (снижение величины рассеиваемой мощности).

Проектирование БИС с учетом оптимального распределения потребляемой мощности – критический вопрос во всей проблеме проектирования ИМС и тем более на уровне глубокого субмикрона. С уменьшением напряжения питания, возрастанием требований к снижению удельного уровня потребляемой мощности, повышением плотности компоновки схемы задача снижения до минимума потребления мощности, уменьшения величины падения напряжения на внутренних шинах межсоединений и увеличения до максимума надежности проектируемой ИМС не может быть решена стандартными методами схемотехнического проектирования. При этом цена решения таких проблем является чрезвычайно высокой – в случае неудачи проекта требуется выполнить множество итераций, и не всегда получается положительный результат.

Разработчик субмикронной ИМС должен уметь квалифицированно выполнять необходимый анализ топологии ИМС и ее оптимизацию для удовлетворения условий ограничений по потребляемой мощности и надежности. Необходимо оптимизировать распределение потребляемой мощности по площади ИМС и снижение общего значения, если это возможно. Следует корректно учитывать не только падение напряжения, но и параметры непосредственно связанного с ним процесса электро-

миграции. После выполнения первой итерации распределения мощности необходимо выполнить точный расчет временных характеристик (динамического моделирования) для всего проекта, включая расчет временных характеристик каждой ячейки с учетом допустимых отклонений напряжения и технологических разбросов.

Оптимальное размещение по площади кристалла основных источников потребления энергии уменьшает токовые нагрузки на проводники, по которым происходит передача высокочастотных сигналов. Кроме того, оптимальное размещение элементов в схемах, потребляющих энергию, связано с общей задачей минимизации длины межсоединений. Такая оптимизация приводит к существенному снижению динамического потребления энергии на шинах с высокой переключающей активностью.

Оптимальное размещение транзисторов и межсоединений в топологии микросхем с точки зрения минимизации тепловыделения также связано с проблемой минимизации падения напряжения (*IR*) на питающих шинах. Этот вид размещения очень важен с точки зрения требований по току в связи с тем, что ячейки (транзисторы) с высоким потреблением энергии должны распределяться равномерно по всей топологии, избегая образования «горячих пятен» в проектируемой схеме. Такой комплексный подход приводит к эффективной минимизации падений на внутреннем сопротивлении металлизации (*IR*), плотности тока и температуры.

С каждым новым поколением технологии уровни рассеиваемой на сопротивлениях мощности снижаются, но проблема эффективного управления потребляемой мощностью не только не снимается, но наоборот становится все более важной. Вследствие уменьшения линейных размеров элементов и повышения плотности упаковки уровни падения напряжения, которые были приемлемы в предыдущих поколениях технологии, теперь могут являться причиной ошибок в функционировании схемы, а возникающие градиенты температуры могут в значительной степени способствовать деградации рабочих характеристик схемы в процессе эксплуатации.

Таким образом, для снижения потребляемой мощности на этапе проектирования ИМС необходимо осуществление следующих мер.

1. Физическое распределение потребляемой мощности в пределах кристалла должно проводиться с учетом всех особенностей и характеристик, присущих технологиям глубокого субмикрона. Оптимизация распределения потребляемой мощности должна быть осуществлена совместно с оптимальным (минимальным) распределением падения напряжения и с учетом флуктуаций плотности тока.
2. Для проведения точного расчета синхронизации проектируемой ИМС необходимо использовать соответствующие специальные разработки программных средств проектирования (САПР).

10.3. Токи утечки и статическое потребление мощности в структуре кремниевого МОП-транзистора

При переходе современной микроэлектроники на КМОП-технологию, начавшемся в 80-х годах прошлого столетия, разработчики были удовлетворены пре-

имуществами этой технологии, заключающимися в том, что потребление энергии в таких схемах определялось частотой переключения базовых элементов – транзисторов. Во многих случаях потребление мощности в статическом режиме при расчетах и моделировании вообще не принималось во внимание. Когда микросхема не обрабатывала информацию, мощность, выделяемая в этом «спящем» режиме, считалась пренебрежимо малой. И это в определенной степени было обосновано, поскольку токи утечки в то время определялись токами обратносмещенных переходов между истоками и стоками, которые были пренебрежимо малы.

По мере использования технологии, проникающей в область глубокого субмикрона, уменьшающиеся напряжения в приборах привели к снижению величин электрических полей в структуре прибора, а также к снижению динамического энергопотребления [7]. Рассмотрим более подробно механизмы генерации мощности в субмикронных ИМС.

10.3.1. Потребление мощности в субмикронных КМОП-схемах

На рис. 10.14 представлены графики, демонстрирующие протекающие в цифровой ИМС токи, ответственные за потребляемую мощность для динамического (*а*) и статического (*б*) режимов [3].

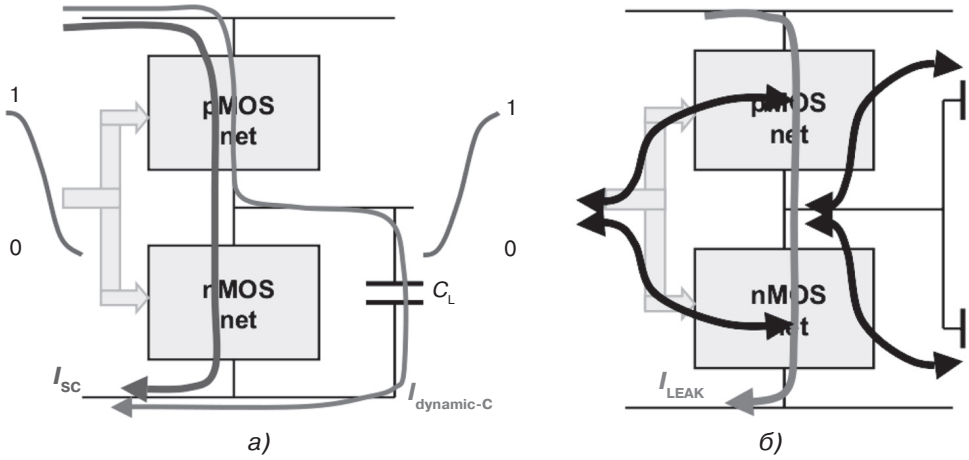


Рис. 10.14. Пути протекания токов в цифровой схеме в динамическом (*а*) и статическом (*б*) режимах

В динамическом режиме (при переключении элемента из одного логического состояние в другое) в схеме протекают два тока – $I_{dynamic\text{-}C}$ (ток перезарядки выходной емкости C_L) и I_{SC} (ток короткого замыкания, который протекает в момент, когда цепи *p*-МОП- и *n*-МОП-приборов открыты). При этом мощность переключения $P_{switching}$ будет складываться из двух основных компонент – $P_{dynamic\text{-}C}$ и P_{SC}. Таким образом, зависимость для динамической потребляемой мощности можно записать в следующем виде [3]:

$$P_{switching} = \frac{1}{2} a_{sw} C_L V_{DD}^2 f_{clock}, \quad (10.1)$$

где a_{sw} – фактор активности переключения, C_L – выходная нагрузочная емкость, f_{clock} – тактовая частота.

Фактор активности переключения a_{sw} представляет собой среднее количество смен состояния (переходов) на выходе ячейки, происходящих за цикл переключения. Произведение $a_{sw} C_L$ называют также эффективной емкостью ячейки C_{eff}. Таким образом, усредненная мощность переключения описывается зависимостью [8]:

$$P_{av\,sw} = V_{DD}^2 f_{clock} \sum_i C_{eff}^i = V_{DD}^2 f_{clock} C_{eff\,tot}, \quad (10.2)$$

где V_{DD} – напряжение питания.

Существуют следующие методы уменьшения уровня потребляемой мощности:

- уменьшение величины напряжения питания;
- уменьшение рабочей частоты;
- снижение паразитных емкостей;
- оптимизация циклов переключения при выполнении повторно этапа логического моделирования и верификации.

Потребление в режиме «короткого замыкания» можно описать с помощью выражения [3]:

$$P_{av\,sc} \approx a_{sw} \frac{1}{2} (t_2 - t_1) I_{SC\max} V_{DD} f_{clock}. \quad (10.3)$$

Здесь разность $(t_1 - t_2)$ зависит от порогового напряжения и крутизны входного сигнала.

Графические зависимости тока короткого замыкания I_{SC} от времени представлены на рис. 10.15.

К сожалению, эти методы приводят к ухудшению технических характеристик ИМС. Так, при снижении питающего напряжения и рабочей частоты снижается производительность и нагрузочная способность элементов ИМС. Для снижения паразитных емкостей требуется существенная доработка и модернизация спроектированной технологии (что не всегда возможно), а также необходимо повторять этапы проектирования системного (логического) уровня с целью дополнительной оптимизации (увеличение сроков и стоимости проектов).

Из анализа представленных зависимостей очевидны меры, необходимые для снижения уровня потребляемой мощности за счет уменьшения P_{SC} [3, 8]:

- уменьшение величины напряжения питания ИМС (но при этом снижаются рабочие характеристики);
- уменьшение рабочей частоты (при этом также снижаются рабочие характеристики);
- уменьшение токов включения (ухудшаются динамические характеристики);
- специальная оптимизация режимов переключения вентилей при функционально-логическом проектировании системы;

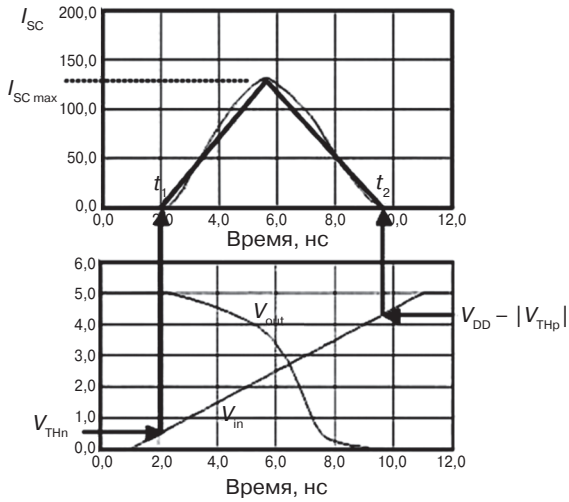


Рис. 10.15. Типовые зависимости тока короткого замыкания I_{SC} от времени для субмикронных ИМС

– изменение (коррекция) входных сигналов за счет модификации формы (крутизны) передних и задних фронтов;
– повышение пороговых напряжений МОП-транзисторов, формирующих логические элементы (наиболее эффективный метод).

Следует отметить, что в статическом режиме проектируемая ИМС имеет «ненулевую» потребляемую мощность P_{LEAK} за счет протекания токов утечки, которую можно выразить как произведение токов утечки I_{LEAK} на напряжение питания V_{DD}:

$$P_{LEAK} = I_{LEAK} \times V_{DD}. \tag{10.4}$$

В свою очередь, ток утечки I_{LEAK} состоит из двух основных компонент, подпорогового тока I_{SUB} и тока утечки затвора I_{GATE}.

Общая статическая мощность логического элемента P_{LEAK} состоит из двух компонент – мощности, потребляемой при протекании подпороговых токов утечки P_{SUB}, а также мощности, потребляемой при протекании тока утечки затвора P_{GATE}.

Подпороговый ток I_{SUB} играет наиболее важную роль в ИМС, изготовленных по нормам ниже 90 нм, а ток утечки затвора I_{GATE} имеет тенденцию быстрого роста с уменьшением топологических размеров, и требуется применение специальных мер для его учета и нейтрализации.

Таким образом, анализ процессов, происходящих в КМОП ИМС при переходе на технологии глубокого субмикрона, позволяет сделать следующие основные выводы.

1. Повышение плотности упаковки наряду с увеличением количества логических элементов в схеме приводит к росту величины суммарной (эквивалентной) емкости переключения, что вызывает в итоге рост общей мощности, потребляемой при переключении ИМС.

2. Такие же явления происходят и при росте тактовой рабочей частоты ИМС.
3. Снижая напряжение питания, разработчик может уменьшить мощность потребления, но при этом пропорционально падает производительность ИМС.
4. Снижение порогового напряжения МОП-транзисторов с известными технологическими приемами все равно неизбежно приводит к экспоненциальному росту численных значений подпороговых токов утечки и в итоге к увеличению потребляемой мощности.
5. Уменьшение толщины подзатворного диэлектрика, обусловленное особенностями субмикронной технологии, приводит к увеличению численного значения величины тока включения I_{ON}, что вызывает экспоненциальный рост тока утечки затвора, и в итоге также содействует увеличению потребляемой мощности субмикронной ИМС.

10.3.2. Анализ токов, протекающих в субмикронном кремниевом МОП-транзисторе

На рис. 10.16 изображена типичная конструкция субмикронного МОП-транзистора с указанием возможных схем циркуляции токов утечки в его активных и пассивных полупроводниковых областях [9].

В закрытом состоянии в МОП-транзисторе одновременно протекают следующие типы тока: подпороговый ток I_{SUB}, туннельный ток затвора I_{GATE}, ток прокола сток–исток I_{punch} и токи утечки p-n-перехода $I_{JUNC} + I_{GIDL} + I_{BTBT}$.

Когда канал открыт, в структуре транзистора протекают следующие токи: туннельный ток затвора I_{gate}, токи утечки p-n-перехода $I_{junction} + I_{GIDL} + I_{BTBT}$ и ток инжекции горячих носителей I_{HCI}.

Кроме того, при использовании структур, изготовленных по технологическим нормам, при которых длина канала $L < 7$ нм, возникает еще и дополнительный туннельный ток сток–исток $I_{sd,tunn}$ (рис. 10.17).

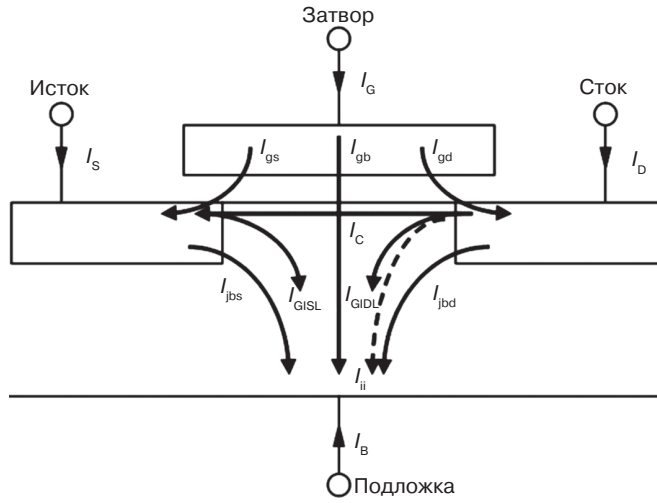


Рис. 10.16. Типовые схемы протекания токов в субмикронном МОП-транзисторе

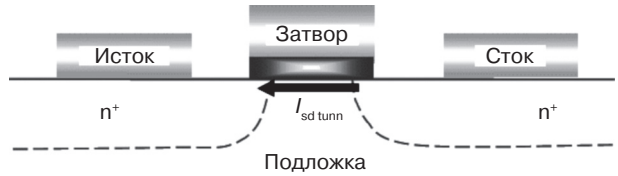


Рис. 10.17. Образование туннельного тока в цепи сток–исток $I_{sd,tunn}$

Представленные на рис. 10.16 токи второго порядка I_{GIDL} и I_{GISL} являются физическим следствием действия соответствующих эффектов GIDL и GISL (Gate Induced Drain (Source) Leakage – ток утечки, индуцированный затвором/истоком).

GIDL эффект способствует генерации нежелательного тока в транзисторе с коротким каналом, который возникает при повышенных напряжениях на затворе в выключенном состоянии транзистора. GIDL эффект – это результат влияния физических процессов, происходящих в области глубокого обеднения. Этот эффект наблюдается в затворе при высоких значениях напряжений смещений (отрицательных для FET транзисторов *n*-типа и положительных для FET транзисторов *p*-типа). Эта обедненная область приводит к искривлению зонной структуры, что, в свою очередь, создает условия для туннелирования носителей из одной зоны в другую, а это и приводит к появлению дополнительного тока. GIDL эффект существенно ухудшает характеристики ИМС, особенно ИМС энергонезависимой памяти, в том числе FLASH EEPROM, которые широко используются в современных мобильных технологиях.

Кроме токов I_{GIDL} и I_{GISL} к току канала I_C добавляются токи переходов I_{jbs} и I_{jbd}, ток ударной ионизации I_{II} (является существенным только в режиме насыщения). Следует отметить, что к току I_{II} в режиме насыщения добавляется также и ток подложки. В общем случае туннельный ток затвора субмикронного транзистора можно разделить на три составляющие – I_{gs}, I_{gb} и I_{gd}, которые соответственно являются токами от затвора к истоку, подложке и стоку.

Таким образом, результирующие токи, протекающие в субмикронном МОП-транзисторе, можно описать системой следующих выражений:

$$\begin{cases} I_D = I_C + I_{GIDL} - I_{gd} + I_{II} + I_{jbd}, \\ I_G = I_{gb} + I_{gs} + I_{gd}, \\ I_B = -I_{II} - I_{jbd} - I_{gb} - I_{jbs} - I_{GIDL} - I_{GISL}, \\ I_S = -I_D - I_G - I_B. \end{cases} \qquad (10.5)$$

Рис. 10.18 иллюстрирует классическую зависимость тока стока I_D от напряжения на затворе V_{gs} *n*-канального МОП-транзистора в линейном режиме и в режиме насыщения.

Состояние OFF (выключен) определяется величиной тока I_{OFF}, а состояние ON (включен) – величиной тока I_{ON}, численное значение которого можно определить из системы уравнений:

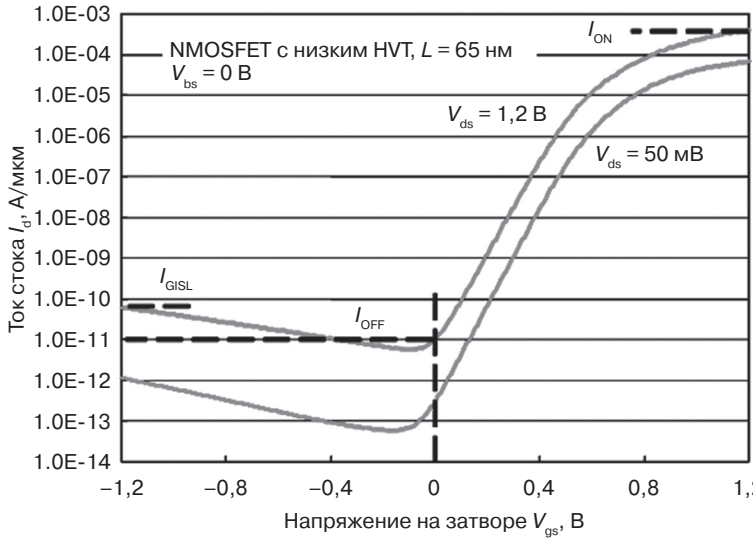


Рис. 10.18. Зависимость тока стока I_D от напряжения V_{gs} на затворе (V_{ds} = 50 мВ и V_{ds} = 1,2 В) субмикронного n-канального МОП-транзистора

$$I_{OFF} = I_D \mid_{V_{gs}=0\text{В},V_{ds}=1{,}2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}, \tag{10.6}$$

$$I_{OFF} = I_D \mid_{V_{gs}=1.2\text{В},V_{ds}=1{,}2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}. \tag{10.7}$$

Численное значение тока I_{OFF} обычно невелико по сравнению с численными значениями подпорогового тока и токов переходов (ток затвора незначителен по сравнению с током I_{OFF} для приборов, изготовленных по технологии 65 нм). Так, при значениях V_{gs} = 0,0 В, V_{ds} = 1,2 В и V_{bs} = 0,0 В величины токов I_{gb}, I_{gs}, I_{jbs} и I_{II} равны нулю. В этом случае справедлива следующая система уравнений:

$$\begin{cases} I_D = I_C + I_{GIDL} - I_{gd} + I_{jbd}, \\ I_G = I_{gb}, \\ I_B = -I_{jbd} - I_{GIDL}. \end{cases} \tag{10.8}$$

Численные значения величины подпорогового тока I_{SUB} и токов перехода I_{JUNC} рассчитываются из выражений:

$$I_{SUB} = I_{OFF} + I_G \mid_{V_{gs}=0\text{В},V_{ds}=1{,}2\text{В},V_{bs}=0\text{В}} + I_B \mid_{V_{gs}=0\text{В},V_{ds}=1{,}2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}, \tag{10.9}$$

$$I_{JUNC} = -I_B \mid_{V_{gs}=0\text{В},V_{ds}=1{,}2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}. \tag{10.10}$$

Обычно в схемотехнических расчетах предполагается, что при V_{gs} = 0 В численное значение тока I_{GIDL} невелико. Необходимое для расчета выражение величины тока затвора можно записать в следующем виде:

$$I_{GATE} = I_{gs} + I_{gb} + I_{gd} = -I_G\,|_{V_{gs}=1,2\text{В},V_{ds}=1,2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}. \quad (10.11)$$

Тогда численное значение величины тока GIDL может определяться как:

$$I_{GIDL} = I_D\,|_{V_{gs}=1,2\text{В},V_{ds}=1,2\text{В},V_{bs}=0\text{В}}, \quad (10.12)$$

где величины тока перехода I_{jbd} и тока затвора I_{gd} предполагаются незначительными по сравнению с током I_{GIDL}.

10.3.3. Физические причины возникновения токов утечки в субмикронных кремниевых транзисторах

Классический МОП-транзистор, изготовленный по стандартной технологии, отличной от технологии глубокого субмикрона, имеет конструкцию, представленную на рис. 10.19.

Разработчики современных КМОП ИМС, хорошо знакомые с надежной и опробованной конструкцией МОП-транзистора, при разработке новых проектов ИМС с повышенной функциональной сложностью стараются использовать свой предыдущий опыт, переходя на субмикронные проектные нормы. При этом они используют следующие апробированные ими в своей практической деятельности конструктивно-технологические решения:

- снижение толщины подзатворного диэлектрика, которое, с одной стороны, приводит к положительному эффекту возрастания тока включения I_{ON}, а с другой – к возникновению туннельного тока затвора в силу изложенных нами ранее причин физического характера;
- применение слаболегированной области стока (LDD), что снижает ток инжекции горячих носителей;
- введение конструктивных изменений МОП-транзистора – создание ореола (HALO) в области стока и истока, что уменьшает нежелательный, но характерный для субмикрона короткоканальный эффект;
- специальным образом реализованное вертикальное распределение примеси, которое, с одной стороны, уменьшает короткоканальный эффект, повышает напряжение прокола, позволяет получить заданное значение порогового напряжения V_{TH}, а с другой – при высоком уровне легирования приводит к возникновению нежелательных токов утечки I_{GIDL} и I_{BTBT}.

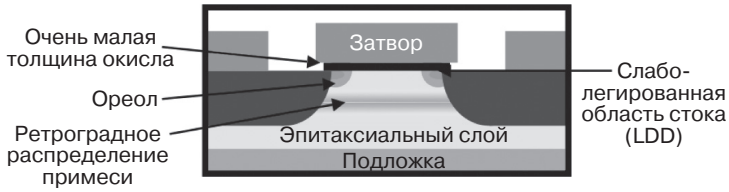


Рис. 10.19. Структура МОП-транзистора, изготовленного по стандартной КМОП-технологии

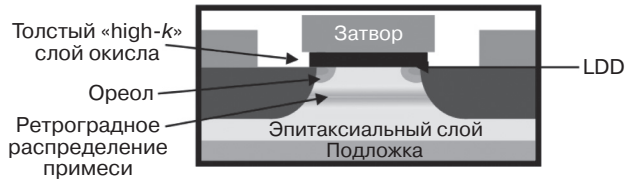


Рис. 10.20. Субмикронный МОП-транзистор, изготовленный по технологии, использующей «high-*k*» подзатворный диэлектрик

В последние годы ведущие компании – производители субмикронных ИМС перешли на использование целого ряда новых конструкций МОП-транзисторов, в которых для создания области подзатворного диэлектрика используется окисел с высокой диэлектрической проницаемостью – так называемый «high-*k*» диэлектрик, как правило, на основе гафния (Hf). Структура такого прибора изображена на рис. 10.20.

Эта технология позволяет устранить основные вышеперечисленные недостатки традиционной конструкции за счет следующих решений:

- применение «high-*k*» диэлектрика дает возможность увеличить ток включения I_{ON} без возникновения туннельного тока затвора;
- специальным образом рассчитанные и реализованные распределения примесей в различных областях прибора позволяют значительно снизить токи утечки I_{GIDL} и I_{BTBT}, а также практически исключить обратный ток *p*-*n*-перехода I_{JUNC};
- использование новых, ранее не известных высокотехнологичных материалов и технологических методов их осаждения позволяет существенно уменьшить вероятность пробоя.

Таким образом, из всех видов токов утечки, при создании новых субмикронных приборов разработчику следует учитывать только подпороговый ток I_{SUB}, что упрощает задачу проектирования, не требует использования новых пакетов САПР и более глубокого понимания физической сущности процессов, происходящих в МОП-транзисторе с уменьшенными линейными размерами элементов и уменьшенными объемами активных областей полупроводниковой структуры транзистора.

10.3.3.1. Подпороговый ток утечки I_{SUB} субмикронного МОП-транзистора

Подпороговый ток утечки I_{SUB} – это классический диффузионный ток электронов через подложку *p*-типа из истока в сток. Важно помнить, что это не «паразитный» ток – он является неизбежным компонентом тока стока и обусловлен физическим механизмом работы субмикронного транзистора (рис. 10.21).

Известная и действующая для субмикронных размеров транзистора экспоненциальная зависимость напряжений затвора и стока от концентрации носителей заряда, в свою очередь, приводит к экспоненциальной зависимости и для подзатворного тока [10]:

$$I_{SUB} = \mu_n C \frac{W_N}{L_N} V_t^2 \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_t}\right)\left[1 - \exp\left(-\frac{V_{DS}}{V_t}\right)\right]. \qquad (10.13)$$

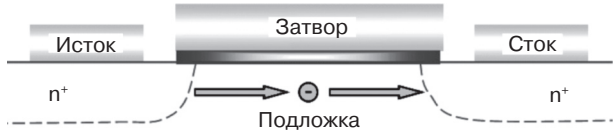


Рис. 10.21. Формирование подпорогового тока утечки I_{SUB}

Величина подпорогового тока экспоненциально растет с понижением величины порогового напряжения V_{TH}. Кроме того, величина I_0 в выражении (10.13) обратно пропорциональна величине L_N (длине канала). Следовательно, уменьшение технологических норм в субразмерную область должно неизбежно приводить к значительному увеличению подпорогового тока утечки, и этим эффектом разработчикам нельзя пренебрегать при расчете величины потребляемой мощности и других функциональных характеристик проектируемой микросхемы.

Для транзисторов с очень коротким каналом в силу физических причин подпороговый ток утечки увеличивается не только из-за уменьшения величины L_N, поскольку длина канала также влияет на величину порогового напряжения V_{TH}. В случае если область стока МОП-транзистора расположена близко к области истока, ОПЗ истока и стока активно взаимодействуют друг с другом (до конца этот механизм еще не описан), что в итоге понижает потенциальный барьер со стороны истока.

Выражение для подпорогового тока в режиме выключения I_{OFF} (для $V_{GS} = 0$ и $V_{DS} >> V_{TH}$) можно представить в следующем виде:

$$I_{SUB} = \mu_n C \frac{W_N}{L_N} V_t^2 \exp\left(-\frac{V_{TH}}{nV_t}\right). \qquad (10.14)$$

Качественный анализ последнего выражения позволяет сделать ряд полезных для практических применений выводов:

- подпороговый ток экспоненциально растет при снижении величины пороговых напряжений МОП-транзисторов;
- численное значение подпорогового тока увеличивается прямо пропорционально уменьшению длины канал, при этом имеет место известный ранее короткоканальный эффект (уменьшение порогового напряжения V_{TH}), а также эффект индуцированного стоком снижения барьера (DIBL эффект);
- численное значение подпорогового тока увеличивается при повышении температуры, что необходимо компенсировать соответствующими схемотехническими решениями для обеспечения работоспособности на высоких температурах эксплуатации ИМС.

10.3.3.2. Туннельный ток затвора I_{GATE}

До наступления эры нанометра токи затвора рассматривались как чисто динамические, а МОП-затворы рассматривались обычно только как конденсаторы и они не проводили постоянные токи. Однако с уменьшением толщины подзатворного окисла до нескольких нанометров появляется возможность туннелирования тока через затвор, в связи с чем и возникает статическая компонента тока утечки.

Ток утечки затвора возникает только в том случае, когда имеется разность потенциалов вдоль затвора, т.е. когда транзистор включен. Подпороговый ток утечки, напротив, возникает только в том случае, когда транзистор выключен. Токи утечки затвора МОП-транзистора в итоге влияют как на рассеиваемую мощность, так и на функциональность ИМС.

В случае, когда ток затвора I_{GATE} определен для наихудшего случая (V_{gs} = 1,2 В и $V_{ds} = V_{bs} = 0$ В), его величину можно определить следующим образом:

$$I_{GATE} = W \times L \times A_{IG} \times V_{gs}\left(V_{gs} - V_{FB}\right) \times \exp\left(-B_{IG} \times T_{ox}\right). \qquad (10.15)$$

Здесь A_{IG} и B_{IG} – параметры туннельного тока затвора, L – длина канала, V_{FB} – напряжение плоских зон.

Как уже отмечалось, на масштабирование приборов влияет не только использование новых технологий, но и внедрение новых материалов. Так, в настоящее время большое внимание уделяется использованию high-k материалов в качестве подзатворных диэлектриков, что приводит к снижению тока утечки по затвору, поскольку в приборах могут быть использованы более толстые «окислы», не дающие проигрыша с точки зрения емкости затвора и работающие при заданных значениях пороговых напряжений.

10.3.3.3. Ток выключения I_{OFF}

Учет поведения тока выключения I_{OFF} МОП-транзистора при проектировании ИМС для различных технологий глубокого субмикрона чрезвычайно важен.

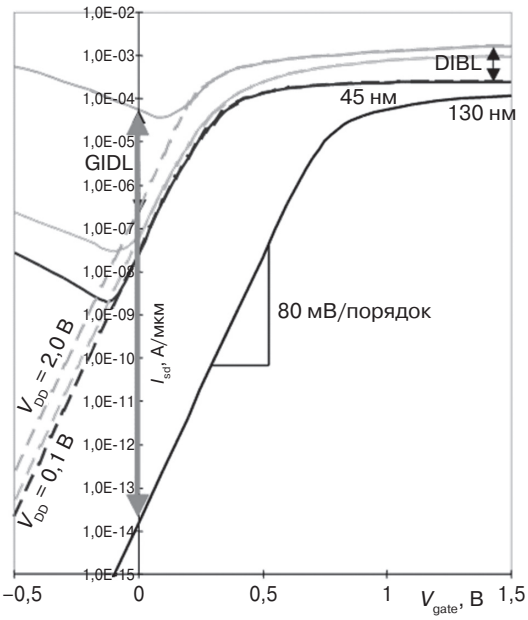


Рис. 10.22. Результаты моделирования вольт-амперных характеристик $I_{SD}(V_{GATE})$ МОП-приборов, изготовленных по 45- и 130-нм технологиям

Так, на рис. 10.22 представлены широко используемые на практике результаты моделирования вольт-амперных характеристик, учитывающие особенности поведения основных компонентов тока утечки МОП-транзистора в зависимости от используемых технологических норм изготовления, а также от различных условий эксплуатации приборов (напряжение питания V_{DD}).

Расчеты проводились с использованием широко известной модели BSIM4 с применением модели BPT (Predictive Technology Model – модификация BSIM4, учитывающая эффекты глубокого субмикрона) [11].

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

- для $V_D > V_G$ обедненный слой стока становится тоньше, что приводит к увеличению количества электронов, проходящих через барьер, а это, в свою очередь, вызывает рост токов I_{DB} и I_{OFF} (GIDL-эффект, см. разд. 10.2);
- проявляется зависимость порогового напряжения от V_{DS}, при этом V_{TH} уменьшается при росте V_{DS} (DIBL-эффект, см. разд. 10.2);
- для технологии глубокого субмикрона (45 нм) ток выключения I_{OFF} возрастает на шесть (!) порядков (подпороговый ток для $V_{GS} = 0$) по сравнению с «относительносубмикронной» технологией (130 нм).

10.3.4. Анализ величины статического потребления мощности МОП-транзистора

К настоящему времени разработано множество разных подходов для снижения потребления КМОП статической мощности. В этом разделе рассмотрим только два уже опробованных на кристалле метода, в которых для ограничения величины I_{OFF} используются мультипороговые величины V_{TH} на одном полупроводниковом кристалле.

Первый метод снижения статической рассеиваемой мощности предлагает использование МОП-транзисторов с различным значением порогового напряжения V_{TH}. Спроектированные на основе этого метода КМОП ИМС называют мультипороговыми (MultiThreshold или MTCMOS), они характеризуются высоким значением V_{TH} в «спящем» режиме для предотвращения тока утечки в режиме ожидания. Транзистор в режиме ожидания включен между землей и логическим КМОП-элементом. «Спящий» транзистор помещается между землей и схемой быстрой КМОП-логики с низким значением порогового напряжения V_{TH}. Последовательное подключение транзистора увеличивает задержку передачи сигнала, но она может быть уменьшена посредством соответствующего увеличения площади. Недостатки такого способа: невозможность устранения утечки в активном режиме и повышенная площадь базовой ячейки ИМС. Другие разновидности этого метода включают способы использования двойного (*dual*) порогового напряжения V_{TH}, *domino*-логику, специальное смещение напряжения подложки для изменения V_{TH} в режиме ожидания и использование отрицательных напряжений *n*-МОП-транзистора (для большего смещения транзистора в область отсечки).

Методы «однопорогового» устранения утечки предполагают использование работы транзисторов в режиме ожидания, а также снижение уровня токов утечек, зависящих только от состояния транзистора. Все эти методы предусматривают «жертвование» площадью для ограничения статической мощности и в большинстве

случаев устраняют токи утечки только в режиме готовности. Фактически сфера их применения ограничивается ИМС для портативных устройств, таких как процессоры ноутбуков. Кроме того, некоторые из предложенных методов неэффективны для решения проблем масштабирования, например использование логики домино и смещение подложки при контроле V_{TH}. Использование двойных V_{TH}, описанное далее, – сегодня один из самых эффективных методов в *high-end* микропроцессорах.

Рассмотрим более подробно этот метод, который называется **метод двойного порогового напряжения V_{TH}** (dual-V_{TH} method) [12]. Сегодня разработчики схем в союзе с технологами имеют возможность управлять величиной пороговых напряжений МОП-транзисторов на одной интегральной схеме, чтобы можно было изготовить прибор с высоким или низким пороговым напряжением. Влияние порогового напряжения V_{TH} на задержку и энергопотребление элементов, таких как инверторы и И-НЕ вентили, весьма существенно. Снижение V_{TH} (при постоянном V_{DD}) экспоненциально увеличивает значение тока выключения и одновременно линейно уменьшает задержку распространения сигнала. Дополнительный этап регулировки порогового напряжения с использованием подлегирования посредством ионной имплантации позволяет разработчикам выбирать наилучший вариант с целью экономии потребляемой мощности. Так, элементам, расположенным на критических путях распространения сигнала, могут быть обеспечены низкие значения V_{TH}, а элементы, не являющиеся критическими относительно времени распространения сигнала, могут иметь высокие значения V_{TH} и большие задержки при переключении. Результаты исследований таких технических решений показывают снижение потребляемой мощности, обусловленное токами утечки, на 40–80% с минимальным увеличением времени задержки по сравнению со схемами, в которых используются только элементы с низкими пороговыми напряжениями [13].

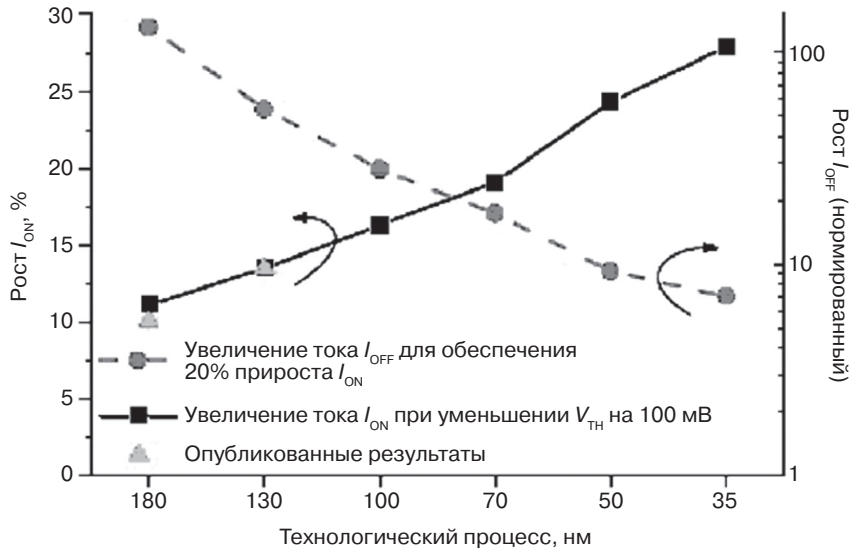


Рис. 10.23. Характер изменения тока включения I_{ON} для элементов с низким значением V_{TH} при масштабировании проектных норм

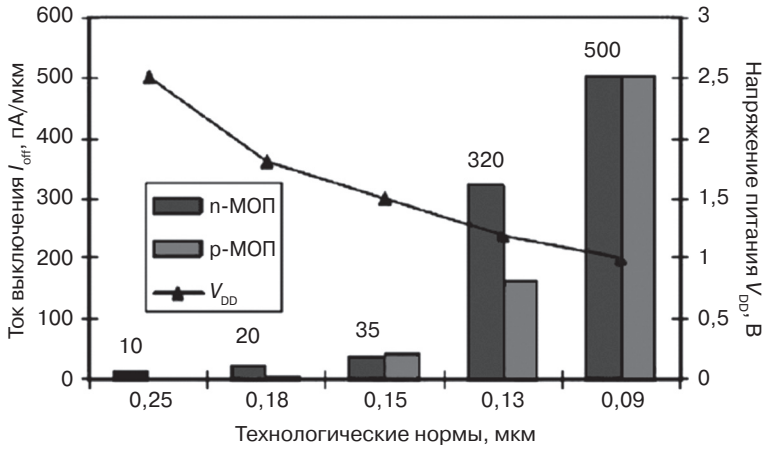


Рис. 10.24. Зависимость уменьшения удельного значения тока выключения от технологической нормы и напряжения питания

На рис. 10.23 показано увеличение тока включения для элементов с низким значением V_{TH}. Ток включения I_{ON} возрастает быстрее при снижении порогового напряжения V_{TH} на 100 мВ при масштабировании технологии. «Цена» тока выключения I_{OFF} для 20% повышения тока включения снижается при масштабировании технологии.

Рис. 10.24 иллюстрирует тенденцию уменьшения тока выключения при уменьшении технологических норм и величины V_{DD} для n- и p-канальных МОП-транзисторов.

Относительное различие по величине тока выключения между двумя одинаковыми МОП-транзисторами с разным значением V_{TH} будет оставаться постоянным по всей площади схемы (при увеличении в 15 раз тока выключения и уменьшении V_{TH} на 100 мВ). Полагая, что значение тока выключения изменяется на постоянную величину, равномерное улучшение тока включения при масштабировании размеров показывает, что подход к устранению утечки с использованием приборов с двойным V_{TH} (как вариант мульти-V_{TH}), по сути, является масштабируемым. Следует отметить, что полученное экспериментально результирующее увеличение тока выключения на 20% выше по сравнению с этими же показателями при использовании МОП-приборов с высоким пороговым напряжением. Для 35-нм технологии требуется 7-кратное увеличение тока выключения, чтобы получить всего лишь 20% увеличение управляющего тока.

10.3.5. Особенности проектирования субмикронных аналоговых ИМС с учетом статического потребления мощности

В связи с наукоемкой природой аналогового проектирования большинство аналоговых проектов на сегодняшний день все еще являются результатом «ручной работы» проектировщиков аналоговой техники, которые пользуются SPICE-подобными программами и интерактивной средой для моделирования топологии в качестве вспомогательных объектов. Это делает процесс проектирования аналоговых схем долгим и склонным к ошибкам. Поэтому несмотря на то, что аналого-

вые схемы обычно занимают лишь малую долю от схем и систем на кристалле, имеют дело со смешанными сигналами, их разработка часто узкоспециализированна применительно к проектам систем со смешанными сигналами (аналого-цифровые). Несмотря на затраченное время проектирования и усилия, направленные на уменьшение стоимости испытаний, аналоговые схемы часто являются основной причиной ошибок во всей цифро-аналоговой схеме и требуют проведения анализа и дорогих дополнительных испытаний. Такая «ручная работа» занимает много времени, прежде чем проект выйдет на потребительский рынок. Этим объясняется на сегодняшний день растущая потребность в инструментах САПР для проектирования аналоговых схем с повышенной производительностью, позволяющих разработчикам быстро и с первого раза правильно спроектировать аналоговую схему и даже уменьшить время на проектирование за счет автоматизации решения определенных задач (или всего процесса) проектирования схемы.

Поскольку базовый уровень абстракции проекта на аналоговых приборах находится в основном на транзисторном уровне, актуальной представляется проблема создания коммерческого CAD инструмента, обеспечивающего проектирование аналоговой схемы на уровне базовых ячеек (*cell level*) и синтез топологии. На их основе в этом направлении за последние 10 лет отмечался существенный прогресс, а в последние годы на рынке появился ряд эффективных коммерческих предложений [14]. Большинство базовых методов в области как проектирования ИМС, так и синтеза топологии основаны на мощных вычислительных инструментах оптимизации. Эти средства помогают разрабатывать схемы в гораздо более короткие сроки, чем при ручном проектировании. В качестве примера на рис. 10.25 показан интерфейс для проектирования системы детектирования частиц с использованием инструмента аналогового синтеза AMGIE/LAYLA [15].

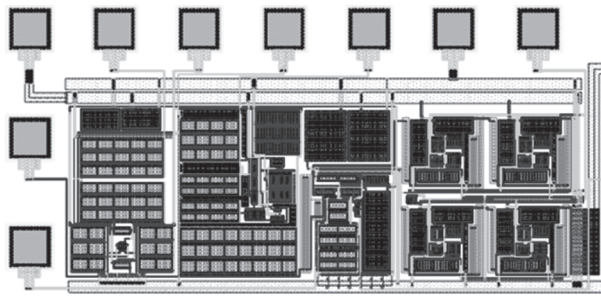


Рис. 10.25. Топология схемы для детектирования частиц, полученная с использованием инструмента аналогового синтеза AMGIE/LAYLA

10.3.6. Особенности проектирования субмикронных аналого-цифровых ИМС с учетом статического потребления мощности

Трудной задачей при проектировании полупроводниковых устройств со смешанными сигналами, где прецизионные аналоговые и радиочастотные схемы интегрированы на одном кристалле большой цифровой схемы, является анализ «пра-

вильности сигнала». Суть анализа заключается в верификации всех нежелательных искажений сигнала через воздействие перекрестных помех или в силу влияния других подключаемых блоков и систем, которые могут привести к ошибкам в работе схемы. В аналого-цифровых ИМС генерируются паразитные сигналы (например, шумы при переключении), которые «смешиваются» с полезным сигналом, уменьшая или даже сводя на нет функциональные характеристики аналоговых радиочастотных схем. Эти взаимодействия могут возникать в самых разных местах – на емкостях или (на более высоких частотах) индуктивностях, на линиях питания или в местах соединений с подложкой, при термических взаимодействиях, от контактов к корпусу, при электромагнитной интерференции и др.

В последние годы особенно большое внимание уделяется анализу возникающих при переключении помех, которые распространяются через подложку, разделяющую аналоговые и цифровые схемы. В моменты переключения цифровая схема может сгенерировать остроконечные сигналы в подложку, которые затем будут передаваться в чувствительные аналоговые радиочастотные элементы этой же схемы. В качестве примера рассмотрим VCO на 2,3 ГГц и схему цифрового блока (250 000 вентилей), работающего на частоте 13 МГц.

На рис. 10.26 показана FM модуляция цифровых сигналов около частоты VCO, что может привести к конфликтам с требованиями по полосе частот.

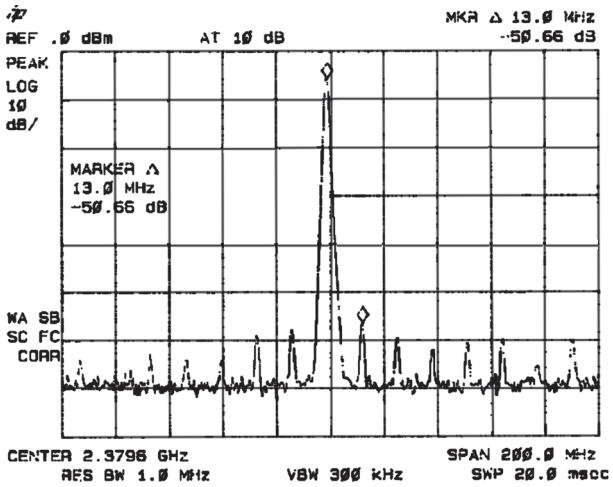


Рис. 10.26. Осциллограмма измерений FM модуляции цифро-аналоговой ИМС, обусловленная шумами в подложке при переключении МОП-транзисторов

В настоящее время продолжаются активные исследования с целью найти эффективные технологические решения для устранения подобных проблем. Для решения задачи противодействия распространению шума через подложку, как правило, используют классический разностный метод (или метод граничных элементов), посредством которого рассчитывается интегральное распределение потенциала по подложке, возникающего из различных установленных источников

шумов, что позволяет проводить соответствующее моделирование. Этот анализ распространения сигнала должен производиться в сочетании с анализом процесса реализации активного цифрового переключения, чтобы исследовать изменяющиеся со временем сигналы и проанализировать воздействие всех возможных локальных изменений напряжения на подложке на характеристики аналоговой схемы. В ряде случаев разработчик вынужден применять такие решения, как снижение эффективного числа разрядов в АЦП, чтобы решить все проблемы сразу.

Например, на первом этапе анализа с помощью SWAN методологии определяется уровень шума при переключении, который генерируется в цифровых схемах системы посредством предварительной характеризации каждого элемента в библиотеке стандартных цифровых ячеек с макромоделью, включающей в себя ток, инжектируемый в подложку и обусловленный преобразованием на входе. Далее производится расчет полной инжекции всей системы путем учета совокупных переключающихся элементов в период, зависимый от событийной информации, полученной, в свою очередь, при VHDL моделировании системы [16].

На рис. 10.27 в качестве примера показано сравнение между результатами SWAN моделирования по времени и результатами измерений на большой экспериментальной WLAN системе на кристалле с 220 000 вентилей. Эта система на кристалле содержит OFDM WLAN модем и низкочастотный ИФ цифровой модулятор-демодулятор, изготовленный по КМОП 2P5M технологии 3,3 В, 0,35 мкм на эпитаксиальной подложке. По сравнению с результатами измерений моделирование в диапазоне от 0 до 100 нс показало погрешность значений напряжения в пределах 20% от его среднеквадратичной ошибки и в пределах 4% от максимальных значений, что является очень хорошим результатом для этой трудной задачи учета анализа шума от подложки. Разрабатываются также другие методы анализа влияния шумов на производительность встроенных аналоговых блоков [17].

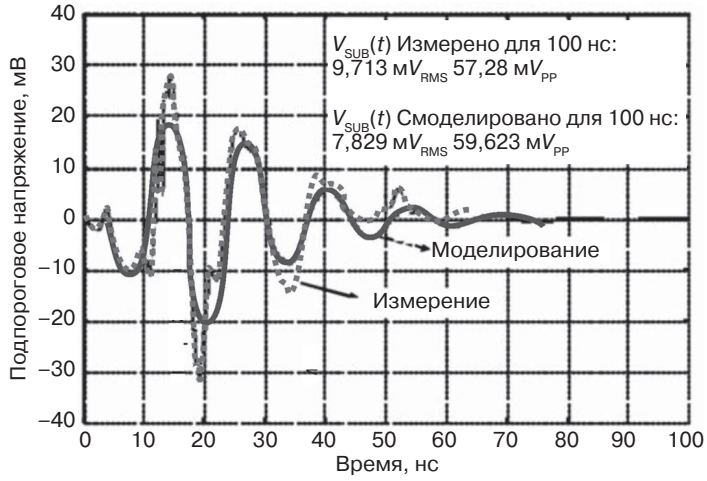


Рис. 10.27. Сравнение измеренного и SWAN промоделированного шума в экспериментальной WLAN системе на кристалле

В будущих нанометровых технологиях будут возникать и другие проблемы обеспечения надежной передачи сигналов, которые необходимо анализировать и моделировать. К таким проблемам относятся, например, электромагнитные взаимодействия и пр.

10.4. Динамическое потребление мощности в типовой структуре субмикронного МОП-транзистора

Влияние величины порогового напряжения V_{TH} на время задержки логических вентилей растет с уменьшением технологических норм [5], как показано на рис. 10.28. Это объясняется тем, что ускоряющее напряжение (разность между величиной напряжения питания и величиной порогового напряжения переключения) $(V_{DD} - V_{TH})$ становится все меньше, а это приводит к возрастанию вклада V_{TH} в величину ускоряющего напряжения $(V_{DD} - V_{TH})$.

Эффект технологического разброса значения V_{TH} можно уменьшить на этапе проектирования схемы таким образом, чтобы при расчетах требования к величине задержки сигнала учитывались по наихудшему случаю (т.е. при наибольших значениях V_{TH}). На рис. 10.28 в качестве примера влияния различных факторов на задержку сигнала в приборе приведена зависимость численного значения задержки от величины порогового напряжения МОП-транзистора при разных значениях напряжения питания V_{DD} ~ от 1,0 до 3,0 В. Однако это приближение наихудшего случая отрицательно сказывается на результатах расчета величины рассеиваемой мощности. Задаваемые геометрические размеры элементов схемы и, следовательно, их паразитные емкости будут больше, чем это необходимо в реальном случае, когда V_{TH} не столь высоко.

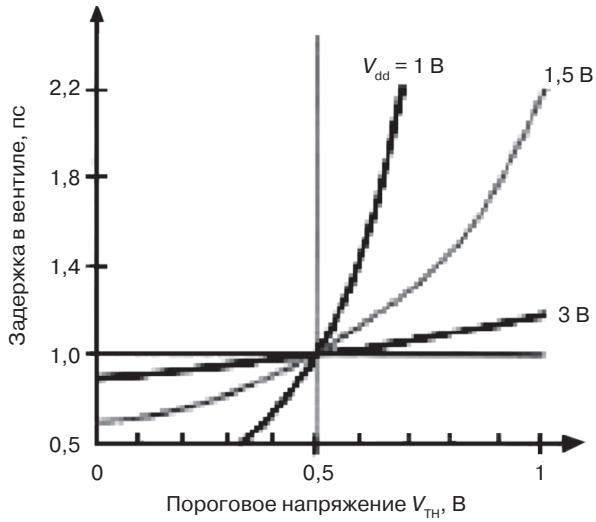


Рис. 10.28. Влияние разброса порогового напряжения V_{TH} на задержку в вентиле

Тем не менее динамическая составляющая выделяемой мощности определяется величиной CV_{DD}^2, которая не зависит от V_{TH}. Эффект геометрических размеров элементов ИМС в большей степени влияет на величину рассеяния мощности в схеме, чем на величину задержки распространения сигнала в ней. По этой причине правильный учет влияния результатов проектирования по «наихудшему завышению размеров» на степень снижения мощности в схеме приобретает все более важное значение и обуславливает необходимость проведения с разработчиками ИМС специальных занятий, посвященных этому этапу проектирования. Нами рассмотрены некоторые важные особенности повышения основных характеристик масштабирования субмикронных МОП-транзисторов, которые необходимо правильно понимать с точки зрения физики работы и соответствующим образом учитывать в расчетах.

10.4.1. Субмикронные цифровые ИМС с заданной величиной задержки

Как показано выше, масштабирование размеров в субмикронную область технологии приводит к возрастанию токов утечки МОП-транзисторов до такого уровня, когда ими уже нельзя пренебрегать. Для снижения этого эффекта разработано достаточно много технологических приемов и схемотехнических методов, и исследования в этой области продолжаются. Первая группа таких методов, так называемые МПКМОП (мультипороговые КМОП-схемы), использует повышение порогового напряжения именно тех транзисторов проектируемой схемы, которые не определяют критическую временную характеристику задержки. Этот способ приводит к снижению подпороговых токов утечки без существенного отрицательного влияния на быстродействие схемы. Для осуществления такого способа применяются различные технологические приемы повышения V_{TH}. Метод МПКМОП включает и такое решение, что некоторые схемы с потенциальными утечками отключаются, если они находятся в неактивном выключенном состоянии.

Вторая группа методов борьбы с токами утечками называется ИПКМОП (КМОП с изменяемым порогом). В этой технологии величина порогового напряжения V_{TH} регулируется посредством изменения уровня напряжения, подаваемого на подложку. Существует целый ряд конструктивно-технологических и схемотехнических решений, позволяющих адаптировать напряжение, подаваемое на подложку транзистора [3]. Однако у всех таких решений существует одна общая проблема: с масштабированием технологии в сторону уменьшения эффект подложки становится все меньшим. Это означает, что влияние напряжения, подаваемого на подложку, в зависимости от конкретного значения V_{TH} снижается, а это ограничивает эффективность ИПКМОП-метода.

Приведенные примеры показывают, что существует такое критическое положение, когда дальнейшее масштабирование МОП транзистора уже не имеет смысла. Величину задержки в этом процессе масштабирования еще можно намного уменьшать, однако «проигрыш» в рассеиваемой мощности из-за возрастания токов утечки и применение метода проектирования по наихудшему случаю уже становятся неприемлемыми. Более того, на первое место начинают выходить проблемы, связанные с разбросом параметров в целом по пластине.

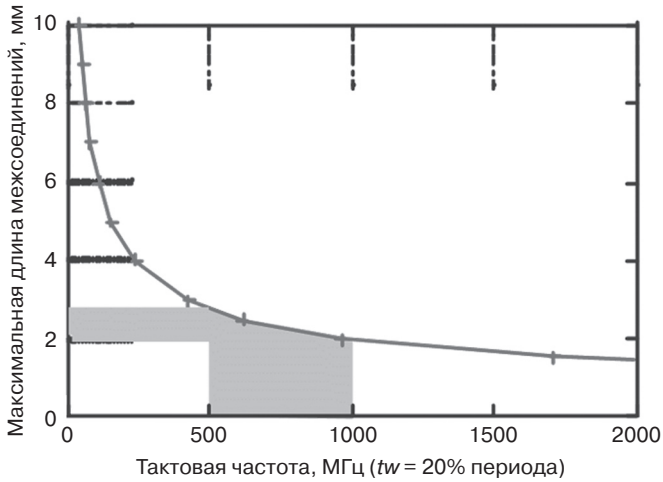


Рис. 10.29. Максимальная длина межсоединений для 20% фазового сдвига сигнала в зависимости от тактовой частоты для обычных (металл 1 и металл 2) межсоединений с технологической нормой 90 нм

10.4.2. Задержки распространения сигнала на межсоединениях

Поскольку величина задержки распространения сигнала на межсоединениях имеет тенденцию к возрастанию по мере уменьшения проектных норм, становится все более трудно сохранять в пределах одного кристалла синхронность между различными частями цифровой схемы (рис. 10.29). В уже обычной субмикронной 90-нм технологии максимальная длина межсоединения равна примерно 2 мм с коэффициентом асимметрии менее 20% при частоте 1 ГГц. С уменьшением шага межсоединения и ширины линии это расстояние еще больше уменьшается. Такая тенденция требует применения адекватных архитектурных решений: локализации в одном месте кристалла секторов хранения и обработки информации, применения специальных цепей дополнительных связей, которые «локально» синхронны между собой, но в целом по отношению к «площади кристалла» асинхронны. Очевидно, что это приводит также к дополнительному расходу мощности (и использованию дополнительных областей кремния) в совокупности с возрастанием сложности самого процесса проектирования.

10.4.3. Методы снижения уровня потребляемой мощности при переключении

Следует отметить, что плотность рассеиваемой активной мощности встроенных в кристалл устройств памяти, таких как, например, внутрипроцессорный SRAM кэш, обычно на порядок меньше, чем для цифровых логических устройств (рис. 10.30).

В связи с этим все характеристики современного сложного процессора могут быть улучшены с точки зрения снижения энергопотребления путем использования в его архитектуре большего количества элементов встроенной памяти, чем логических элементов схемы [3, 6].

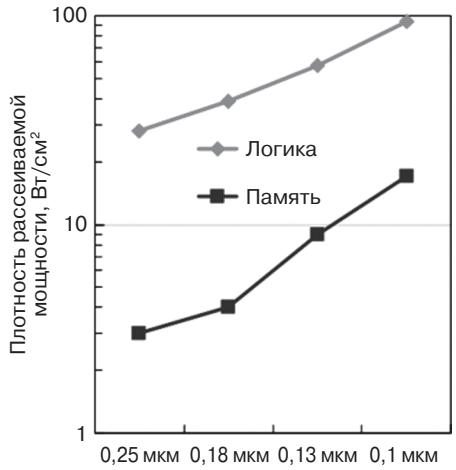


Рис. 10.30. Сравнительная зависимость плотности рассеиваемой мощности от технологической нормы для встроенных схем памяти и цифровых логических схем

Эта концепция очевидна – в будущем микроархитектуры будут использовать все больше внутрипроцессорные кэши для достижения большей производительности при сравнимо небольшом росте их суммарного энергопотребления [3, 5].

Так сложилось, что улучшение характеристик однопоточных (не конвейерных) процессоров общего назначения исторически требовало использования большого количества логических транзисторов для одновременного выполнения множества параллельных действий (операций). Например, просто автоматически для повышения производительности на 40% необходимо было удвоить число транзисторов (рис. 10.31).

Очевидно, что такой традиционный способ решения проблемы, связанный с повышением функциональных характеристик цифровой схемы при переходе технологических норм изготовления в область глубокого субмикрона, является неэффективным с точки зрения использования транзисторных ресурсов кристалла. Этот подход считается удовлетворительным для существующего уровня проектирования. Но если взять ограничения по рассеиваемой мощности за основу, то современная микроархитектура должна включать в себя специальный функционал для улучшения быстродействия одновременно со снижением энергопотребления и площади (табл. 10.1) [18].

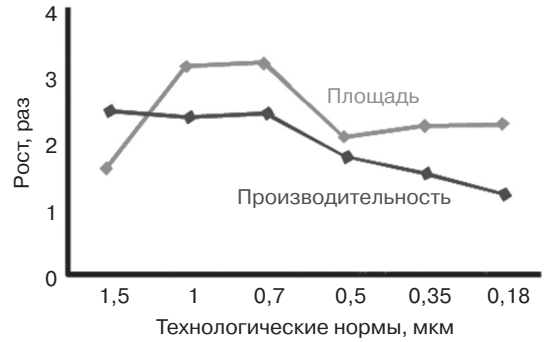


Рис. 10.31. Эффективность микроархитектуры

Таблица 10.1. Эффективность аппаратных устройств специального назначения

Тип приборов	Площадь кристалла	Мощность	Производительность
Общего назначения	2X	2X	~1,4X
Специального назначения	< 10%	< 10%	1,5–4X

Как видно из этой таблицы, исследования встроенных специальных функциональных блоков по сравнению со схемами общего назначения позволяют примерно на 10% уменьшить величину потребляемой мощности и при этом возможно достижение четырехкратного увеличения производительности.

Такие приборы с двойным питанием (*dual-*V_{DD}) [19–20] будут активно использоваться в ближайшем будущем для снижения мощности переключения и токовых утечек (как подпороговой, так и через подзатворный окисел) без нарушения общих характеристик прибора. «Временно активные» транзисторы будут использовать высокое напряжение питания, а «временно неактивные» – низкую величину V_{DD}. Более того, отдельные специализированные функциональные в системе БИС блоки могут использовать низкое значение V_{DD} для снижения рассеиваемой мощности и восстановления снижения характеристик в устройстве аппаратным способом без ухудшения производительности.

В ближайших будущих поколениях микроэлектронной технологии транзисторы будут доступны в большом количестве. Следовательно, копирование (*replication*) аппаратных средств может оказаться приемлемым методом снижения мощности потребления [18]. Это приведет к тому, что рассеиваемая мощность интегрированного устройства синхронизации станет преобладающей среди других компонентов мощности процессора. Снижение амплитуды импульсов синхронизации с целью снижения мощности устройства синхронизации возможно только в случае, если будет найден схемотехнический способ управления флуктуациями и искажениями формы напряжения при низком значении V_{DD} [20]. При этом особая роль будет принадлежать эффективным преобразователям логических уровней, а также методам снижения шумов при переходе из области высокого значения V_{DD} в область его низкого значения.

10.4.4. Анализ и расчет динамической мощности, обусловленной токами утечки

Приборы с двойным пороговым напряжением V_{TH} [21–22] могут существенно снизить мощность тока утечки в активном режиме, в режиме включения и в выключенном состоянии. Два значения V_{TH} обеспечиваются использованием различных технологических операций для формирования каждого транзистора. Для транзисторов, критичных к своим рабочим характеристикам, обеспечивают низкое значение V_{TH}, что способствует улучшению рабочих характеристик всего кристалла. Поскольку частота работы всего кристалла определяется только частью таких транзисторов на всем пути прохождения сигнала, возможен селективный выбор транзисторов с определенным значением V_{TH} без потери характеристик всей схемы посредством использования конструкции транзистора с низким значением V_{TH}.

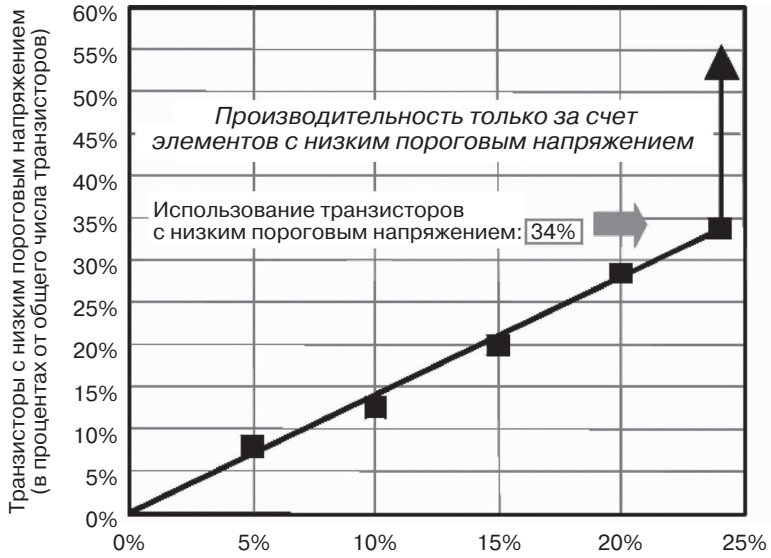


Рис. 10.32. Увеличение производительности в зависимости от использования транзисторов с высоким пороговым напряжением

На рис. 10.32 показан пример анализа схемы, где использовано 20% транзисторов с низким значением V_{TH}, обеспечивающих улучшение времени задержки на 34% для всего кристалла с высоким значением V_{TH}.

Обычно у транзисторов с низким значением V_{TH} токи утечки в 10 раз выше, чем у кристаллов с высоким значением V_{TH}. Таким образом, выбирая количество транзисторов с низким значением V_{TH} до 34% от общего числа транзисторов, можно получить улучшение по задержкам на 24% при увеличении токов утечки всего лишь в три раза.

Другой способ снижения величины токов утечки при переключениях (*burn-in*) в неактивном («спящем») режиме – подведение обратного напряжения (Reverse Body Bias, RBB) к транзисторам с целью повышения величины V_{TH}, когда не требуется высокая производительность в указанных режимах. Существует оптимальная величина RBB, при которой мощность тока утечки минимальна. Использование величины RBB большей, чем это значение, приводит к росту тока утечки через *p-n*-переход и, как следствие, к росту полной мощности тока утечки. В субмикронной технологии с нормами ниже 90 нм такой оптимальной величиной RBB является напряжение приблизительно 500 мВ [18]. При этом достижимо снижение токов утечки в два-три раза.

Однако эффективность метода RBB снижается с уменьшением длины канала и величины порогового напряжения V_{TH} (рис. 10.33). Важно отметить, что возможности модуляции величины порогового напряжения V_{TH} с использованием RBB ухудшаются по мере проявления эффектов короткого канала и снижения объемных эффектов из-за меньшего уровня подлегирования канала. Поэтому использование RBB становится менее эффективным при дальнейшем масштабировании размеров и вследствие роста токов утечки при уменьшении длины канала.

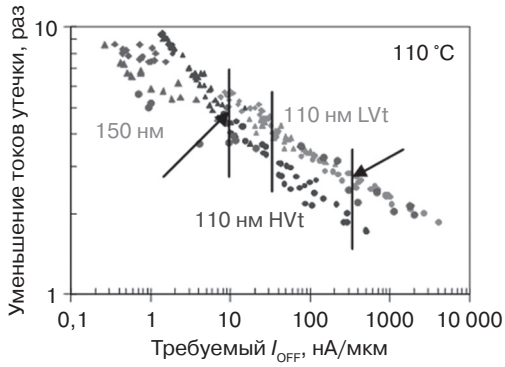


Рис. 10.33. Снижение тока подпороговой утечки с использованием метода RBB в зависимости от проектных норм

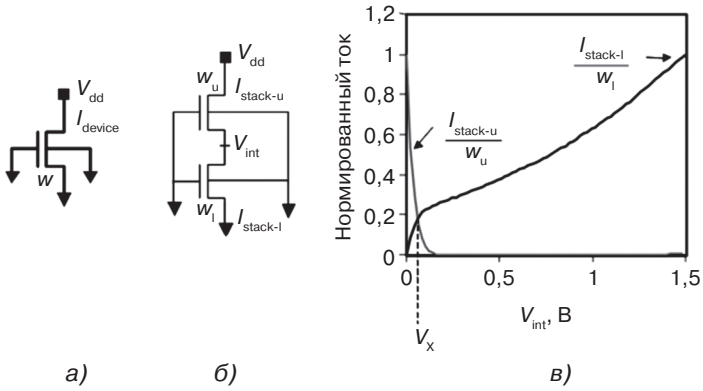


Рис. 10.34. Ток утечки субмикронного МОП-транзистора и эффект стека: единичный транзистор (*а*); стек транзисторов (*б*); зависимость нормированного тока от напряжения

Ток утечки через последовательно соединенные транзисторы, или стеки транзисторов, с более чем одним прибором в выключенном состоянии почти на порядок величины ниже по сравнению с ситуацией единичного устройства (рис. 10.34). Этот так называемый эффект стека может быть использован для снижения утечек в микросхемах.

Коэффициент эффекта стека определяется как отношение величины тока утечки одного МОП-транзистора к величине тока утечки всего стека. Этот коэффициент увеличивается с ростом DIBL-фактора и ростом напряжения питания. По мере уменьшения величины напряжения питания и усиления DIBL-эффекта с масштабированием технологии эффективность снижения утечки с помощью стеков растет.

Компромисс между утечками и задержками, достигаемый при использовании стекового эффекта, сравним с подобными компромиссами, достигаемыми посредством увеличении длины канала (рис. 10.35).

Увеличение длины канала субмикронного МОП-транзистора приводит к снижению утечки, поскольку одновременное снижение V_{TH} и уменьшение длины канала сопровождается сохранением величины исходной входной емкости. В тех-

нологии с нормами ниже 90 нм, где используется HALO подлегирование, снижение V_{TH} обычно наблюдается для длин канала больших, чем номинальное значение. Более того, двумерное распределение потенциала свидетельствует о том, что удвоение длины канала менее эффективно для снижения утечки, чем последовательное соединение двух транзисторов, особенно для случая, когда DIBL эффект существен. Результаты моделирования показывают, что длина канала должна быть в три раза больше, чтобы достичь тех же токов утечки, что и при последовательном соединении двух транзисторов, что дает рост задержки на 60%. Ясно, что «стековое усиление» предпочтительно для уменьшения утечки.

Обычно топологии микросхем содержат большие логические блоки, состоящие из отдельных цепей последовательно соединенных транзисторов, в составе логических вентилей. Эти так называемые естественные стеки можно использовать для снижения уровня токов утечек в «спящем» режиме. Однако надо понимать, что в больших схемных блоках, например в 32-битном статическом КМОП Kogge-Stone сумматоре, величина утечки в существенной степени зависит от вида входного вектора, т.е. от содержания нулей и единиц, которое изменяется обычно в каждом такте работы микросхемы (рис. 10.36).

Полное число «отключенных» устройств и число транзисторных стеков с двумя или более отключенными транзисторами изменяется вместе с изменением входного вектора. Поэтому и динамическая мощность потребления меняется вместе с входным вектором.

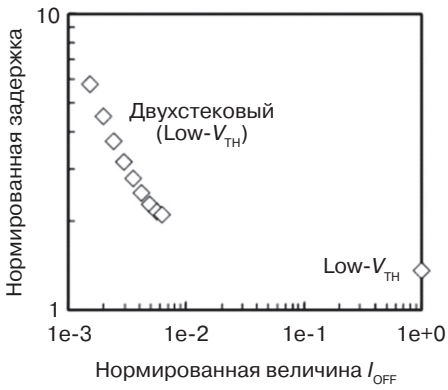


Рис. 10.35. Достижение компромисса между током утечки и задержкой посредством использования эффекта стека

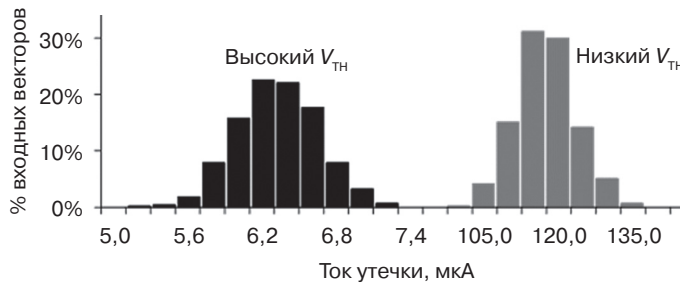


Рис. 10.36. Контроль утечки с помощью естественных стеков

Когда блок находится в режиме холостого хода, он может хранить входной вектор, обеспечивающий минимальную утечку. Это может в два раза снизить утечку в «спящем» режиме. Для этого не нужно применять какие-то дополнительные меры, поскольку заранее заданный входной вектор может быть закодирован в цепь обратной связи. Минимальное время, в течение которого схема должна находиться в «спящем» режиме, чтобы энергия перехода в режим входа и выхода из него составляла менее 10% от сохраненной энергии утечки, составляет десятки микросекунд. Это время уменьшается с дальнейшим масштабированием технологии и, как следствие, ростом утечки, что делает этот метод более привлекательным.

10.4.5. Анализ динамического энергопотребления кремниевых микросхем

10.4.5.1. Проблемы корпусирования субмикронных ИМС

По мере освоения промышленностью технологии глубокого субмикрона возникали новые требования относительно сборки кристаллов в корпуса. Сборка становится все более важным фактором, особенно в связи с повышением качества рабочих характеристик ИМС. Повышающиеся функциональные возможности, повышение производительности, снижение рабочих напряжений и уменьшение геометрических размеров элементов приводят к повышению плотности компоновки кристаллов и количества входов/выходов. Все это привело к необходимости создания новых типов многослойных корпусов, спроектированных вначале по специальным заказам. Рассмотрим только некоторые из них: *flip-chip*, *ball-grid-array* (BGA) и *pin-grid-array* (PGA).

Flip-chip (метод перевернутого кристалла) – это метод подключения полупроводниковых кристаллов ИМС или МЭМС-системы к внешней электрической схеме с помощью «столбиковых» выводов из припоя, которые получают путем осаждения на контактные площадки микросхемы. Столбиковые выводы из припоя осаждаются на контактные площадки микросхемы на поверхности пластины во время финишных операций ее обработки. Затем для установки кристалла на плату его переворачивают на 180 градусов, совмещая контактные площадки печатной платы со сформированными на кристалле столбиками припоя.

Ball-grid-array (массив шариков) – это тип корпуса для поверхностно-монтируемых интегральных микросхем. BGA выводы представляют собой шарики из припоя, нанесенные на контактные площадки с обратной стороны микросхемы. Микросхему располагают на печатной плате согласно маркировке номера первого контакта на микросхеме и на плате. Далее, микросхему нагревают с помощью паяльной станции или инфракрасного источника, так что шарики начинают плавиться. Поверхностное натяжение заставляет расплавленный припой зафиксировать микросхему ровно над тем местом, где она должна находиться на плате. Специальное сочетание определенного состава припоя, температуры пайки, флюса и паяльной маски не позволяет шарикам полностью деформироваться. Существуют следующие варианты корпуса BGA: FCBGA (*Flip-Chip* BGA) – в таком корпусе открытый кристалл процессора расположен на верхней части корпуса, изготовленного из органического материала; μBGA (*Micro*-BGA) и μFCBGA (*Micro Flip-Chip*-BGA) – компактные варианты корпуса; HSBGA.

Pin-grid-array – корпус с матрицей выводов. Представляет собой квадратный или прямоугольный корпус с расположенными в нижней части штырьковыми контактами. В современных процессорах контакты расположены в шахматном порядке. В зависимости от используемого материала корпуса выделяют три варианта исполнения: PPGA (Plastic PGA) – имеет пластиковый корпус; CPGA (Ceramic PGA) – керамический корпус и OPGA (Organic PGA) – корпус из органического материала.

Существуют следующие модификации корпуса PGA: FCPGA (Flip-Chip PGA) – в таком корпусе открытый кристалл процессора расположен на верхней части корпуса; FCPGA2 (*Flip-Chip* PGA 2) – отличается от FCPGA наличием теплораспределителя, закрывающего кристалл процессора; μFCPGA (*Micro Flip-Chip* PGA) – компактный вариант корпуса FCPGA; μPGA (Micro PGA) – компактный вариант корпуса FCPGA2. Для обозначения корпусов с контактами, расположенными в шахматном порядке, иногда используется аббревиатура SPGA (Staggered PGA).

С повышением тепловыделения в кристалле технология корпусирования должна в еще большей степени удовлетворять требованиям, накладываемым на интенсивность быстрого отвода тепла. Снижение термического сопротивления требует использования современных методов и средств охлаждения, таких как более мощные вентиляторы, жидко-газовые средства и пр. Конечно, охлаждающие системы являются наилучшим способом решения проблем отвода тепловой мощности ИМС с технологическими нормами глубокого субмикрона и характеризуются интенсивным выделением тепла.

Другой подход к проблеме сборки кристаллов в корпуса с точки зрения тепловых требований состоит в динамическом тепловом контроле. Эта проблема может решаться несколькими способами. Например, так называемое Transmeta-приближение, состоящее в динамическом изменении величины напряжения питания при небольшой нагрузке на центральный процессор (CPU). Другой пример теплового контроля – современные микропроцессоры компании Intel, в которых температурный сенсор (фактически представляющий собой диод с фиксированным напряжением на нем) вместе с источником тока и компаратором по току определяют тот момент, когда температура в кристалле превышает некоторую заранее заданную величину. Когда температура и энергозатраты превышают установленные предельные величины, внутренняя частота работы ИМС уменьшается, что снижает потребляемую мощность и, следовательно, улучшает рабочие характеристики. В результате снижается термическая нагрузка на кристалл до допустимого уровня.

Важность такого динамического теплового управления состоит в возможности автоматически снижать мощность потребления в схеме в режиме действительной (реальной) динамической рассеиваемой мощности по реально наихудшему случаю, а не по наихудшему случаю из теоретических предпосылок. Эффективное потребление мощности по наихудшему случаю, что практически подтверждалось в конкретных устройствах, может составлять примерно 75% от теоретического потребления в режиме наихудшего случая, которые не реализуются на практике. Эта разница оказывает сильное влияние на стоимость сборки и «гибкость» схемы, поскольку даже незначительное превышение максимальной мощности может привести к необходимости использования дорогих устройств и методов охлаждения.

10.4.5.2. Проблемы обеспечения надежности передачи сигналов внутри кристаллов субмикронных микросхем

Надежная без искажений передача сигналов по внутренним межсоединениям в высокопроизводительных схемах, изготовленных по технологии глубокого субмикрона, является одной из серьезнейших проблем, поскольку распространение сигналов по кристаллу в условиях постоянно сокращающегося тактового периода (цикла работы) сопровождается целым рядом электрических явлений.

Даже при обычном небольшом ограничении по времени распространения сигнала значительная мощность расходуется на достижение желаемого быстродействия схемы. Основываясь на принятой в сфере проектировщиков парадигме распространения сигналов, согласно которой следует размещать большие КМОП-буферы для быстрой передачи вдоль эквивалентной RC-цепочки, требуется не менее 50 Вт мощности в наноразмерной структуре. Размещение необходимых схем повторителей (их требуется около 10^6 при 50-нм технологической норме по сравнению с примерно 10^4 в большом 180-нм микропроцессоре и контроллерах) повышает сложность в эффективном распределении мощности при разработке топологии. Одно из наиболее часто используемых решений состоит в применении современных принципов передачи и обработки сигналов, таких как использование дифференцированных шин передачи и/или драйверов и ресиверов. Во многих случаях эти подходы могут снизить потребление мощности и величину задержки в связи с уменьшением скачков напряжения. Например, в микропроцессорах Альфа в чипе используются дифференциальные низкочастотные шины для связи между внутренними функциональными элементами. Мощность рассеивания для этих шин была снижена посредством ограничения перепада напряжения до 10% по отношению к напряжению питания V_{DD}.

Конечно, дифференцирование передаваемых обрабатываемых сигналов увеличивает область трассировки на топологии кристалла, но это увеличение может быть меньше, чем ожидаемое двукратное, из-за использования конструктивно-схемотехнических методов экранировки процесса передачи сигналов путем изоляции влияния от соседних сигналов на длинных линиях передачи сигналов. Экранирование может быть неэффективным в отношении индуктивно наведенных, несмотря на то, что низкоамплитудное дифференцирование сигналов создает меньше помех и является более помехозащищенным, чем несимметричная полноамплитудная КМОП-система. В связи с тенденцией увеличения потребляемой мощности в глобальных коммуникациях использованию альтернативных методов управления сигналами будет уделяться все большее внимание. Необходимы дальнейшие исследования для эффективного решения проблемы глобального прохождения сигналов в субмикронных ИМС.

10.4.5.3. Использование библиотек для оптимизации проектируемых ИМС

В последнее время у разработчиков субмикронных ИМС появилась возможность оперативно использовать при проектировании ИМС испытанные на практике библиотеки, которые дают проектировщикам и *fabless* компаниям высокотехнич-

ные решения, применяющие самые прогрессивные технологии. Поскольку, как известно, важнейшие характеристики высокопроизводительных микропроцессоров существенно зависят от искусства заказного проектирования таких схем, то библиотечная оптимизация может значительно повысить производительность этих устройств. Использование библиотек приводит к тому, что разработанные с использованием таких библиотек схемы имеют намного более высокое быстродействие (в 6–10 раз), чем аналогичные заказные схемы.

Разработчики современных средств автоматизированного компьютерного проектирования в микроэлектронике обеспечивали создание функционально полных оптимизированных библиотек КМОП-транзисторов и их «кластеров» с технологическими нормами глубокого субмикрона. Это существенно помогает разработчикам микроэлектроники получить в результате проектирования необходимые высокоэффективные ИМС. Например, такая компания, как Synopsis, предлагает полный набор оптимизированных библиотек различных устройств, включая стандартные ячейки, устройства входа/выхода и компиляторы памяти. Можно предположить, что в ближайшем будущем большинство разработчиков микросхем для электронной промышленности будут использовать оптимизированные библиотеки, созданные с помощью фабрик-изготовителей (*foundries*).

10.4.5.4. Использование двух внутренних питающих напряжений

Одним из наиболее эффективных методов повышения динамической мощности в схемах глубокого субмикрона является использование линии с несколькими источниками напряжения. Эта генеральная идея определяется как кластерное масштабирование напряжения. Если имеется два источника питания V_{DD} с отличающимися уровнями (V_{DDH} и V_{DDL}), то схема разделяется таким образом, что некритические с точки зрения потребляемой мощности вентили питаются от V_{DDL}, а критические – от V_{DDH}. Изменение преобразования уровней происходит тогда, когда сигналы вентилей, работающих от V_{DDL}, передаются к логическим вентилям, питающимся от напряжения V_{DDH}, и эта проблема снимается посредством такого электрического соединения вентилей, запитанных от V_{DDL} и V_{DDH} вместе, чтобы минимизировать количество паразитных взаимодействий. Анализ показывает, что значение V_{DDL} должно быть примерно равным 0,6–0,7 от величины V_{DDH}, чтобы уменьшить потребление мощности. Процент снижения динамической мощности посредством использования двух уровней V_{DD} можно легко рассчитать, определив количество ячеек, непосредственно относящихся к V_{DDL}. В ряде работ показано, что в выпускаемых серийно современных схемах медиапроцессоров, которые используют CVS, до 75% всех вентилей могут быть запитаны от низкого питания V_{DDL} без существенного изменения задержек вдоль критических путей.

Основные сложности одновременного использования нескольких источников питания ИМС состоят в поиске путей уменьшения площади кристалла в связи с решением этой задачи и использования современных инструментов САПР для размещения базовых ячеек с соответствующими V_{DD}, а также решения топологической задачи, связанной с этими новыми ограничениями по задаче группировки (кластеризации), формирования топологических сетей с двойными источниками потребления мощности.

Использование такой системы организации цепей питания ИМС с помощью средств САПР предоставляет большие возможности при проектировании схем с технологическими нормами глубокого субмикрона.

10.5. Влияние температуры и разброса технологических параметров на характеристики кремниевых субмикронных ИМС

Представленная ниже информация основана на результатах анализа современной технологии изготовления субмикронных КМОП-приборов и соответствующего Design Kit'а базовой компании STMicroelectonics – одного из мировых лидеров в области микроэлектроники. Материалы не являются абсолютно точным описанием технических характеристик субмикронного технологического процесса, однако достаточно качественно описывают физическую суть процессов, происходящих в субмикронной ИМС. Проведем анализ изменения и разброса трех значений порогового напряжения: низкого (LVT), малого (SVT) и высокого (HVT) для КМОП-структур с малой потребляемой мощностью [8, 23].

10.5.1. Зависимость токов утечки от температуры

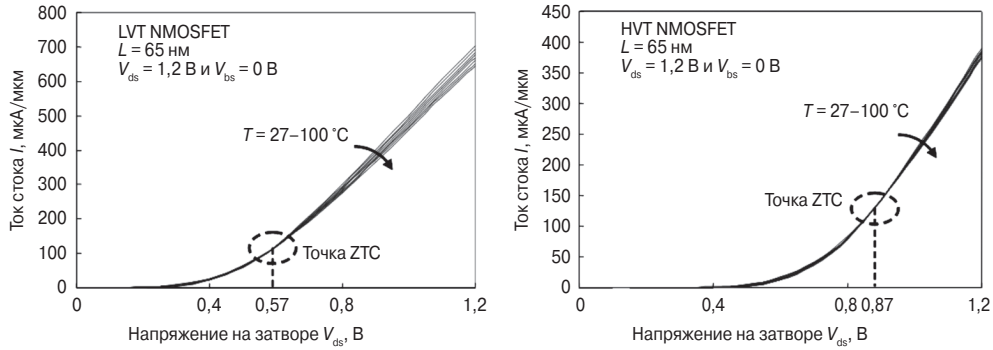
Учет температурной зависимости характеристик ИМС особенно важен при проектировании схем с низким уровнем токов утечки. Как показывает опыт проектировщиков и технологов, токи утечки существенно зависят от температуры. В этом разделе представлены подробные результаты моделирования характера изменения токов утечки с учетом изменения температуры конкретно для приборов, изготовленных по 65-нм технологии.

10.5.1.1. Температурная зависимость токов I_{ON} и I_{OFF}

Вольт-амперные стоковые характеристики тока I_D для *n*-канального транзистора при различных значениях температуры T (от 27 до 100 °C) представлены на рис. 10.37. Они характеристики свидетельствуют о том, что так называемый коэффициент нулевой температуры (Zero Temperature Coefficient, ZTC [24]) имеет более высокую величину для прибора с высоким пороговым напряжением (HVT). Значения напряжения на затворе для ZTC HVT и LVT *n*-канального транзистора МОП-транзистора равны 0,87 и 0,57 В соответственно.

Зависимости величины тока I_{ON} от подвижности и скорости насыщения выражаются следующим образом [25]:

$$U_0(T) = U_0(T_{пот}) \times \left(\frac{T}{T_{пот}} \right)^{U_{TE}}, \qquad (10.16)$$



а) *б)*

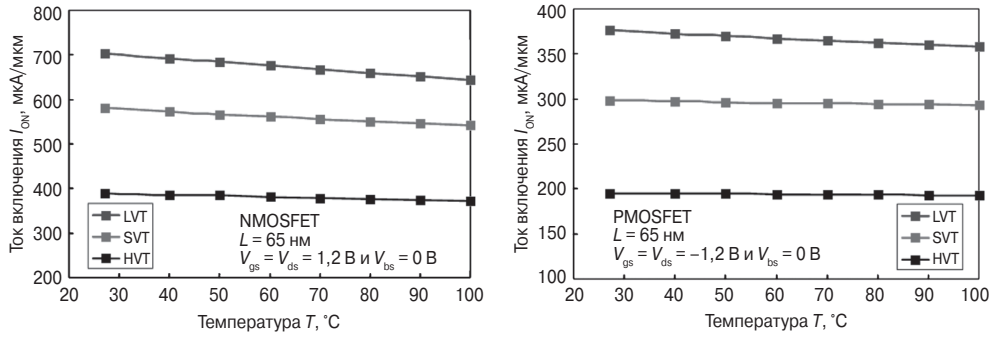
Рис. 10.37. Зависимости тока стока от напряжения на затворе при $V_{ds} = 50$ мВ и $V_{ds} = 1{,}2$ В при различной температуре для низкого LVT (*а*) и высокого HVT (*б*) уровня порогового напряжения *n*-канального МОП-транзистора

$$V_{SAT}(T) = V_{SAT}(T_{пот}) - A_T \times \left(\frac{T}{T_{пот}} - 1 \right), \tag{10.17}$$

$$V_T(T) = V_T(T_{пот}) - K_T \times \left(\frac{T}{T_{пот}} - 1 \right), \tag{10.18}$$

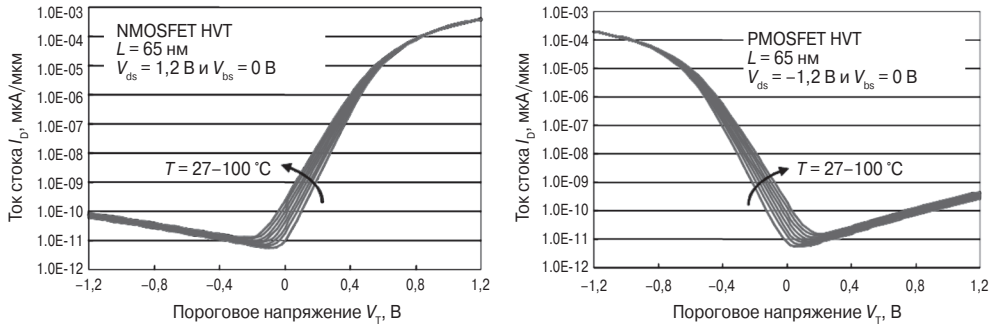
где U_0, V_{SAT} – подвижность и скорость насыщения носителей заряда соответственно; U_{TE}, A_T и K_T – температурные коэффициенты подвижности, скорости режима насыщения и порогового напряжения соответственно; $T_{пот}$ – температура окружающей среды.

С увеличением температуры значения всех параметров уменьшаются. Как видно из соотношений (10.16)–(10.18), ухудшение подвижности носителей заряда компенсируется уменьшением порогового напряжения.



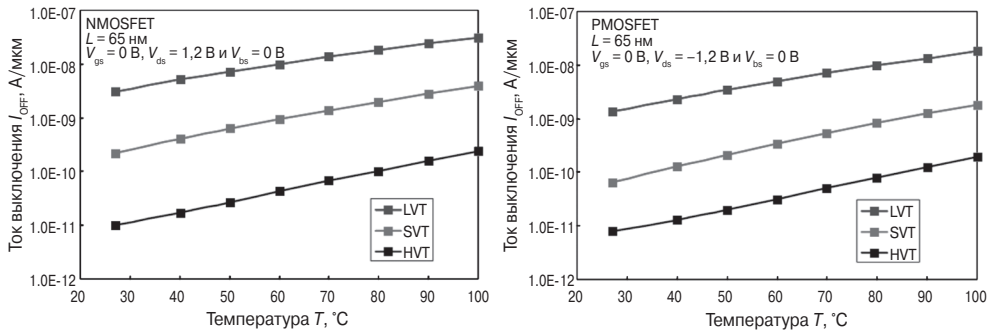
а) *б)*

Рис. 10.38. Зависимости тока включения I_{ON} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора



а) *б)*

Рис. 10.39. Зависимости тока стока I_D от порогового напряжения V_T при V_{ds} = 50 мВ, V_{ds} = 1,2 В и различной температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора с низким пороговым напряжением LVT



а) *б)*

Рис. 10.40. Зависимости тока выключения I_{OFF} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора

В случае приборов с высоким пороговым напряжением HVT большее значение ZTC повышает устойчивость тока включения I_{ON} при изменении температуры, как показано на рис. 10.38.

В логарифмическом масштабе подпороговый ток существенно зависит от порогового напряжения V_T (рис. 10.39). Величина тока выключения I_{OFF} меняется почти на два порядка при изменении температуры от 25 до 100 °C.

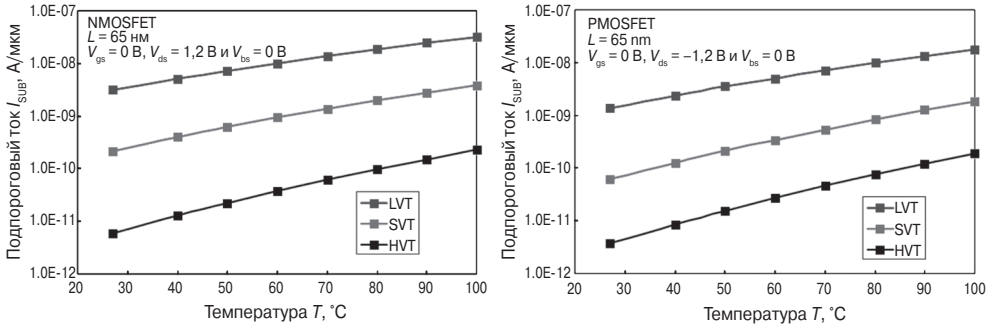
На рис. 10.40 изображены зависимости тока выключения I_{OFF} от температуры. Изменение этой характеристики слабо зависит от типа транзистора и величины порогового напряжения V_T.

Как отмечалось ранее, ток выключения I_{OFF} представляет собой сумму подпорогового тока (тока канала), тока затвора и токов переходов и влияет на общую величину рассеиваемой мощности.

10.5.1.2. Температурная зависимость подпорогового тока I_{SUB}

Используя выражение (10.23), можно промоделировать подпороговый ток I_{SUB} с учетом температурной зависимости (рис. 10.41). По сравнению с зависимостя-

ми тока выключения I_{OFF} этот ток представляет собой среднее значение между вкладом I_{OFF} для транзисторов с низким (LVT) и малым (SVT) значением порогового напряжения. Однако в случае приборов с высоким (HVT) значением порогового напряжения при «низкой» температуре ток I_{OFF} также добавляется к другим токам.



а) *б)*

Рис. 10.41. Зависимости подпорогового тока I_{SUB} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора

Большое температурное изменение величины тока I_{SUB} объясняется зависимостью подпороговой крутизны от температуры:

$$S(T) = n \times \ln(10) \frac{k}{q} \times T. \tag{10.19}$$

Здесь n, k и q – обратное падение при слабой инверсии, постоянная Больцмана и заряд электрона соответственно.

При увеличении температуры от 25 до 100 °C подпороговая крутизна уменьшается от 90 до 110 мВ/порядок.

10.5.1.3. Температурная зависимость тока перехода I_{JUNC}

Зависимости от температуры для тока перехода I_{JUNC}, рассчитанные с использованием уравнения (10.24), для трех величин порогового напряжения V_T представлены на рис. 10.42.

Для приборов с высоким пороговым напряжением (HVT) токи перехода сравнимы с величинами подпорогового тока, характерными для комнатной температуры, что объясняется в этом случае разностью между I_{OFF} и I_{SUB}. Для тех же приборов при увеличении температуры I_{SUB} растет быстрее, чем I_{JUNC}. В этом случае величина тока I_{JUNC} незначительна по сравнению с I_{SUB}, и при оценочных расчетах потребляемой мощности его логично не учитывать.

Изменение с температурой величины общего тока перехода I_{JUNC} может быть описано следующими выражениями [25]:

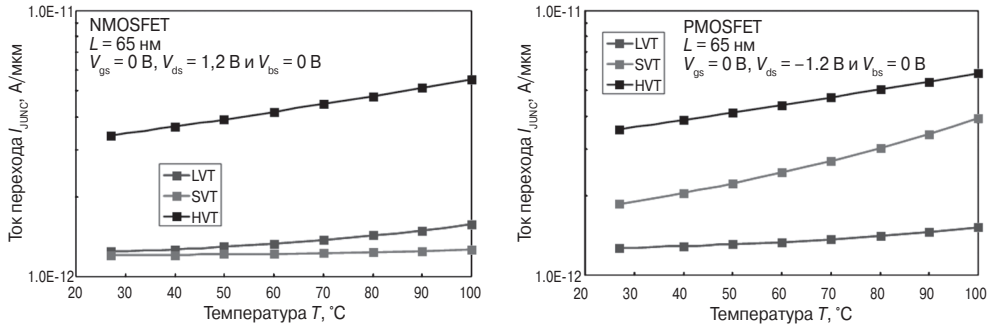


Рис. 10.42. Зависимости тока перехода I_{JUNC} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора

$$I_{JUNC}(T) = W \times J_S(T)\left(\exp\left[\frac{qV}{N_J \times kT}\right] - 1\right), \tag{10.20}$$

$$I_S(T) = J_S(T_{nom}) \times \exp\left(-\frac{E_g(T_{nom})X_T}{kT} \times \left[1 - \frac{T}{T_{nom}}\right]\right). \tag{10.21}$$

Здесь E_g – ширина запрещенной зоны кремния, I_S, N_J и X_T – характеристики перехода, V – приложенное напряжение, W – ширина канала.

По результатам анализа зависимостей, представленным на рис. 10.42, можно отметить очень малое изменение I_{JUNC} для приборов с низким пороговым напряжением (LVT), так как для получения меньшего значения порогового напряжения V_{TH} требуется меньший уровень легирования, что снижает величину потенциального барьера перехода. Как следствие, коэффициент X_T, учитывающий температурную зависимость свойств перехода в уравнении (10.24), имеет более высокое значение, что и подтверждается результатами моделирования.

10.5.1.4. Температурная зависимость тока I_{GIDL}

Зависимость тока I_{GIDL} от температуры, рассчитанная с использованием уравнения (10.26), представлена на рис. 10.43.

Известно, что согласно моделям BSIM [25] зависимость тока I_{GIDL} от температуры отсутствует. Его аналитическое выражение можно представить в следующем виде:

$$I_{GIDL} = W \times A_{GIDL0} \times \frac{V_{dg}}{T_{ox}} \times \exp\left(-B_{GIDL0}\frac{T_{ox}}{V_{dg}}\right), \tag{10.22}$$

где A_{GIDL} и B_{GIDL} – параметры тока I_{GIDL}; T_{ox} – толщина подзатворного диэлектрика; V_{dg} – напряжение сток–затвор.

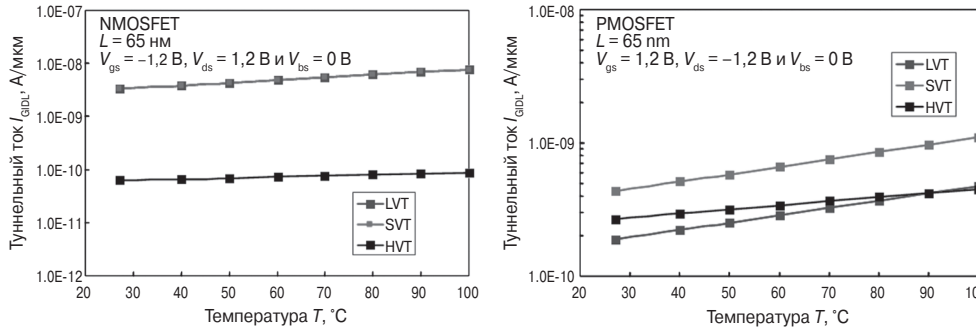


Рис. 10.43. Зависимости туннельного тока I_{GIDL} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора

В то же время некоторые экспериментальные результаты демонстрируют незначительное уменьшение этого тока при высокой температуре [26]. В Design Kit'ах для разработчиков субмикронных микросхем для учета этого явления введен параметр A_{GIDL}, значение которого увеличивается при возрастании температуры с целью получения результатов, представленных на рис. 10.43. Следует отметить, что эта зависимость более выражена для *p*-канального МОП-транзистора.

10.5.1.5. Температурная зависимость туннельного тока затвора I_{GATE}

В случае, когда ток затвора I_{GATE} определен для наихудшего случая, при $V_{gs} = 1{,}2$ В и $V_{ds} = V_{bs} = 0$ В, его выражение можно записать следующим образом:

$$I_{GATE} = W \times L \times A_{IG} \times V_{gs}(V_{gs} - V_{FB}) \times \exp(-B_{IG} \times T_{ox}). \qquad (10.23)$$

Здесь A_{IG} и B_{IG} – параметры туннельного тока затвора, L – длина канала, V_{FB} – напряжение плоских зон.

Следует отметить, что величина этого тока также практически не зависит от температуры. Незначительное изменение тока I_{GATE} связано со слабой зависимостью (второй порядок) напряжения плоских зон от температуры. Результаты моделирования подтверждают это предположение. Как показано на рис. 10.44, изменение тока I_{GATE} не превышает 5 и 8% для *n*-канального и *p*-канального МОП-транзисторов соответственно.

В табл. 10.2 представлены обобщенные характеристики и степень влияния изменения температуры на основные компоненты токов утечки.

Таблица 10.2. Влияние температуры на токи утечки

Наименование и обозначение тока утечки	Степень влияния температуры
Ток включения, I_{ON}	Уменьшается, слабо
Подпороговый ток, I_{SUB}	Растет, сильно
Индуцированный затвором ток утечки стока, I_{GIDL}	Растет, умеренно
Туннельный ток затвора, I_{GATE}	Не оказывает влияния
Ток *p-n*-перехода, I_{JUNC}	Растет, сильно

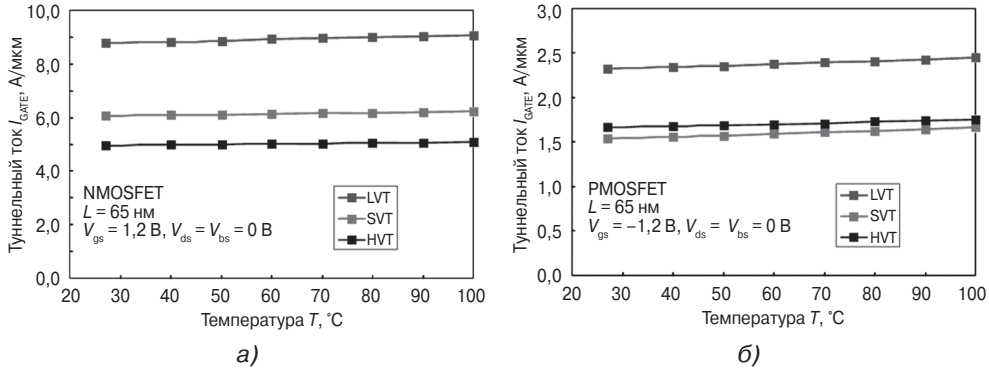


Рис. 10.44. Зависимости туннельного тока I_{GATE} от температуры для *n*-канального (*а*) и *p*-канального (*б*) МОП-транзистора

10.5.2. Разброс параметров технологического процесса и токи утечки

Связанное с технологией отклонение характеристик прибора всегда было серьезной проблемой для разработчиков-схемотехников и инженеров-технологов. На техническом сленге это явление известно как «убийца выхода годных» – *yield killer*. Ниже рассмотрим влияние разброса технологических параметров на энергопотребление микросхем в статическом режиме работы.

10.5.2.1. Отклонения технологических и топологических параметров: причины и классификация

Разброс характеристик любого микроэлектронного прибора вызван в первую очередь несовершенством или недостаточной воспроизводимостью параметров технологических процессов изготовления ИМС. Среди множества основных факторов, оказывающих наибольшее влияние на величину этого разброса, следует выделить два основных.

Отклонения технологических параметров – разброс значений температуры, величины доз имплантации, продолжительности обработки и т.д., а также качественных характеристик (свойств) используемых полупроводниковых материалов, таких как равномерность легирования полупроводника, время жизни носителей заряда, плотность кристаллографических дефектов в подложке и т.п.

Отклонения в топологии – разброс топологических параметров прибора, размеров межсоединений и зазоров между ними, неточность формы и размеров. Причиной таких отклонений могут служить неточное совмещение фотошаблона, перетравливание экспонированного фоторезиста и т.д. В субмикронной КМОП-технологии существуют и другие эффекты, оказывающие аналогичное негативное влияние на характеристики формируемых приборов. Например, эффекты, связанные с необходимостью получения геометрического разрешения близкого по величине или меньшего, чем длина волны используемой литографии глубокого ультрафиолета (*deep UV exposure*). Используемые для решения этой проблемы дополнительные методы (коррекция фотошаблонов и др.) приводят к тому, что форма и размер геометрических рисунков, формируемых на полупроводниковой плас-

тине, зависят от формы и размера других смежных рисунков, т.е. к возникновению так называемого эффекта близости. Указанный эффект также увеличивает чувствительность топологических размеров прибора к случайным флуктуациям.

Флуктуации (случайный разброс) технологических параметров в зависимости от их природы можно условно разделить на две большие группы – глобальные и локальные. Глобальные флуктуации оказывают влияние на все идентичные компоненты (например, пластины, обрабатываемые в реакторе, подвергаются неравномерному нагреву в зависимости от места их расположения), а локальные флуктуации влияют на индивидуальную пластину либо прибор (например, неравномерный нагрев пластины в центре и на периферии при высокотемпературном окислении).

Оба типа флуктуаций включают как детерминированные, так и случайные составляющие. В качестве примера детерминированной составляющей можно привести распределение концентрации легирующих примесей. Поскольку в процессе термообработки имеет место неравномерный нагрев пластины, то перераспределение примесей в центре и по краям пластины будет происходить поразному. Типовым примером недетерминированной (случайной) составляющей является процесс ионной имплантации, когда доза легирующей примеси устанавливается априорно, результирующее распределение имеет незначительный разброс.

Таким образом, с учетом детерминированных и случайных локальных и глобальных флуктуаций результирующее значение технологического параметра p в точке на пластине с координатами (x, y) определяется выражением

$$p = p_{nom} + \Delta p_g + p_{ld}(x, y) + \Delta p_{lr}, \qquad (10.24)$$

где p_{nom} – номинальное значение параметра; Δp_g – глобальное отклонение; Δp_{ld} – локальное детерминированное отклонение, которое является функцией координат (x, y); Δp_{lr} – локальное случайное отклонение. Как правило, распределение величин отклонений Δp_g и Δp_{lr} соответствует гауссиане.

Пространственная зависимость детерминированного компонента Δp_{ld} имеет, как правило, сложный характер, близкий к радиальной функции распределения, что показано на рис. 10.45.

Разброс (флуктуации) некоторых технологических параметров имеет место при технологическом масштабировании. Существует множество примеров такого влияния, и каждый из них имеет свое физическое объяснение. В работе [27] представлено два показательных примера.

Первый – дискретная природа уровней легирования. Статистические отклонения количества атомов примеси N изменяются пропорционально $N^{1/2}$. Это повышает неопределенность величины порогового напряжения V_{TH} при малых значениях N. Следует отметить, что с уменьшением размера канала количество примесных атомов, формирующих заданный уровень легирования, также уменьшается. Случайное расположение легирующих атомов, создающих области истока и стока, также приводит к неопределенности эффективной длины канала. Этот эффект усиливается с уменьшением числа примесных атомов.

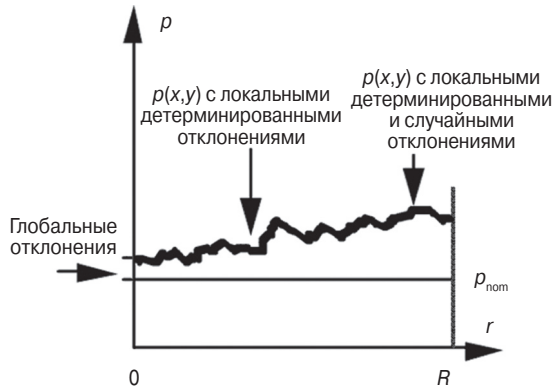


Рис. 10.45. Зависимость величины глобальных, детерминированных и локальных отклонений технологических параметров от радиуса пластины *r*

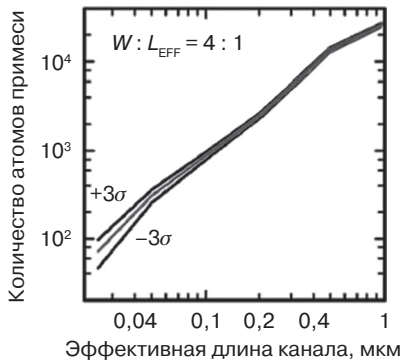
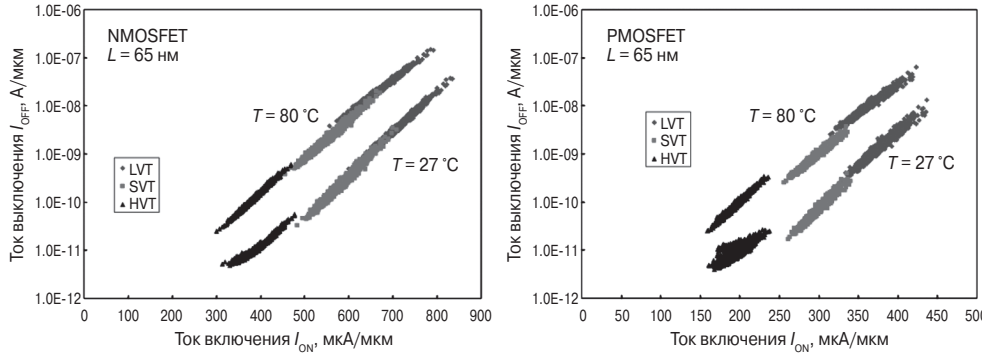


Рис. 10.46. Распределение примесных атомов по длине канала

Другим примером влияния флуктуаций технологических параметров является «шероховатость» (неравномерность) краев отдельных структурных областей транзистора. Так, по мере уменьшения длины транзистора L эта «шероховатость» приобретает все большее значение, что приводит к большому разбросу величины эффективной длины канала L_{EFF}, а следовательно, и величин токов в транзисторе.

Для исследования влияния разброса параметров технологического процесса на характеристики приборов, изготовленных по 65-нм технологическому процессу компании STMicroelectronics, с использованием соответствующей библиотеки проектирования были проведены расчеты в цикле Монте-Карло. На рис. 10.47 представлены результаты моделирования зависимости тока включения I_{OFF} от тока включения I_{ON} для трех типов маломощных *n*- и *p*-канальных МОП-транзисторов.

Величина тока выключения I_{OFF} меняется на 1–2 порядка при увеличении тока включения от 1,3 до 1,5 раза. У приборов с высоким пороговым напряжением (HVT) это изменение гораздо менее заметно – от 1,5 порядка для *n*-канального до 0,8 для *p*-канального МОП-транзистора. Причиной является более высокий уровень легирования канала у данного типа приборов, что приводит к меньшему изменению величины порогового напряжения.



а) *б)*

Рис. 10.47. Зависимости тока включения I_{OFF} от тока включения I_{ON} для трех типов маломощных *n*-канальных (*а*) и *p*-канальных (*б*) МОП-транзисторов при температуре 25 и 80 °C

10.5.2.2. Влияние разброса технологических параметров на токи утечки

Подпороговый ток I_{SUB}. Разброс подпорогового тока I_{SUB} обусловлен в первую очередь разбросом таких технологических параметров, как доза легирования при ионной имплантации, толщина подзатворного диэлектрика, величина порогового напряжения, длин канала и т.д. Эффект разброса заключается в утечке носителей заряда через энергетические барьеры, зависимость которой является экспоненциальной от высоты барьера.

Таким образом, подпороговый ток экспоненциально зависит от таких характеристик прибора, как пороговое напряжение, туннельный ток затвора, и имеет сильно выраженную нелинейную зависимость даже при незначительном увеличении разброса параметров технологического процесса.

Хорошим подтверждением этого тезиса может служить выражение, описывающее протекание подпорогового тока I_{SUB}. Для *n*-канального МОП-транзистора оно записывается следующим образом [10]:

$$I_{SUB} = \mu_n C \frac{W_N}{L_N} V_t^2 \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_t}\right)\left[1 - \exp\left(-\frac{V_{DS}}{V_t}\right)\right]. \qquad (10.25)$$

Здесь μ_n – подвижность электронов, C_{ox} – удельная емкость затвора на единицу площади, W_N – ширина канала, L_N – длина канала, V_t – тепловое напряжение, V_{TH} – пороговое напряжение *n*-канального МОП-транзистора, а величина *n* определяется из выражения

$$n = 1 + \frac{C_D}{C_{ox}}, \qquad (10.26)$$

где C_D – удельная емкость обедненной области под каналом на единицу площади.

Для транзистора, который находится в «выключенном» состоянии ($V_{gs} = 0$), выражение (10.25) можно записать в упрощенном виде:

$$I_{SUB} = I_0 \exp\left(-\frac{V_{TH}}{nV_t}\right), \tag{10.27}$$

где I_0 – константа.

Если предположить, что пороговое напряжение V_{TH} – случайная величина, описываемая неким средним значением V_{TH0} со среднеквадратичным отклонением ΔV_{TH}, то распределение величины подпорогового тока I_{SUB} будет иметь полулогарифмическую зависимость и сильно асимметричный график. Это связано с тем, что уменьшение величины порогового напряжения V_{TH} приводит к большему росту тока I_{SUB}, а увеличение V_{TH} – к меньшему падению I_{SUB}. Среднее значение для полулогарифмического распределения тока I_{SUB} можно записать следующим образом:

$$\overline{I_{SUB}} = I_{SUB0} \exp\left[\left(\frac{1}{2}\frac{\Delta V_{TH}}{nV_t}\right)^2\right], \tag{10.28}$$

где величина тока I_{SUB0} определяется для порогового напряжения $V_{TH} = V_{T0}$.

Среднее значение подпорогового тока растет с увеличением разброса порогового напряжения, что приводит к возрастанию потребления мощности ИМС в статическом режиме.

Подобный результат получается и для других токов утечки, экспоненциально зависящих от характеристик прибора, на которые оказывают влияние флуктуации параметров технологического процесса. На рис. 10.48 представлена зависимость для подпорогового тока в зависимости от изменения среднеквадратичного отклонения порогового напряжения V_{TH}. При достижении стандартного отклонения порогового напряжения V_{TH} от величины nV_t (около 26 милливольт при комнатной температуре для $n = 1$) среднее значение подпорогового тока возрастает примерно на 65%.

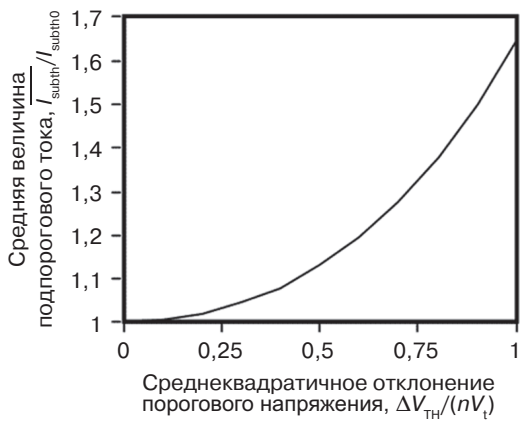
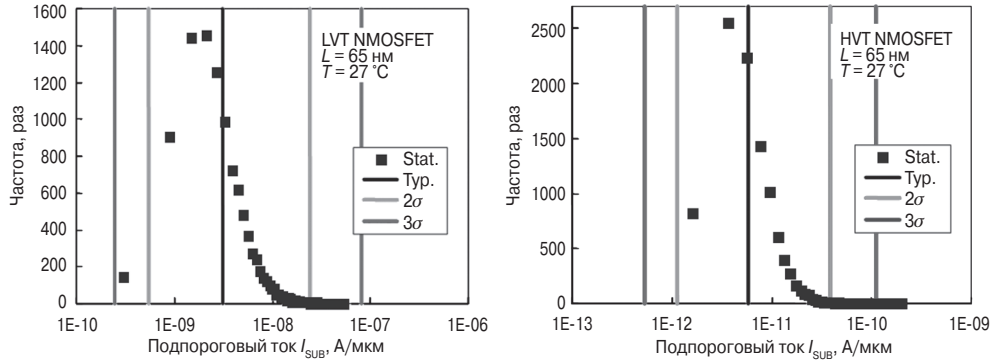


Рис. 10.48. Увеличение средней величины подпорогового тока I_{SUB} при изменении среднеквадратичного отклонения порогового напряжения V_{TH}



а) *б)*

Рис. 10.49. Распределение тока I_{SUB} при температуре 25 °C для транзисторов с низким (*а*) и высоким (*б*) пороговым напряжением

Кроме того, при проведении технологической операции травления области затвора конечный размер длины канала может иметь значительный, до 10–15%, разброс.

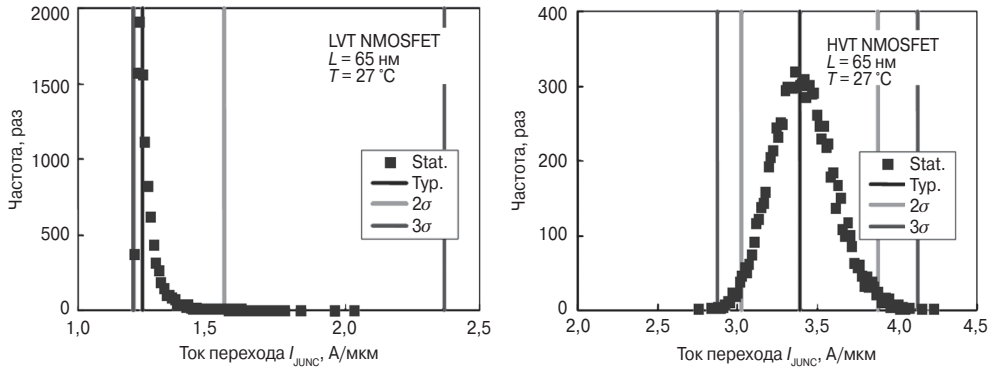
На рис. 10.49 представлены результаты моделирования методом Монте-Карло поведения подпорогового тока I_{SUB} для *n*-канального МОП-транзистора с высоким (HVT) и низким (LVT) пороговым напряжением для 10 000 вариантов расчета, результаты которых проиллюстрированы в виде распределения значений тока I_{SUB} с указанием границ 2σ и 3σ и среднего значения данной характеристики.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что ток I_{SUB} имеет аналогичный разброс по сравнению с током I_{OFF} для транзисторов с низким пороговым напряжением (LVT), однако для приборов с высоким уровнем порогового напряжения (HVT) разброс характеристики на 40% ниже.

Распределение тока на p-n-переходе I_{JUNC}. Ток перехода I_{JUNC} характеризуется уровнем легирования области канала и соответствующим профилем распределения легирующей примеси. От этих параметров зависят величины J_S и N_J. При наличии разброса уровня легирования значения J_S и N_J отличаются от номинальных. Анализируя представленное на рис. 10.50 распределение тока I_{JUNC}, можно сделать вывод о том, что для транзисторов с высоким пороговым напряжением (HVT) разброс тока перехода I_{JUNC} выше по сравнению с приборами с низким пороговым напряжением (LVT). В то же время эти флуктуации значительно меньше, чем флуктуации подпорогового тока I_{SUB}.

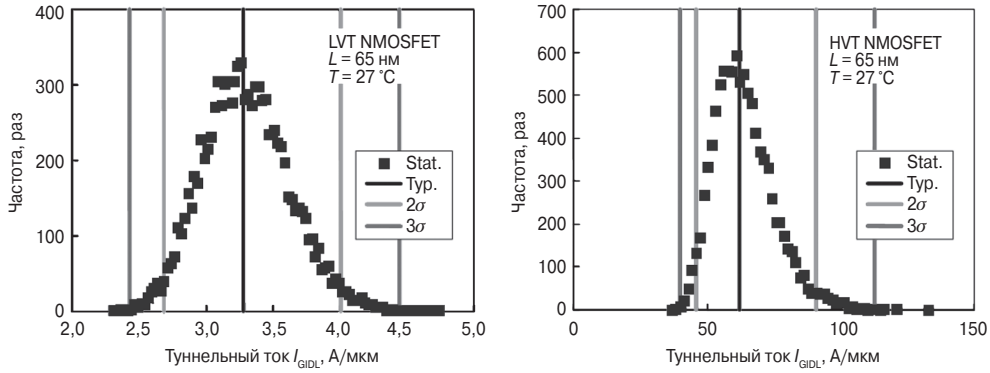
Распределение тока утечки стока, вызванного затвором I_{GIDL}. Зависимость тока утечки стока, вызванного затвором (Gate-Induced Drain Leakage, GIDL), от толщины подзатворного диэлектрика описывается уравнением (10.21).

Как правило, толщина подзатворного диэлектрика в базовом технологическом процессе имеет случайный разброс, не превышающий 5% от номинального значения. Однако, поскольку I_{GIDL} зависит от толщины подзатворного диэлектрика по экспоненциальному закону, величина разброса тока I_{GIDL} может доходить до 50%, что проиллюстрировано на рис. 10.51.



а) *б)*

Рис. 10.50. Распределение тока I_{JUNC} при температуре 25 °C для транзисторов с низким (*а*) и высоким (*б*) пороговым напряжением



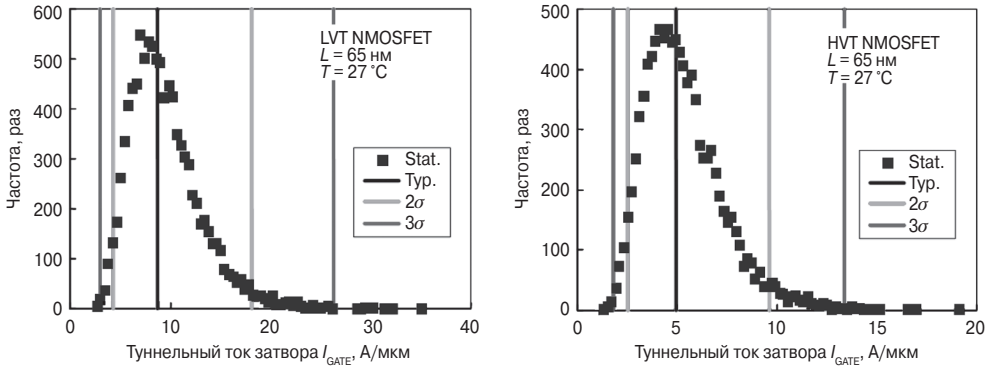
а) *б)*

Рис. 10.51. Распределение тока I_{GIDL} при температуре 25 °C для транзисторов с низким (*а*) и высоким (*б*) пороговым напряжением

Распределение туннельного тока затвора I_{GATE}. Аналогично току I_{GIDL} туннельный ток затвора I_{GATE} строго зависит от толщины подзатворного диэлектрика. Однако распределение (рис. 10.52), полученное по результатам моделирования методом Монте-Карло, демонстрирует меньшую величину разброса по сравнению с подпороговым током I_{SUB}, а также малую зависимость от уровня порогового напряжения (LVT или HVT).

Таким образом, по результатам анализа влияния разброса технологических параметров на величины токов утечки можно сделать следующие выводы.

1. Флуктуации параметров литографического процесса приводят к разбросу геометрических размеров канала, что оказывает существенное влияние на величину токов I_{ON}, I_{OFF}, а также оказывает косвенное влияние на величину порогового напряжения V_{TH} (короткоканальный эффект). Так, при 20%-й флуктуации размеров канала величина тока I_{OFF} может варьироваться в два раза [28].



а) *б)*

Рис. 10.52. Распределение тока I_{GATE} при температуре 27 °C для транзисторов с низким (*а*) и высоким (*б*) пороговым напряжением

2. Флуктуации параметров формирования подзатворного диэлектрика, приводящие к разбросу толщины оксидного слоя, оказывают непосредственное влияние на токи I_{ON}, I_{OFF}, поскольку имеется разброс и по C_{OX}, что, в свою очередь, вызывает разброс величины порогового напряжения V_{TH}.
3. Неоднородность распределения легирующих примесей косвенно влияет на токи I_{ON}, I_{OFF}, так как в данном случае могут присутствовать разбросы величины порогового напряжения V_{TH} [29], фактической длины канала и коэффициента влияния напряжения подложки на V_{TH}.

10.6. Особенности проектирования топологии аналоговых ИМС с проектными нормами глубокого субмикрона

В этом разделе будут обсуждаться некоторые проблемы проектирования аналоговых схем при масштабировании в нанометровую технологию [27].

10.6.1. Влияние уменьшения напряжения питания

В аналоговых схемах при масштабировании технологии большого сокращения площади не происходит, поскольку активная область (ширина, умноженная на длину) ключевых транзисторов в аналоговых схемах в основном определяет шумовые эффекты или эффекты рассогласования (*mismatch*), и именно эти ограничения влияют на динамический диапазон этих схем. Сегодня в различных приложениях этих схем проявляется тенденция к повышению требований к точности приборов. Это означает, что площадь большинства аналоговых блоков на самом деле не станет значительно меньше с применением технологии масштабирования. В общем, тепловой шум (kT/C), а также эффект рассогласования связаны посредством следующего соотношения между достигаемой скоростью, динамическим диапазоном и потребляемой мощностью схемы:

$$\frac{Быстродействие \times Точность^2}{Мощность} = \text{const}. \qquad (10.29)$$

В случае теплового шума постоянная величина в правой части зависит только от температуры, а в случае рассогласования она зависит от рассогласований, обусловленных используемой технологией. Эти соотношения для некоторых реальных технологических процессов отражены на рис. 10.53.

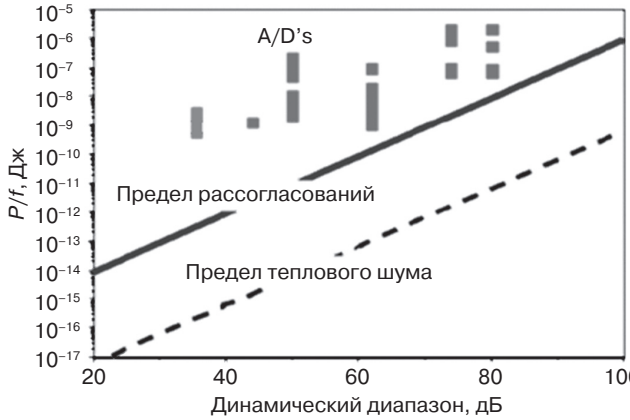


Рис. 10.53. Пределы для теплового шума и рассогласований в соотношении мощность – быстродействие – точность при поиске оптимального компромисса между этими тремя параметрами аналоговых схем

В случае, если не применять специальные схемотехнические решения, эффект рассогласования определяет минимально необходимое энергопотребление для данного быстродействия и устанавливает определенный динамический диапазон. Прямоугольники над линиями графика обозначают реальные спроектированные АЦП устройства.

При масштабировании технологии эффекты рассогласования в микросхемах улучшаются незначительно. Следовательно, если необходимо получить более высокую скорость, используя масштабирование технологии, придется увеличить энергопотребление для того же уровня динамического диапазона.

С другой стороны, при фиксированном быстродействии и фиксированной точности аналоговой обработки сигналов потребляемую мощность следует уменьшить из-за повышенного рассогласования. Однако это справедливо только при игнорировании уменьшения напряжения питания, которое характерно для нанометровой технологии. Такое снижение напряжения питания также уменьшает диапазон входного сигнала, поэтому необходимо накладывать еще более жесткие ограничения на тепловые шумы.

В результате даже для фиксированного быстродействия и фиксированной точности потребляемая мощность не будет уменьшаться при масштабировании, а останется такой же или, возможно, даже незначительно увеличится (рис. 10.54) в соответствии с соотношением

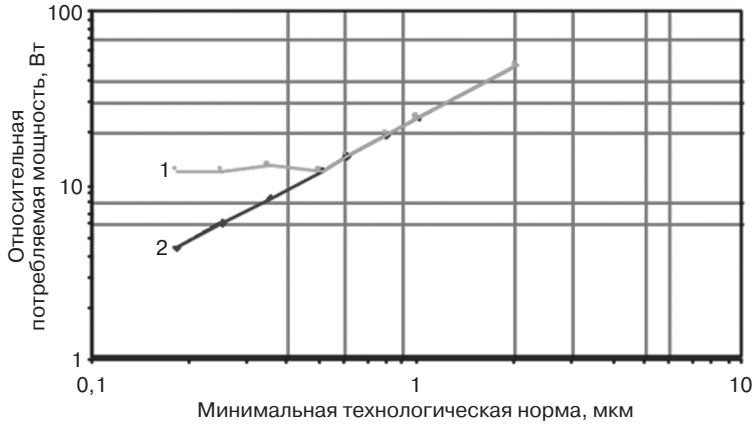


Рис. 10.54. Зависимость потребляемой мощности от технологических норм для аналоговых схем с определенными требованиями по быстродействию и точности (кривая 1)

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{m}\frac{t_{ox1}}{t_{ox2}}, \tag{10.30}$$

где P_1, P_2 – энергопотребление в технологиях 1 и 2 соответственно, t_{ox1} и t_{ox2} – толщина окислов в обеих технологиях и m – отношение напряжений питания.

Следовательно, для рассматриваемого случая нет никакой реальной пользы в использовании нанометровой технологии. Кроме того, уменьшение напряжения питания также делает этот способ трудным для реализации в аналоговых схемах, так как многие методы, такие как каскадные схемы и пакетирующие устройства, становятся невозможными.

Увеличивающийся разброс технологических параметров влияет на рабочие характеристики аналоговых схем, однако проектировщики аналоговых схем всегда должны в своих расчетах учитывать отклонения технологических параметров и возможные рассогласования. Для этого уже давно разработаны достаточно эффективные статистические методы [30].

10.6.2. Масштабирование и задержка распространения сигнала на межсоединениях

Задержка распространения сигнала на межсоединениях – другая серьезная проблема, возникающая при масштабировании ИМС в область глубокого субмикрона. В идеальном случае задержка на затворе уменьшается по закону $1/S$, где S – фактор масштабирования. Задержка распространения сигнала на межсоединениях имеет другую зависимость. Одна из причин этого состоит в проявлении 3D-эффекта, связанного с возрастанием влияния емкости проводников. Другая причина состоит в том, что в отличие от локальных межсоединений задержка на проводниках в глобальных межсоединениях повышается с увеличением размеров кристалла.

В обычной парадигме САПР в «досубмикронной» микроэлектронике предполагалось, что доминирующей компонентой является задержка на затворе МОП-

транзистора, а задержкой на межсоединениях можно пренебречь при проведении проектирования на высоком уровне. При попытке разрешить эту парадигму возникает серьезная проблема типа что было раньше – яйцо или курица. Необходимо строго рассчитывать задержку на проводниках при проведении точного логического синтеза и для каждого высокоуровнего синтеза. Однако при этом следует иметь в виду, что невозможно рассчитать точную задержку на проводнике без топологии, для которой необходим полный список соединений, генерируемый в процессе логического синтеза.

Проблема задержки сигналов возникла еще в начале 90-х годов прошлого столетия в области логической оптимизации. Так, в работе [31] предложен метод уменьшения задержки, в котором использовалось улучшение локального расположения. В работе [32] предложен метод технологического размещения, согласно которому задержка на проводниках и перегрузки анализируются посредством моделирования и оптимального размещения схемы. К сожалению, корреляция между реальным размещением элементов и связей на поверхности кристалла и результатом моделирования оказалась более серьезной, чем ожидалось. В работе [33] предложен метод калибровки затвора, посредством которого минимизируется область схемы, «ответственная» за генерацию основных сигналов и за задержки по критическим путям. Однако фактическое размещение межсоединений в этой работе не рассматривалось. Другой метод логической оптимизации, основанный на топологии, рассмотрен в работах [34–36]. Использование этого метода, как утверждают авторы, приводит к снижению задержки на 10–30%. Таким образом, любые способы оптимизации логической схемы невозможны без использования информации о топологии схемы, поэтому процесс проектирования современной субмикронной микросхемы носит интеграционный характер.

Упрощенная по первому порядку параметров аппроксимация величины задержки распространения сигнала на межсоединении может быть представлена в следующем виде [27]:

$$t_{\text{соединения}} = \frac{rcL^2}{2} = \rho k \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2, \qquad (10.31)$$

где r и c – сопротивление и емкость на единицу длины межсоединения соответственно, ρ и k – аналогичные величины на единицу площади и λ – шаг межсоединений, обусловленный технологией.

Из выражения (10.31) видно, что величина задержки распространения сигнала на межсоединениях обратно пропорциональна технологическому шагу межсоединений. Величина шага масштабируется вместе с технологией. Это означает, что если длина межсоединения l и шаг межсоединений λ масштабируются одинаково, то задержка распространения сигнала останется постоянной.

Длина межсоединений и шаг их размещения масштабируются одинаково и для протяженных межсоединений, например для шин. Длина таких линий имеет тенденцию оставаться постоянной при масштабировании. При таких условиях задержка распространения сигнала на межсоединениях становится доминирующей.

Подобные рассуждения справедливы и при рассмотрении зависимости рассеиваемой мощности от емкости межсоединений. Вклад этой емкости в рассеиваемую мощность также значителен при масштабировании. Использование новых (low-k) материалов в качестве изоляции между межсоединениями или материалов с более высокой проводимостью способствует снижению рассеиваемой мощности на межсоединениях.

10.7. Общие выводы и рекомендации

В качестве предварительных выводов из представленного в главе анализа проблем проектирования схем с технологическими нормами глубокого субмикрона следует вначале высказать некоторые замечания о современном состоянии инструментов САПР, призванных решать указанные проблемы.

Общеизвестно, что потребляемая мощность и производительность микросхемы – противоречивые вещи. Полная мощность, включая мощность, обусловленную токами утечки, должна быть учтена при решении компромисса «мощность – рабочие характеристики». Существуют современные средства компьютерного проектирования для почти оптимального масштабирования больших ИМС. К сожалению, известно пока очень мало попыток использования двойного порогового напряжения и устранения вышеперечисленных противоречий при решении проблемы масштабирования технологии/прибора [13, 21–22]. Нельзя не учитывать активную мощность, в которую вносят вклад транзисторы с низким пороговым напряжением V_{TH}. Снижение утечек с помощью стекового эффекта может быть достигнуто посредством автоматического преобразования одного транзистора в двухтранзисторный стек в логических схемах при условии сохранения его рабочих характеристик. Средства САПР должны эффективно определять входной вектор с «минимальной утечкой» в режиме ожидания для каждого схемного блока.

Шумы питания включают широкий спектр проблем проектирования аналоговых ИМС, связанных с частотой. Необходимо использовать наиболее точные модели шумов питания и учитывать их влияние на частотные характеристики схемы, а также необходимы соответствующие инструменты для моделирования определенных диапазонов токов. Используемые разработчиком программные пакеты синтеза схем должны удовлетворять современным требованиям к схемам, связанным с учетом разбросов характеристик по кристаллу. Специальным образом «подавленные» области на кристалле будут способствовать снижению индуктивных шумов. Средства проектирования схем с высокими токами и низкими напряжениями особенно нуждаются в алгоритмах анализа шумов, поскольку масштабирование индуктивности корпуса недостаточно для компенсации мгновенных скачков тока. Эффективное размещение развязывающих конденсаторов и линий, управляемых конденсаторами, может обеспечить локальный источник для высокого мгновенного тока и снизить индуктивный шум в линиях питания. Программные средства проектирования топологии должны обеспечивать автоматическое «встраивание» высокочастотных развязывающих конденсаторов непосредственно рядом со схемами, потребляющими высокие токи, такими как генераторы тактовых импульсов, блоки вычислений с плавающими точками и т.п. Методики схемотехнического про-

ектирования с несколькими V_{DD} не обеспечивает такую же точность, как методика использования нескольких V_{TH}. Комбинированное применение схем с транзисторами, обладающими разными V_{DD}, может дать экономию до 20% мощности, но этот эффект достигается за счет увеличения площади на кристалле [20]. Физическое разделение областей с разными V_{DD} необходимо для схем с несколькими V_{DD}. Логическое разделение в списке соединений (*netlist*) отражает физическое разделение по кристаллу. Современные средства синтеза могут разрешить логическое разделение различных V_{DD} для эффективной разработки топологии.

Для достижения достаточно высоких функциональных характеристик без короткоканальных эффектов величину порогового напряжения V_{TH} можно понизить посредством приложения прямого напряжения к подложке (*forward body bias*, FBB) [37]. Одним из способов снижения рассеянной мощности, обусловленной токами утечки в «спящем» режиме, и является применение FBB. В процессе топологического проектирования нужно зарезервировать необходимую площадь кристалла для глобальных и локальных генераторов *body bias* сигналов. Токи утечки в спящем режиме могут быть уменьшены посредством введения в схему прибора с высоким значением порогового напряжения V_{TH}, который называется спящим транзистором, последовательно с обычной схемой с низким значением порогового напряжения V_{TH}. «Спящий транзистор» управляется специальным сигналом, который задает активный/спящий режим. Следует аккуратно разместить такие «спящие транзисторы» по всем большим активным схемным блокам при проведении физического проектирования [38].

Таким образом, как показал представленный в разделе анализ современного состояния проблем, связанных с переходом на технологические нормы 90, 65 и 45 нм, индустрия САПР в микроэлектронике продолжает сталкиваться с новыми трудностями по мере уменьшения размеров элементов в область глубокого субмикрона. С каждым новым успешным усовершенствованием полупроводниковой технологии появляются новые проблемы на глубоком субмикронном уровне. В высокопроизводительных схемах возникает широкий спектр таких явлений, как рассеяние тепла, электромиграция, закорачивание межсоединений и пр. Многие инструменты САПР развиваются для решения этих проблем. Лидеры САПР в этой области, например компании Cadence, Synopsys и Mentor Graphics, предоставляют широкий набор инструментов для решения указанных проблем. Тем не менее в сложных схемах даже эти средства не всегда обеспечивают наилучшее решение задачи.

Эффективные и надежные методы управления мощностью, такие как интегрированные в кристаллы температурные датчики и сложные источники напряжения, приводят к снижению динамической мощности вместе с возможностью использования более дешевой конструкции корпусов и повышением плотности интеграции элементов на кристалле.

Распределением мощности по кристаллу можно управлять с помощью контролируемого падения напряжения на внутренних активных сопротивлениях, что позволяет использовать новые технологические способы улучшений сборочных операций, например, методом перевернутого кристалла (*flip-chip*). Однако при использовании режимов *flip-chip* или *standby* («спящий» режим) могут усиливаться большие перепады токов.

Необходимы дальнейшие исследования альтернативных методов с использованием КМОП-повторителей при передаче сигналов внутри кристалла, а также использование инструментов САПР для минимизации потребляемой мощности в линиях передачи сигналов.

Множественный (*multi-layered*) подход с использованием различных элементов с low-V_{TH} и high-V_{TH} для снижения потребляемой мощности (как статической, так и динамической) включает в себя использование схем с различным расположением логических элементов, с различными пороговыми напряжениями и размерами элементов. При этом некритические с точки зрения распространения сигнала элементы подключаются к приборам с низким значением напряжения питания V_{DD} и заданным значением порогового напряжения V_{TH} с целью еще более эффективного снижения общего энергопотребления.

В цитируемых исследованиях [26–38] рассмотрена концепция топологического синтеза и оптимизации, которая является необходимой для проектирования ИМС с технологическими нормами глубокого субмикрона. Рассмотрены такие проблемы, как рассеиваемая мощность и задержка. Показано, что высокоуровневый или логический уровень проектирования, базирующийся на стандартных способах расчета задержки и оценки ее роли, становится бессмысленным.

На основании представленного анализа можно, в частности, кратко сформулировать некоторые конкретные рекомендации для снижения токов утечки в ИМС, изготовленных по технологиям глубокого субмикрона.

1. Результаты проведенного в главе анализа свидетельствуют о том, что основным током утечки, требующим нейтрализации, является подпороговый ток утечки. Величина этого тока быстро увеличивается с ростом разбросов техпроцесса, при этом в ИМС, изготовленных по нанометровой технологии (45 нм и менее), основной вклад в параметры приборов вносят флуктуации концентрации легирующих примесей.
2. Ограничения, связанные с уменьшением размеров транзисторов и, следовательно, и освоением «более глубоких» субмикронных процессов, заключаются в следующем:
   – при уменьшении толщины подзатворного диэлектрика значительно (по экспоненте!) возрастает туннельный ток затвора;
   – при очень низкой толщине подзатворного диэлектрика (несколько нанометров) имеет место эффект обеднения области поликремниевого затвора, для устранения которого необходимо переходить при формировании затвора от использования поликремниевых к металлическим материалам;
   – падает подвижность носителей заряда, что требует использования дополнительных решений, таких как повышение уровня легирования, увеличение плотности электрического поля, «растяжение» поверхности – использование напряженного кремния и т.п.;
   – возрастает удельная емкость переходов, для снижения которой необходимо повышать уровень легирования;
   – существует предел уменьшения размеров МОП-приборов (длина канала), обусловленный возникновением туннельного тока сток–исток $I_{sd,tunn}$. Это предельное значение составляет 6–7 нм.

3. С целью минимизации токов утечки необходимо решать при проектировании микросхем на системном и логическом уровне следующие основные задачи:
   – оптимизация проекта и проведение логического синтеза системы с учетом возможности возникновения токов утечки;
   – выборочное (там, где это возможно) увеличение длины затвора;
   – использование в одном проекте библиотек ячеек, составленных из транзисторов с разным (высоким и низким) пороговым напряжением: приборы с низким V_{TH} использовать в блоках с высоким быстродействием, а приборы с высоким V_{TH} – в блоках с низким быстродействием;
   – осуществлять адаптивное управление напряжением смещения подложки, используя обратное смещение для повышения V_{TH}, а нулевое или небольшое прямое смещение – для повышения V_{TH};
   – применять селективное (выборочное) отключение питания для отдельных вентилей и логических блоков.

Литература к главе 10

1. Gielen G., Dehaene W. Analog and digital circuit design in 65 nm CMOS: end the road // Proceedings of the Design,Automation and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE'05), 2005.
2. Rabaey J., Nikolic B., Chandrakasan A. Digital integrated circuits – 2nd edition // Prentice Hall, 2002.
3. Белоус А.И., Емельянов В.А., Турцевич А.С. Основы схемотехники микроэлектронных устройств/ М.: Техносфера, 2012, 472 с.
4. International Technology Roadmap for Semiconductors 2007 – http://public.itrs.net.
5. Karnik T., Borkar S., De V. Sub-90nm Technologies-Challenges and Opportunities for CAD // IEEE, 2002.
6. Pollack F. New Microarchitecture Challenges in the Coming Generations of CMOS Process Technologies; Micro 32, 1999.
7. Barry Pangrle B., Shekhar Kapoor S. Leakage power at 90 nm and below // Synopsis Release, 2009.
8. Kuzmicz W. Static Power Consumption in Nanometer CMOS Circuits, 3rd IREF, Kharkov, October 2008.
9. Roy K. et al. Leakage Current Mechanisms and Leakage Reduction Techniques in Deep-Submicrometer CMOS Circuits // Proc. of IEEE, vol. 91, no. 2, 2003, pp. 305–327.
10. A. Ferre, J. Figueras, Leakage in CMOS Nanometric Technologies in Low Power Electronics Design // Ch. 3, CRC Press, 2004.
11. Predictive Technology Model – http://www.eas.asu.edu/~ptm/
12. Kao J. T., Chandrakasan A. P. Dual-threshold voltage techniques for lowpower digital circuits // IEEE J. Solid-State Circuits, Jul. 2000, pp. 1009–1018.
13. Wei L. et al. Design and optimization of dual-threshold circuits for lowvoltage low-power applications // IEEE T. VLSI Sys, Mar. 1999, pp. 16–24.
14. Gielen G., Rutenbar R., Computer-aided design of analog and mixed-signal integrated circuits // Proceedings of the IEEE, Vol. 88, Ko. 12, December 2000, pp. 1825–1854.
15. Van der Plas G. et al. AMGIE – A synthesis environment for CMOS analog integrated circuits // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 20, No. 9, September 2001, pp. 1037–1058.

16. Van Ileijningen M., Badaroglu M., Donnay S., Gielen G., De Man II. Substrate noise generation in complex digital systems: efficient modeling and simulaton methodology and experimental verification // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 37, No. 8, August 2002, pp. 1065–1072.
17. Donnay S., Gielen G. Analysis and reduction techniques for substrate noise coupling in mixed-signal integrated circuits // European Mixed-Signal Initiative for Electronic System Design, Kluwer Academic Publishers, 2003.
18. Sery G. et al. Life is CMOS: why chase the life after? // DAC, 2002, pp. 78–83.
19. Kuroda, T. et al. Low-power CMOS digital design with dual embedded adaptive power supplies // JSSC, Vol. 35, Issue 4, April 2000, pp. 652–655.
20. Krishnamurthy, R. et al. High-performance and low-power challenges for sub-70nm microprocessor circuits // CICC 2002, pp. 125–128.
21. Karnik T. et al. Total power optimization by simultaneous dual-Vt allocation and device sizing in high performance microprocessors // DAC 2002, pp. 486–491.
22. Tschanz J. et al. Design optimizations of a high performance microprocessor using combinations of dual-Vt allocation and transistor sizing // VLSI Circuits Symposium 2001, pp. 218–219.
23. The Effects of Process Variability and Temperature on 65 nm Devices // CLEAN Project report (FP6-2004-IST-4-026980-IP), 2006.
24. Kanda K. et al. Design impact of positive temperature dependence on drain current in sub-1V CMOS VLSIs // IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, vol. 36, no. 10, Oct. 2001.
25. Xi X. et al. BSIM4.5.0 MOSFET model User's manual – http://www.device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/bsim4.html.
26. Rais K. et al. Temperature dependence of gate induced drain leakage current in silicon CMOS devices // Electronics Letters, vol. 30, no. 1, Jan. 1994.
27. Karnik T., Borkar S., De V. Sub-90 nm Technologies-Challenges and Opportunities for CAD // Proceedings of the Design, Automation, and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE'05), 2005.
28. Brunet J-M. Addressing Variability in the Design to Manufacturing Flow // Design and Process Engineering: Bridging the EDA Gap, IEEE Web Seminar, November 9, 2006.
29. Skotnicki T. Nano-CMOS & Emerging Technologies-Myths and Hopes // Plenary presentation PL-1, 2006 Int. Conf. on Solid State Devices and Materials, Yokohama, Sept. 2006.
30. Director S., Feldmann P., Krishna K. Statistical integrated circuit design // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 28, No. 3, March 1993, pp. 193–202.
31. Bakoglu H. B. Circuits, Interconnections, and Packaging for VLSI // Addison-Wesley, 1990.
32. Pedramand M., Bhat N., Layout Driven Logic Restructuring/ Decomposition // Proc. ICCAD, 1991, pp. 134–137.
33. Lin S., Marek-Sadoeska M., Kuh E. S. Dealy and Area Optimization in Standard-Cell Design // Proc. 27th DAC, 1990, pp. 349–352.
34. Kannan L. N., Suaris P. R., Fang H.-G. A Methodology and Algorithms for Post-Placement Delay Optimization // Proc. 31st DAC, 1994, pp. 327–332.
35. Aoki T., Murakata M., Mitsuhashi T., Goto N. Fanout-tree Restructuring Algorithm for Post-placement Timing Optimization // Proc. of the ASP-DAC'95, 1995, pp. 417–422.
36. Sato K., Kawarabayashi M., Emura H., Maeda N. Post-layout Optimization for Deep Submicron Design // Proc. of the 33rd DAC, 1996, pp. 740–745.
37. Keshavarzi A., et al. Forward body bias for uPs in 130 nm technology generation and beyond // VLSI Circuits Symp. 2002, pp. 125–128.
38. Anis M., et al. Dynamic and leakage power reduction in MTCMOS circuits using an automated efficient gate clustering technique // DAC 2002, pp. 480–485.

ГЛАВА 11

МИКРОСИСТЕМЫ В КОРПУСЕ И НА ПЛАСТИНЕ

11.1. Электронные модули класса «система в корпусе» для военной и космической микроэлектроники

Как известно, главным стимулом развития нашей отечественной электроники и приборостроения, как и в большинстве промышленно развитых стран, являются государственные заказы на вооружение, космическую и специальную технику. В последние 20–25 лет такое положение встречало вполне обоснованное возражение независимых экспертов: «технологические линии по изготовлению кристаллов ИС должны работать непрерывно, а их производительность увеличивается и давно уже такова, что «космические» военные заказы не могут обеспечить достаточной загрузки этих линий». Однако необходимо понимать, что за эти же годы произошли кардинальные изменения в облике и возможностях космической военной техники – изменения, опять же происходящие вследствие быстрого развития технологий электроники и материаловедения. Это хорошо видно на примере развития систем вооружения и военной техники.

Все основные виды носителей оружия, а также средства борьбы с ними до середины прошлого века выпускались десятками тысяч. С появлением в 1960-х годах первых интегральных схем оружие начало насыщаться функционально все более мощной и все более дорогой радиоэлектронной аппаратурой. К концу прошлого века в стоимости военной техники доля РЭА достигла уже 70–90% при абсолютном росте стоимости на 2–3 порядка [1]. Результатом этого стало значительное – на те же 2–3 порядка – уменьшение общего количества единиц военной техники, которое могут теперь себе позволить даже самые богатые государства, – уже не десятки тысяч, а только десятки и единицы самолетов, вертолетов, танков и комплексов ПВО/ВКО. При этом вследствие того же развития электроники средства поражения стали настолько эффективными, что, например, среднее время «жизни» на поле боя дорогого, стоящего десятки миллионов долларов, танка теперь не превышает нескольких часов, а уничтожается он вместе с экипажем выстрелами противотанковых комплексов, которые дешевле в 100–200 и более раз. То же самое произошло и в военной авиации. Отметим только основные из современных систем вооружений и военной техники (В и ВТ), где применение последних достижений микроэлектроники является очевидным:

- малые и сверхмалые космические аппараты со связью, навигацией, радиолокацией и многоспектральным видением;

- малые и сверхмалые беспилотные летательные аппараты (БЛА) с навигацией, связью, опознаванием «свой-чужой», многоспектральным видением;
- крылатые ракеты с навигацией, связью, опознаванием «свой-чужой», многоспектральным видением и автоматическим опознаванием целей;
- переносные зенитные ракетные комплексы (ПЗРК), в том числе противо-БЛА с опознаванием «свой-чужой» и многоспектральным видением и опознаванием целей;
- высокоточные боеприпасы с навигацией, связью, радиолокацией, видением и опознаванием целей;
- экипировка бойца со связью, навигацией, опознаванием «свой-чужой», инфра- и радиовидением;
- системы защиты стационарных и подвижных объектов со связью, опознаванием «свой-чужой», многоспектральным видением, опознаванием и управлением защитой от угроз.

Для производства вышеназванных образцов В и ВТ в ближайшие годы следует прогнозировать значительный рост потребления – до сотен тысяч и даже миллионов комплектов ЭКБ ежегодно, а также регулярную, каждые 4–5 лет, модернизацию этой техники.

Так, например, рост потребления «противоборствующей» пары БЛА – ПЗРК в настоящий момент только начинается, и через несколько лет он может достичь тысяч – десятков тысяч комплектов ЭКБ для каждого поколения этого оружия [1].

Происходящий в последние 20–25 лет переход радиолокации, средств связи, радиоэлектронной борьбы и радиоразведки к пассивным и активным фазированным антенным решеткам (ФАР и АФАР) привел к тому, что необходимое для каждого такого антенного комплекса количество электронных компонентов выросло кратно числу каналов антенной решетки. Особенно значителен этот рост для радиолокаторов сантиметровых диапазонов длин волн. Так, например, самолетная АФАР имеет 2–3 тысячи каналов, АФАР «стрельбовых» локаторов наземных комплексов ПВО/ВКО – от 10 тысяч до 40 тысяч каналов. В ближайшие годы суммарная потребность в подобных электронных компонентах для антенных комплексов различного назначения может достигнуть сотен тысяч – миллионов комплектов ЭКБ ежегодно, а к 2020 году для выполнения Госпрограммы вооружения РФ потребуется уже несколько миллионов комплектов ЭКБ в год.

Таким образом, ежегодная прогнозируемая потребность в ЭКБ для комплектации РЭА новейших видов ВВСТ и задач РКП может быть оценена в десятки миллионов штук. Конечно, это не сотни миллионов и миллиарды штук изделий, действительно требуемых для организации экономически рентабельного субмикронного полупроводникового производства. Однако нельзя забывать, что отечественная электронная промышленность настолько была ослаблена в прошедшие десятилетия, что и вышеназванная потребность в ЭКБ для ВВТ окажется для нее неподъемной без значительных усилий государства по развитию этих технологий и модернизации производств ЭКБ. Тем самым государственные заказы на вооружение, космическую и специальную технику вполне могут сыграть роль «локомотива» развития отечественной электроники, материаловедения и приборостроения.

Что тормозит этот «локомотив»? Оставив в стороне спорные оценки технологического уровня отечественной радиоэлектроники (см. гл. 20), обратим внимание на неспособность подавляющего большинства разработчиков РЭА создавать ее на базе современных отечественных технологий проектирования и изготовления СБИС класса «система на кристалле» (СНК) и электронных модулей класса «система в корпусе» (СВК) [2, 3, 4]. Покажем это на примере аппаратуры госопознавания.

Используемая сегодня аппаратура госопознавания разрабатывалась 30–40 лет назад, и имевшаяся тогда электронная элементная база определила ее нынешние весогабаритные характеристики и энергопотребление: запросчик 1Л228Д для спарки ПЗРК имеет вес 4,5 кг при объеме 7,3 л; авиационный ответчик системы 60Р имеет вес 20 кг, объем 20 л, потребление до 300 Вт от сети +27 В и до 120 Вт от сети 115 В/400 Гц. Ясно, что для размещения такой аппаратуры госопознавания, например, на малых и сверхмалых БЛА, вес которых – от десятков килограмм до нескольких сотен грамм, весогабаритные характеристики и энергопотребление этой аппаратуры необходимо уменьшить в 200–300 раз относительно имеющихся.

И эта задача вполне может быть решена предприятиями отечественной микроэлектроники. Как частный пример подобного технического решения можно привести разработанный ОАО «НИИМА «Прогресс» навигационно-связной приемо-передающий модуль (НС ППМ) «Платформа» (рис. 11.1) [1], первые образцы которого были изготовлены в 2012 году. Конструктивно этот модуль представлял собой систему в корпусе (СВК), содержащую:

- навигационный приемник «ГеоС-3М» для ГЛОНАСС/GPS;
- GSM/GPRS модем с выходной мощностью 2 Вт в диапазоне частот EGSM 850–900 МГц и 1 Вт в диапазоне GSM 1800–1900 МГц;
- микроконтроллер с 32-битным процессорным ядром, с флеш-памятью 1 Мбайт и ОЗУ 192 Кбайт;
- микросхему флеш-памяти емкостью 128 Мбит;
- интерфейсы UARTx4, USB, CAN, RS-485, SIM Card, GPIO, вход микрофона, аудиовыход;
- микросхемы акселерометра, гироскопа, магнетометра, датчика давления.

Рис. 11.1. Разработанный ОАО «НИИМА «Прогресс» навигационно-связной приемо-передающий модуль (НС ППМ) «Платформа» [1]

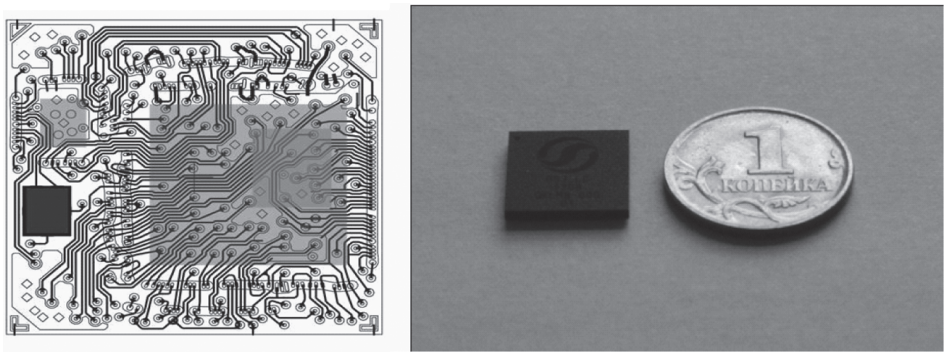


Рис. 11.2. Навигационный приемник «ГеоС-3М» [1]

По объему функциональных возможностей и сложности НС ППМ «Платформа» превосходит вышеупомянутую аппаратуру госопознавания, но при этом имеет вес всего 8,0 г, габаритные размеры $43 \times 43 \times 3$ мм и энергопотребление в рабочем режиме не более 300 мВт.

Основой НС ППМ «Платформа» является отечественный навигационный приемник «ГеоС-3М». НП «ГеоС-3М» так же конструктивно исполнен, как электронный модуль СВК, и имеет следующие основные характеристики: чувствительность слежения –190 дБ/Вт; энергопотребление в рабочем режиме менее 100 мВт; габаритные размеры $10 \times 10 \times 1$ мм; вес 1,2 г; себестоимость менее 300 рублей.

Основой же НП «ГеоС-3М» является разработанная ОАО «НИИМА «Прогресс» бескорпусная СБИС СНК навигационного приемника-коррелятора.

На основе отечественных технологий проектирования и конструктивных решений, использованных в НС ППМ «Платформа» и НП «ГеоС-3М», может быть создана также аппаратура опознавания для малых и сверхмалых БЛА, ключевые элементы которой, при значительно больших функциональных возможностях, могут иметь следующие характеристики [1]:

- приемо-передающий модуль «запросчика» – вес 6–7 г, габаритные размеры не более $30 \times 20 \times 3$ мм и энергопотребление в рабочем режиме 70–100 мВт;
- приемо-передающий модуль «ответчика» – вес 6–7 г, габаритные размеры не более $30 \times 20 \times 3$ мм и энергопотребление в рабочем режиме 70–100 мВт;
- модуль ЗАС – вес 2–3 г, габаритные размеры не более $10 \times 10 \times 1$ мм и энергопотребление в рабочем режиме 30–50 мВт;
- модуль усилителя мощности передатчика запросчика или ответчика при выходной мощности сигнала 2 Вт (дальность 12–15 км) может иметь вес 8–10 г, габаритные размеры не более $30 \times 20 \times 3$ мм и энергопотребление в рабочем режиме 400–500 мВт.

Таким образом, на базе современных отечественных технологий проектирования и изготовления СБИС класса СНК и электронных модулей класса СВК сегодня могут быть созданы запросчик и ответчик системы опознавания для малых и сверхмалых БЛА, которые, по мнению экспертов, будут иметь вес 15–20 г, объем 3,5–4,0 $см^3$, энергопотребление на приеме до 300 мВт и на передаче до 3 Вт при дальности действия 12–15 км.

Такое же улучшение в 300–500–1000 раз характеристик могло бы сегодня быть достигнуто и в бортовой аппаратуре КА, в связи, в радиолокации, в радиоэлектронной борьбе, в радиоразведке. Но для этого разработчикам аппаратуры прежде всего нужно освоить технологии проектирования таких специализированных «под задачу» СБИС СНК и модулей СВК вместо приобретения уже более четверти века стандартной импортной ЭКБ очень широкой номенклатуры, что не может обеспечить достижение конкурентных характеристик.

В аппаратуре связи зарубежных изготовителей постоянными тенденциями последнего десятилетия вследствие продолжающегося роста интеграции СБИС СНК и модулей СВК являются, во-первых, интеграция в одной конструктивной единице аппаратуры функций, ранее выполнявшихся несколькими ее видами, и, во-вторых, снижение энергопотребления, габаритов, веса и стоимости такой аппаратуры, стимулирующее рост потребности в ней вплоть до массовой.

Сегодня возможно создание целого ряда унифицированных модулей СВК с функциями: определение собственных координат (позиционирование) в системе ГЛОНАСС/GPS; прием радиосигналов и опознавание внешнего запросчика, передача в эфир (с шифрованием, как правило) данных о собственном состоянии (координаты и функционирование – «черный ящик») и/или информации о состоянии наблюдаемых объектов или внешней среды. Модуль СВК с такими функциями может стать базовым для создания ряда еще более интегрированных приборов, с добавлением функций управления объектом и его навигацией, активного воздействия на внешние объекты и др. Созданные по технологиям специализированных «под задачу» СБИС СНК и модулей СВК, такие приборы будут иметь малые вес, габариты и энергопотребление, позволяющие применять их в боеприпасах, экипировке бойца, малых и сверхмалых летательных аппаратах и других видах крупносерийной аппаратуры. Надо понимать, что на бездумно закупаемой импортной ЭКБ достижение столь малых веса, габаритов и энергопотребления, требуемых для таких применений, просто невозможно [1].

В отечественной радиолокации главная новость последних лет – создание АФАР в сантиметровых диапазонах длин волн, ранее существовавших лишь в метровых и дециметровых: разработаны арсенид-галлиевые (GaAs) СВЧ МИС и приемо-передающие модули (ППМ) для АФАР X-диапазона, организованы их производство и поставка для перспективных авиационных и наземных радиоэлектронных комплексов. Однако известные физико-технологические ограничения GaAs-структур не позволяют существенно относительно достигнутого увеличить интеграцию МИС и ППМ и снизить стоимость, габариты, вес и потребляемую ими мощность. ППМ на GaAs СВЧ МИС не станут дешевыми, малопотребляющими, компактными и легкими, а АФАР на этой комплектации не станут хорошим решением для крупносерийных применений в аппаратуре связи и радиолокации.

Прорыв АФАР в область крупносерийных применений в средствах связи и радиолокации, включая средства персонального назначения, как представляется, произойдет в ближайшие 3–5 лет на основе кремний-германиевых (SiGe) технологий уровня 0,18–0,13 мкм. При этом носимые средства связи и радиолокации

персонального назначения, не требующие большой мощности передатчика, в L-, S-, C-, X-, Ku- и Ka-диапазонах могут быть созданы исключительно на кремниевых и SiGe-технологиях. А через 5–7 лет, когда в крупносерийном отечественном производстве будут освоены SiGe-технологии уровня 90–65 нм, рабочими частотами недорогих, энергоэкономичных, компактных и легких средств связи, радиолокации и радиовидения, включая персональные, могут быть частоты до 90–120 ГГц [1].

В сравнении с будущей зарубежной аппаратурой на основе высокоинтегрированных SiGe СВЧ СБИС СНК и модулей СВК отечественная аппаратура на основе GaAs МИС и продаваемой импортной ЭКБ будет выглядеть архаичной и неконкурентоспособной – в 15–20 раз более дорогой и энергопотребляющей, более тяжелой и габаритной.

Почему же российские разработчики аппаратуры не осваивают современные технологии ее проектирования на основе СБИС СНК и модулей СВК? Не осваивают, несмотря на активную государственную поддержку, выразившуюся в финансировании в рамках федеральных целевых программ десятков инвестпроектов по созданию на многих крупных предприятиях радиоэлектроники дизайн-центров системного уровня?! Да, конечно, откровенно слабые технические требования (ТТ) к разрабатываемой аппаратуре, не ориентированные на предельные возможности современной микроэлектроники, не понуждают разработчиков аппаратуры к применению максимально интегрированной и специализированной ЭКБ. Они могут «слепить» аппаратуру из доступной на рынке покупной, а следовательно, заведомо не новейшей, стандартной импортной ЭКБ.

Результат мы видим – громоздкие и энергоемкие образцы отечественной аппаратуры, по существу, функциональные макеты, уже в момент своего рождения уступающие по этим параметрам зарубежным конкурентам. Но, кроме «слабых» ТТ к аппаратуре, есть еще одно серьезное препятствие на пути к освоению разработчиками аппаратуры технологий ее проектирования на основе СБИС СНК и модулей СВК: высокая стоимость изготовления специализированных СБИС. Это препятствие сегодня преодолевается буквально единицами российских предприятий радиоэлектроники, а именно теми из них, кто добивается предельно высоких параметров своих разработок, такие, как ЗАО «МЦСТ», «ЭЛКУС», ГУП НТЦ «ЭЛВИС», ОАО «НИИМА «Прогресс», ЗАО «НТЦ «Модуль».

Сегодня в России в ОАО «НИИМЭ и Микрон» (г. Москва, Зеленоград) уже серийно изготавливаются СБИС уровня 0,18 мкм, в 2011 году освоена технология уровня 0,09 мкм (90 нм); до 2015 года планируется разработка и освоение технологий уровня 65–45 нм на пластинах диаметром 300 мм.

Каждый новый шаг в меньшие проектные нормы технологий разработок и изготовления СБИС требует многократного увеличения затрат прежде всего на оборудование для изготовления фотошаблонов и на оборудование для создания топологии слоев СБИС (степперы). Эти затраты становятся экономически оправданы лишь при все более массовом производстве однотипной продукции. Как следствие этого, с каждым новым шагом в меньшие проектные нормы обострялось коренное противоречие между потребностями приборостроения и тенденцией развития микроэлектронных производств: приборостроение тяготеет к спе-

циализации элементной базы, а микроэлектроника ориентирована на широкий рынок и требует унификации элементной базы. Создание все более сложных и все более разнообразных радиоэлектронных приборов и аппаратуры требует все более сложных и все более специализированных под разрабатываемую аппаратуру СБИС, необходимых в малых количествах, зачастую всего по несколько десятков штук (!), тогда как удорожание микроэлектронных технологий, необходимых для изготовления столь сложных СБИС, экономически оправдывается лишь массовой продукцией. Так, на зарубежных фабриках цена изготовления одной партии образцов кристаллов СБИС по полному циклу «фотошаблоны – пластины – тестирование» при проектных нормах 130–180 нм составляет 3–5 млн руб., при нормах 90 нм – около 10 млн руб., при 65 нм – около 50 млн руб., при 45 нм – более 100 млн руб. Разумеется, столь высокая стоимость первых образцов специализированных СБИС, необходимых на стадии разработки аппаратуры в количестве максимум нескольких десятков штук, представляет собой непреодолимый барьер для почти всех отечественных разработчиков радиоэлектронной аппаратуры.

Поэтому одновременно с созданием в России кластерных технологических линий (КТЛ) на основе многолучевых литографов [2–10] необходимо создать и предоставить разработчикам СБИС и СВЧ МИС технологии и программные средства САПР, адекватные технологиям, реализуемым КТЛ. Разработка и отладка на реальных технологиях КТЛ средств проектирования СБИС или СВЧ МИС для оснащения ими дизайн-центров должны быть предусмотрены отдельной программой работ.

Сеть дизайн-центров в технических университетах и на предприятиях, разрабатывающих аппаратуру, размещающих в сопряженных с ними КТЛ заказы на прототипирование, изготовление опытных образцов и малые серии своих проектов специализированных СБИС и СВЧ МИС, коренным образом изменит облик новой аппаратуры и приборов для космического, военного, народнохозяйственного применения, а также станет стимулом развития отечественной радиоэлектронной промышленности в целом.

Уже сейчас можно прогнозировать [1], что специализированные СБИС СНК на основе Si и на гетероструктурах SiGe с проектными нормами 65–22 нм будут иметь рабочие частоты до 75–120 ГГц и могут совмещать в одной микросхеме весь объем функций данного типа аппаратуры, например до 128–256 приемо-передающих каналов АФАР и радиотрактов в сантиметровых и миллиметровых диапазонах с полным набором функций первичной и вторичной обработки и формирования радиосигналов в однокристальном исполнении СНК или в одном модуле СВК. СВЧ МИС с проектными нормами 22–8 нм на гетероструктурах на основе GaAs, GaN и InP будут иметь рабочие частоты до 250 ГГц и реализовывать в одной микросхеме все приемо-передающие каналы подрешеток АФАР и радиотракты миллиметровых и субмиллиметровых диапазонов.

Ввиду высоких требований к сроку активного существования (15–20 лет) в практике ведущих западных фирм в соответствии с высокими требованиями заказчиков при комплектации космических аппаратов применяется ЭКБ в основном уровня Space. В крайнем случае применяются компоненты, специально разработанные и изготовленные по требованиям стандартов для уровня Space [11],

либо доотбраковываются процедурами «upscreening» изделия уровня MIL. При этом таким комплектующим присваивается статус «нестандартных».

ЭКБ уровня Space позволяет реализовать избыточность по качеству до 10–20 раз, создать реальный резерв противодействия спектру внешних факторов космического пространства. Радиационная стойкость таких компонентов от 100 крад, предусмотрено парирование влияния статического электричества при сборке. Наивысшее качество и надежность компонентов всегда приводят к снижению общей стоимости проекта (отсутствие рекламаций, отказов, сбоев) [12–14].

Как считают специалисты NASA, создание «космического» качества недостижимо только посредством проведения испытаний. Улучшение посредством отбраковки должно быть последним средством. **Основное – это производство ЭКБ.** И в этом плане представляют интерес реальные достижения ведущих мировых фирм по принципиально новым технологиям типа «система в корпусе».

«Системы в корпусе» (СВК) впервые были разработаны компанией IBM и использованы в изделиях ВПК США. Инженерное решение было основано на многокристальной микросхеме. По сути, СВК – это эволюция такого подхода. По определению, СВК – это объединение нескольких различных кристаллов, модулей памяти, цифровой логики, пассивных компонентов, фильтров, антенн, включая пластины кремния на изоляторе (КНИ) и кремния на сапфире (КНС), в одном стандартном или специально спроектированном корпусе, разумеется, металлокерамическом [15]. Важно, что разработчик электронного устройства может ориентироваться не на число транзисторов на одном кристалле, а на число различных функций, которые можно объединить вместе (интегрировать) с позиции практически апробированных технологических решений и при этом максимально надежным и дешевым способом.

Результаты применения СВК в электронном космическом приборостроении сводятся в основном к следующему:

- процедура разрешения правительства США на приобретение кремниевых пластин упрощена и может быть распространена на большую партию;
- миниатюризация проектируемых систем;
- значительное увеличение функциональных возможностей в единице объема и веса;
- снижение потребляемой энергии;
- создание уникальных аналого-цифровых систем;
- резкое сокращение себестоимости проектов и сроков реализации за счет сокращения квалификационных испытаний.

СВК – это новый реальный путь инновационного применения достижений современной электроники в отличие от «систем на кристалле» (СНК) с достаточной сложностью. В табл. 11.1 представлено экспертное сравнение в относительных единицах процессов создания «систем в корпусе» и «систем на кристалле».

Следует отметить, что минобороны США, по данным компании Aeroflex, на сегодня сертифицировало всего 4 коллектива для разработки СНК и более 130 – для СВК.

Таблица 11.1. Сравнение процессов создания «систем в корпусе» и «систем на кристалле»

Параметры	**СвК**	**СнК**
Стоимость проекта	×$	(7–10)×$
Время реализации до прототипа	6–9 мес.	18–36 мес.
Коллектив	Любой, для разработки системных электронных изделий	Высококвалифицированный специализированный
Отладка прототипа	1–2 мес.	> 12 мес.
Серийность	> 10 000	Малая
Радиационная стойкость	(100–1000) крад	Не всегда достижима
Повторяемость производства	В течение 20 лет	С большими затратами

Основные компании, выпускающие аэрокосмическую технику для ВПК США, такие как Lockheed Martin, L3 Communications, BAE Systems, Northrop Grumman, Raytheon, Selex, Hamilton Sunstrand, Boeing, окончательно определили свое участие в программе модернизации и перевооружения на базе инновационной электронной начинки для спутников, ракет, самолетов и высокоточного оружия (2010–2020 гг.). По этой программе только до 2015 г. планируется разработать 89 типов СВК и только две СНК. На базе новых и уже существующих функциональных наборов СВК должна быть проведена реконструкция более 130 типов вооружений (в том числе ракет и спутников), а также планируется создать более 3 тыс. средних и микроспутников для разных целей.

Относительно возможности реализации СВК на отечественных предприятиях необходимо отметить следующее.

Как известно из периодической печати, с 2006 г. проводилась совместная работа ООО «Космос Комплект» и корпорации Aeroflex (США) в Зеленограде (НПЦ на базе МИИЭТ) по созданию производства по сборке радиационностойких микросхем – СВК на базе кристаллов и корпусов иностранного производства (США). Оборудование гармонизировано с соответствующими производственными линейками Aeroflex.

Частично разработана и нормативная база (МИИЭТ, ЦНИИИ 22, «Космос Комплект») для указанного производства и его приемки с использованием аналогов военного стандарта США.

В качестве первого этапа по разработке и внедрению СВК в России предлагается перейти к миниатюризации и модернизации ряда критических по габаритам, весу, радиационной стойкости и энергопотреблению узлов бортовой аппаратуры для космоса, авиации и флота. Также необходимо создать условия для долговременного хранения кристаллов микроэлектронных изделий СВК с целью поддержания производственных программ в течение 20 лет (стратегический производственный запас). Проект РДВ для долговременного хранения уже существует.

Появившись на рынке всего лишь 15 лет назад системы на кристалле, СНК (System on Chip, SOC), стремительно развивающиеся сегодня системы в корпусе, СВК (System in Package, SIP) и технология «глубокого субмикрона» (с нормами < 65 нм) – это главные парадигмы современной микроэлектроники.

Предметом исследования в данной главе являются две взаимно связанные проблемы в контексте технологии глубокого субмикрона: необходимость новых подходов в проектировании SOC и SIP и влияние свехбольшой упаковки элементов на быстродействие цифровых микросхем.

11.2. Особенности проектирования «система в корпусе»

«Система в корпусе» (SIP) позволяет реализовать неоспоримые преимущества по сравнению с предыдущими генерациями изделий микроэлектроники сверхбольшими интегральными микросхемами (СБИС) и SOC – не только расширенную функциональность в меньшем объеме, но также и сокращение цикла проектирования в целом. Однако для того, чтобы воплотить в жизнь потенциальные возможности такой системы, прежде всего необходимо создать соответствующие средства автоматизированного проектирования (САПР), которые бы обладали новыми функциональными качествами и смогли бы предоставить гибкую методологию в сквозном маршруте проектирования [1].

Идеальное решение даст возможность разработчикам SIP создавать кристаллы непосредственно в среде проектирования СБИС, разрабатывать RF-модули в среде проектирования подложки и СБИС, а также проводить совместную разработку корпуса и печатной платы во встроенной среде проектирования.

Важно отметить, что SIP обеспечивает высокий уровень функциональной плотности за счет объединения устройств с проволочными соединениями (wirebond), с перевернутыми кристаллами (flipchip), а также встроенных устройств микромеханики, систем «корпус на корпусе» и т.д. Это позволяет конструкторам использовать SIP для создания систем, которые технически невозможно создать в рамках SOC или которые ранее выполнялись в виде печатной платы.

Кроме того, технология SIP позволяет снизить энергопотребление и уровень шумов во внутренних соединениях, обеспечить гибкость при комбинировании различных технологий СБИС, а также уменьшить размер печатных плат и сократить затраты за счет интеграции пассивных компонентов, объединения корпусов и уменьшения количества слоев. К тому же разработка модулей SIP может занимать значительно меньше времени по сравнению с существующими решениями на основе SOC.

Например, с помощью технологии SIP разработка 2.5 G сотового телефона с применением различных интегральных схем, дискретных элементов и радиочастотных (RF) структур может занять считаные месяцы. Интеграция такого функционала в версии SOC, скорее всего, окажется непомерно дорогостоящей, технически невыполнимой или же займет слишком много времени. За счет использования корпуса как объединяющей системы для совмещения одной или более интегральных схем с дискретными, встроенными и другими элементами можно создать модуль для использования в качестве стандартного компонента (рис. 11.3).

Сегодня разработка SIP выполняется специалистами с применением специальных средств и технологий, разрабатываемых для каждого конкретного случая. Такие методы «экспертного инжиниринга» подходили для создания первых инновационных продуктов, например когда требовалось разместить память на микротелефонных чипах. Однако они недостаточно интегрированы, автоматизированы или технологически совершенны для создания высокоэффективных SIP-модулей, необходимых как для новейших беспроводных мобильных устройств массового потребления, так и для задач космической электроники.

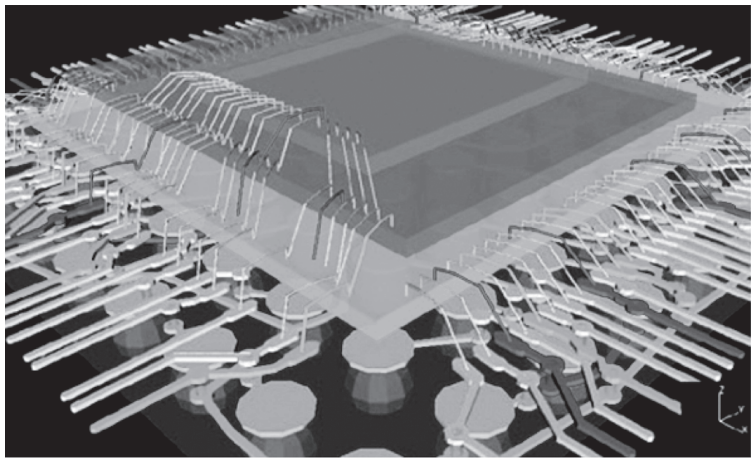


Рис. 11.3. Композиция нескольких ИМС в одном модуле

Проблем несколько: имеется недостаток проверенных маршрутов проектирования; создание прототипа является трудоемким и зачастую неточным процессом; взаимодействие на протяжении цикла проектирования недостаточно согласовано. Процесс разработки SIP необходимо перевести из разряда экспертного инжиниринга в категорию серийного проектирования с применением автоматизации, интеграции, чтобы он стал надежным и воспроизводимым. Три области, безусловно нуждающиеся в новых функциональных средствах, включают совместное проектирование на системном уровне, разработку корпуса и создание RF-модулей.

На сегодняшний день предлагаются различные решения по совместному проектированию для отдельных СБИС, но для технологии SIP требуются дополнительные возможности и интеграция, выходящие за рамки всего того, что предлагает существующий рынок. Одна из причин заключается в том, что на электрические характеристики существенно влияет более высокая степень сложности SIP-модуля. Большее количество компонентов требует больше электроэнергии, а высокоскоростные интегральные схемы сильнее подвержены шумам, связанным с быстродействием и электромагнитными эффектами.

Принцип обеспечения энергией SIP гораздо сложнее, чем однокристального прибора, потому что многокристальная структура использует сетку питания, расположенную на подложке корпуса, а некоторые кристаллы используют питание непосредственно с другими кристаллами. Таким образом, необходимо обеспечение равномерной передачи энергии по всей сетке питания кристаллов. По мере роста количества выводов кристалла эффект шума при одновременном переключении (SSN) приобретает особое значение в связи с проблемой сохранения качества сигнала и энергоснабжения.

Для того чтобы решить эти и другие проблемы, инженерам-разработчикам необходимо иметь возможность управлять физическими, электрическими и производственными связями между компонентами проекта в рамках всех структур системы. Другими словами, инженерам необходимо обеспечить взаимосвязь по системе в

целом, а затем обеспечить согласование с другими областями проектирования: цифровых СБИС, заказных СБИС, SIP, печатных плат. Это является серьезной проблемой для современных средств и методов проектирования. Одно из решений заключается в создании описания, или модели связей виртуальной системы (VSIC), с тем чтобы разработчики могли создать визуальное представление и прототип всех связей на уровне системы или на уровне SIP – от буфера к буферу. Используя модель VSIC, инженеры могут успешно осуществлять оптимизацию проекта на «мультиструктурном» уровне.

Разработчики могут сбалансировать требования по быстродействию, целостности данных и цепи питания. Они могут экспериментировать с сигнальными схемами и топологиями, а затем проводить моделирование с целью достижения требуемых значений быстродействия, шума и в конечном итоге коэффициента ошибок по байтам (BER). Можно создать прототип цепи питания для проверки энергопотребления ядра и кольца контактных площадок, чтобы исключить возможность возникновения проблем SSN.

С помощью кросс-платформенного маршрута сквозного проектирования SIP инженеры могут создавать чипы меньшего размера благодаря средствам оптимизации площади контактных площадок. Кроме того, может быть снижено энергопотребление и уровень электромагнитного шума (EM), обеспечено более высокое быстродействие устройства и сокращено количество слоев печатной платы, ведущее к снижению затрат и усилий на разработку печатной платы (PCB).

Такой процесс сквозного проектирования дает возможность решить насущный вопрос о распределении задач по разработке SIP за счет обеспечения гибкой методологии, позволяющей специалистам различных областей принять участие в процессе проектирования. При наличии отлаженного сквозного маршрута, используя SIP как инструмент реализации, над проектом сможет работать кто угодно, будь то архитектор группы разработчиков СБИС, специалист по техническому маркетингу, инженер по разработке корпуса или разработчик печатных плат.

Для повышения функциональной плотности современные SIP модули включают сложные 3D-структуры: многоуровневые кристаллы wirebond, кристалл wirebond, установленный на кристалле flipchip, прямое соединение между кристаллами, применение промежуточных подложек для поддержки развернутого крепления кристаллов flipchip и другие сложные комбинации, включая комбинации «корпус на корпусе».

Поскольку возможности крепления ограничиваются лишь границами воображения разработчика или производителя, для успешного соединения и моделирования соединений wirebond, шаровых элементов и столбиковых выводов требуется глубокое понимание их трехмерного характера. К сожалению, это не представляется возможным при наличии современных двухмерных средств, правил и упрощенных концепций электрического моделирования. Внедрение SIP требует трехмерного видения модуля, разработки новых трехмерных средств и правил. Для проектирования SIP требуются трехмерные электрическое и физическое представления (рис. 11.4).

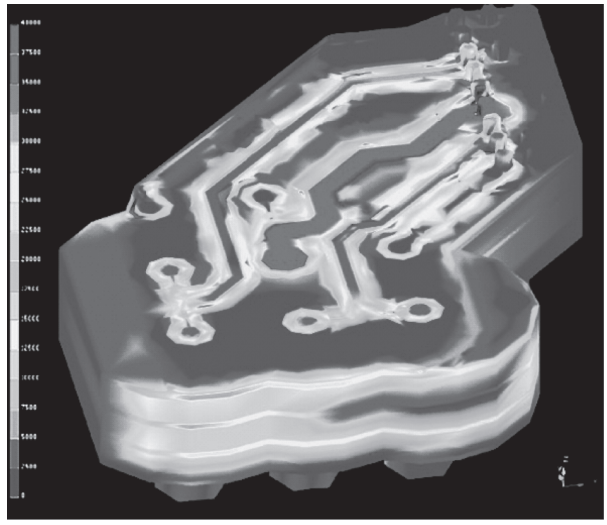


Рис. 11.4. Трехмерное изображение электрического поля по трем дифференциальным парам

Электрическое моделирование трехмерных структур связано с рядом проблем. Инженеры уже не могут довольствоваться ортогональными/диагональными линиями, как это принято при разработке печатных плат, когда типичным является допущение идеального силового поля, позволяющее упростить модель соединения. В случае плоскостей типа «швейцарский сыр», характерных для случая SIP, необходимо комбинировать точную модель плоскости с соединениями, с тем чтобы понимать картину SSN и других параметров.

Улучшение производительности и емкости также требуется для энергоснабжения и выделения полного периода. Необходимо создать модель перепадов напряжения постоянного тока и импеданса переменного тока системы энергоснабжения с целью оптимизации параметров развязывающих емкостей. А в случае устройств, работающих на более высоких частотах (например, свыше 3 ГГц), требуются методы выделения полного периода. В настоящее время такие методы занимают большое количество времени – на выделение уходят дни, что означает возникновение еще одного направления в совершенствовании средств проектирования.

Другая проблема проектирования SIP – это рассеивание большого количества энергии, избыток которой может привести к появлению локальных точек перегрева, а также возникновению термических и механических напряжений в местах пайки и местах крепления кристаллов. Применение SIP требует проверки электрических и тепловых эффектов перед производством. Таким образом, важную роль в проектировании SIP будет играть маршрут проектирования, позволяющий перенести электрические и тепловые модели в мир интегральных схем и обеспечивающий более точный анализ, приближенный к реальности.

Проектирование RF модулей

Модули RF необходимо проектировать и проверять в контексте процесса разработки СБИС в целом. Для этого требуется объединить такие разные системы, как

RF СБИС и корпус кристалла. Для того чтобы добиться правильных результатов, конструкторам потребуется достичь компромисса между требованиями к СБИС и к RF-модулю, например решить: помещать индуктивность на чип, где она займет ценное пространство, или на подложку. Без полного представления проекта в целом такие опции нельзя представить, смоделировать и изменить.

Решение, которое позволит создать единую схему для СБИС и отдельного модуля, – это хорошая точка отсчета. Тогда инженеры смогут выделить паразитные параметры кристалла и подложки и включить эти паразитные параметры в схему для моделирования.

Кроме того, возможности, которые кажутся само собой разумеющимися в маршруте проектирования RF СБИС, требуются также для разработки отдельного модуля RF в SIP. Например, параметризованные ячейки (P-cells) для пассивных устройств RF являются стандартным компонентом в средствах заказного проектирования СБИС, но отсутствуют в ведущих современных средствах разработки корпуса. Включение таких возможностей в маршрут проектирования должно являться частью любого решения SIP.

В целом проектирование SIP позволяет производителям совместить многочисленные технологии разработки СБИС корпуса и тестирования для создания продуктов с высокой степенью интеграции и с учетом оптимизации затрат, размеров и производительности. Компании-поставщики САПР работают над совершенствованием технологий, с тем чтобы помочь центрам проектирования SIP контролировать возникающие проблемы, особенно в области совместного проектирования, сложного корпусирования и разработки RF-модулей [2–7].

11.3. Учет особенностей технологии глубокого субмикрона при проектировании СБИС для СВК

Влияние дестабилизирующих факторов на быстродействие цифровых микросхем. Существующие САПР позволяют оценить работоспособность схемы при нормальных и граничных условиях эксплуатации (повышенная температура в сочетании с минимальным напряжением питания и минимальным током КМОП-транзисторов, пониженная температура в сочетании с максимальным напряжением питания и максимальным током транзисторов). Средства для статистического расчета динамических параметров пока находятся в стадии разработки и экспериментального тестирования. Чтобы обеспечить надежное функционирование с учетом воздействия импульсных помех и технологического разброса параметров, разработчики вынуждены понижать быстродействие цифровых микросхем таким образом, чтобы разброс выходных динамических параметров не повлиял на работоспособность системы.

Для проектов с технологическими нормами больше 0,25 мкм, включающих до миллиона вентилей, влияние этих дестабилизирующих факторов на выходные параметры цифровых микросхем можно не учитывать. Однако для микросхем с размерами 180 нм и менее отклонения динамических параметров от расчетных величин уже очень заметны и экспоненциально возрастают с увеличением степени интеграции. Максимальные значения импульсных помех в цепях питания достигают десятков процентов. Наибольшую амплитуду имеют составляющие с час-

тотами 30–300 МГц. Именно такие частоты наиболее часто применяются для общей синхронизации кристаллов. На точность расчета динамических параметров влияет и точность расчета задержек в проводниках. Для микросхем с минимальными размерами элементов 0,25 мкм и более в большинстве случаев достаточно учитывать только емкости проводников. При технологических нормах 180 нм и менее необходимо учитывать влияние сопротивлений линий связи, а при нормах менее 90 нм еще и индуктивность. При использовании полной модели блока с паразитными резисторами и индукторами многократно возрастает время расчетов. Переход к упрощенной модели сопровождается увеличением погрешности вычислений.

Другим дестабилизирующим фактором, влияющим на быстродействие цифровых субмикронных ИМС, являются некоррелированные статистические вариации (флуктуации) параметров технологии, которые нельзя компенсировать с помощью схемотехнических методов. Однако многие флуктуации имеют достаточно большую геометрическую область корреляции, в пределах которой все-таки возможно применение схемотехнических методов коррекции. Например, изолированные «карманы», в которых сформированы МОП-транзисторы, подключают не к шинам питания, а к программируемым источникам смещения. Меняя напряжение смещения, можно изменить пороговое напряжение и максимальный ток у большой группы транзисторов одновременно. Цифровая схема при таком методе должна быть разделена на достаточно крупные локализованные фрагменты, где каждый фрагмент управляется собственным блоком коррекции. Блок коррекции включает датчик параметров транзисторной структуры (токов, пороговых напряжений) и цепь управления, изменяющую эти параметры. Блок коррекции может компенсировать не только технологический разброс, но и отклонения, вызванные изменением температуры или напряжения питания.

Проектирование топологии

Правила топологического проектирования субмикронных микросхем включают различные группы ограничений. Самые жесткие ограничения определяются требованиями к соблюдению допустимых форм и минимальных размеров элементов, взаимному расположению и расстоянию между ними. Значения минимальных зазоров между элементами зависят от используемых средств оптической коррекции. Применение SRAF-коррекции (с помощью дополнительных элементов) приводит к необходимости увеличения минимальных зазоров. Использование фазосдвигающих фотошаблонов (PSM), наоборот, позволяет уменьшить минимальные зазоры.

Другая группа ограничений определяет набор требований, при соблюдении которых дефекты, связанные с вариациями размеров, практически не влияют на выход годных. Такие оптимальные с точки зрения выхода годных ограничения могут нарушаться в процессе проектирования, если это требуется для достижения заданных технико-экономических характеристик разрабатываемого устройства.

Ограничения на равномерность заполнения площади кристалла направлены на снижение влияния вариаций параметров элементов. При равномерном заполнении все физические структуры микросхемы находятся в примерно одинаковом окружении, взаимное влияние структур усредняется и вариации параметров элементов уменьшаются.

Еще одна группа ограничений связана с так называемым «антенным эффектом». Во время выполнения технологических процессов плазменного травления и полировки на проводниках накапливается значительный статический заряд, который может привести к пробою МОП-транзисторов. Чтобы минимизировать «антенный эффект», вводят специальные ограничения на площадь соединений на внутренних слоях металлизации.

Одна из наиболее сложных задач на этапе топологического проектирования – найти компромисс между применением оптимальных и минимальных проектных норм. При использовании оптимальных для производства проектных норм обеспечивается стабильный высокий выход годных, но при этом возрастает площадь кристалла и падает быстродействие. Можно даже сказать, что если при использовании оптимальных проектных норм удалось достичь всех требуемых в спецификации параметров, то технологический процесс выбран неверно. Для такой микросхемы следует применять более дешевую технологию. Если же использовать только минимальные размеры и зазоры, то быстродействие будет выше, а площадь меньше, но выход годных и воспроизводимость параметров ухудшатся. Как правило, компромиссом является использование минимальных норм для критических блоков и оптимальных для некритических. Но для окончательного решения, какие элементы и по каким нормам будут реализовываться, необходимы расчеты вероятности появления дефектов, связанных с вариациями размеров элементов топологии.

Процесс физического проектирования кристалла микросхемы включает следующие этапы:

- декомпозиция электрической схемы с выделением критических путей и блоков;
- синтез топологии с использованием минимальных норм для критических блоков и оптимальных норм для остальных блоков;
- оптимизация топологии, оценка выхода годных;
- экстракция паразитных параметров проводников;
- расчет схемы с паразитными параметрами;
- коррекция схемы (или завершение цикла).

При разработке устройств по субмикронным технологическим нормам оптимизация топологии должна проводиться с учетом естественных вариаций размеров топологических элементов. Для такой оптимизации может использоваться критерий минимизации «критической площади», отражающий вероятность появления дефекта в областях «горячих пятен» (hotspots). На участках таких «горячих пятен» вариации параметров могут приводить к возникновению поражающих дефектов. Значения «критической площади» вычисляются отдельно для каждого топологического слоя и для дефектов типа «замыкание элементов в зазоре», «разрыв элементов», «замыкание слоев в пересечениях». Процесс оптимизации топологии обычно завершается, когда очередная итерация практически не влияет на прогнозируемый выход годных изделий. Наибольшие возможности для оптимизации существуют на слоях металлизации. С помощью набора итерационных оптимизационных процедур (рис. 11.5) «критическая площадь» этих слоев может быть уменьшена в 10 раз.

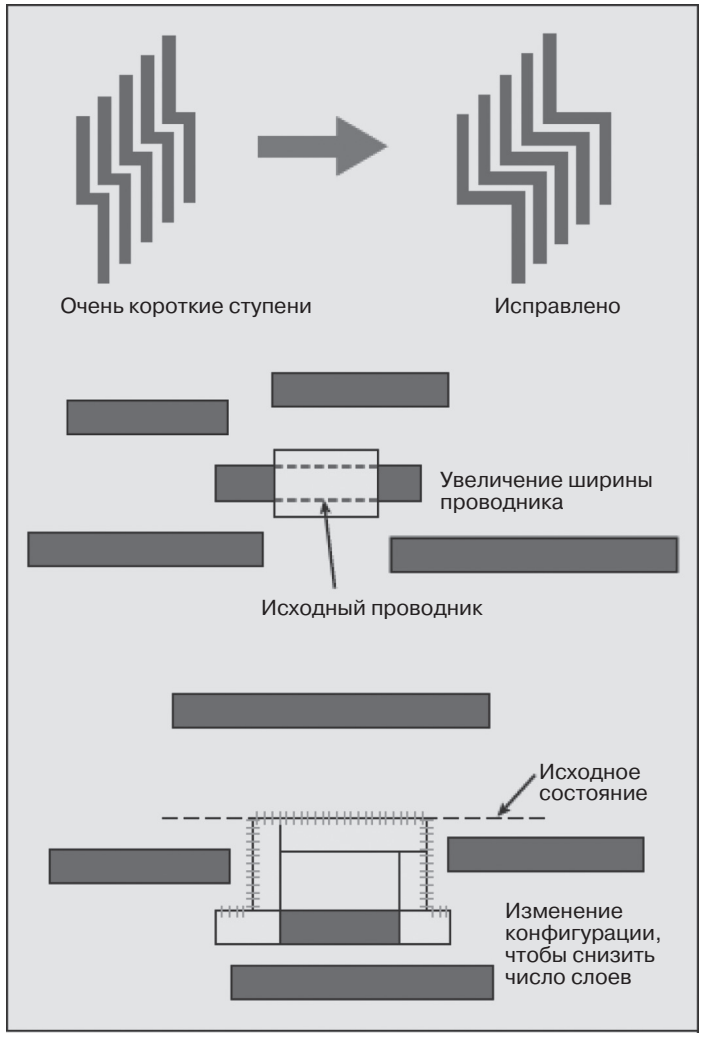


Рис. 11.5. Варианты коррекции топологии металлизации

Для равномерного распределения топологических элементов используется введение дополнительных фиктивных компонентов. Это относится к тем слоям и элементам топологической структуры, поведение которых зависит от плотности заполнения кристалла. Так, для топологических слоев, связанных с процессами легирования полупроводников, травления контактных окон и поликремния на затворах МОП-транзисторов, требование равномерного заполнения кристалла несущественно. А вот боковая диэлектрическая изоляция транзисторов создает термомеханические напряжения в структуре микросхемы, которые можно снизить, равномерно заполняя свободные участки кристалла фиктивными структурами.

На слоях металлизации выравнивание плотности также позволяет уменьшить термомеханические напряжения. Кроме того, однородность поверхности улучшается после химико-механической полировки пластин. Для выравнивания

плотности применяются два типа фиктивных элементов – фиктивные проводники в широких диэлектрических зазорах и фиктивные диэлектрические зазоры в широких проводниках. Синтез фиктивных элементов в соответствии с заданными ограничениями на равномерность заполнения площади кристалла обычно реализуется средствами САПР топологического проектирования. При разработке топологии ячеек памяти, регулярных матричных схем и библиотечных элементов вставку фиктивных элементов можно производить с учетом результатов моделирования технологического процесса средствами технологических САПР.

Опасность «антенного эффекта» – в возможности повреждения тонкого подзатворного диэлектрика МОП-транзистора в процессе производства. Критичные с точки зрения этого эффекта процессы – удаление фоторезиста и осаждение диэлектрика. Во время плазмохимического травления p-n-переходы нагреваются до температуры несколько сотен градусов и облучаются светом от разряда. Проводимость их достаточна для стекания разрядного тока в подложку. Сопротивление диэлектриков остается очень высоким, а напряжение на изолированных проводниках может достигать несколько сотен вольт. Если изолированный проводник соединен с затвором, то разрядный ток способен вызвать туннельный пробой подзатворного диэлектрика. При достижении определенной плотности тока параметры транзистора изменяются, может произойти замыкание затвора с подложкой. Для борьбы с «антенным эффектом» используют следующие приемы: ограничение ширины затвора МОП-транзистора; запрет на подключение поликремниевых соединений к затвору; перенос проводников, подключенных к затвору, в верхние слои металлизации; введение в структуру микросхемы защитных диодов, подключенных к затвору и подложке.

Методы проектирования DFM и DFY

В англоязычной литературе, посвященной вопросам проектирования электронной аппаратуры с учетом возможностей производства, используются два термина: «Design for manufacturability» (DFM) и «Design for yield» (DFY). Термин DFM относится к методологии проектирования, предусматривающей комплексную оптимизацию архитектуры, схемотехники и конструкции микросхемы при проектировании «сверху-вниз». Методология DFM базируется на использовании статистически характеризованных параметров элементов, обеспечивающих гарантированное достижение выходных параметров изделий. Методология DFY предусматривает оптимизацию физических структур на основе статистического характера распределения параметров, учета возможности конкретного технологического процесса, процедуры моделирования параметров физических структур. В некотором смысле методологию DFY можно рассматривать как развитие базы данных для проектирования «снизу-вверх». Процедуры DFM и DFY часто совпадают по содержанию и используемым данным, но их цели несколько различаются.

Процесс проектирования «субмикронных» микросхем должен учитывать статистические характеристики параметров элементов, возможности их коррекции, требования по оптимизации конструкции, возможности энергосбережения и снижения уровня помех. Все эти вопросы невозможно разрешить в отрыве от характеристик конкретного технологического процесса. Основная концепция методологии DFM – отказ от технических решений, унифицированных для различных

техпроцессов. Целью оптимизации технического решения должно стать достижение оптимального варианта с учетом возможностей конкретного техпроцесса.

Методология DFY в своей основе экономическая. Субмикронные технологии создают новую систему технических и экономических ограничений. Себестоимость продукции складывается из затрат на разработку и подготовку производства, а также производственных расходов. Стоимость комплекта фотошаблонов для проектных норм 90 нм уже более миллиона долларов. Чтобы уменьшить влияние вариации размеров, необходимо проводить дополнительную оптимизацию, ориентированную на увеличение выхода годных, использовать сложные методы коррекции оптических искажений и усовершенствованные технологии производства. В результате стоимость фотошаблонов может увеличиться в несколько раз, да и затраты на проектирование возрастают. Методология DFY предусматривает комплексную оценку дополнительных затрат на проектирование, подготовку производства и выгоды от увеличения выхода годных. С точки зрения этой методологии вариант, обеспечивающий наилучшие экономические характеристики, является оптимальным.

Внедрение новых методологий проектирования требует использования и новых средств САПР, и новых правил описания технологии. Полнота технической документации, характеризующей возможности технологического процесса, теперь должна оцениваться с точки зрения реализации проектирования в соответствии с принципами DFM и DFY. Эти технологии в большинстве еще находятся в процессе становления, однако уже сейчас очевидно, что реализация принципов DFM и DFY – одно из основных направлений развития в области проектирования СБИС в ближайшие годы.

Разработчик современной электронной компонентной базы как специального (для военной, космической, атомной промышленности), так и общепромышленного назначения должен хорошо владеть современными средствами проектирования изделий микроэлектроники, хорошо знать функциональные возможности современных комплексов компьютерного проектирования в микроэлектронике (главным образом ведущих мировых разработчиков этих программных средств – компаний Cadence, Mentor Graphics, Synopsys), а также особенности современных версий этих комплексов, адаптированных для эффективного проектирования цифровых, аналоговых, радиочастотных и цифро-аналоговых блоков интегральных микросхем с проектными нормами 90, 65 и 45 нм.

11.4. Влияние СВК на эволюцию концепций построения спутниковых систем

Как показано выше, основная цель использования систем в корпусе (СВК) в космической технике заключается в миниатюризации (снижении веса и габаритов) и снижении энергопотребления спутников при увеличении их функциональных возможностей. На рис. 11.6 [17] в упрощенном виде представлена динамика изменения с течением времени веса спутников, запущенных NASA в период с 1958 по 2010 год.

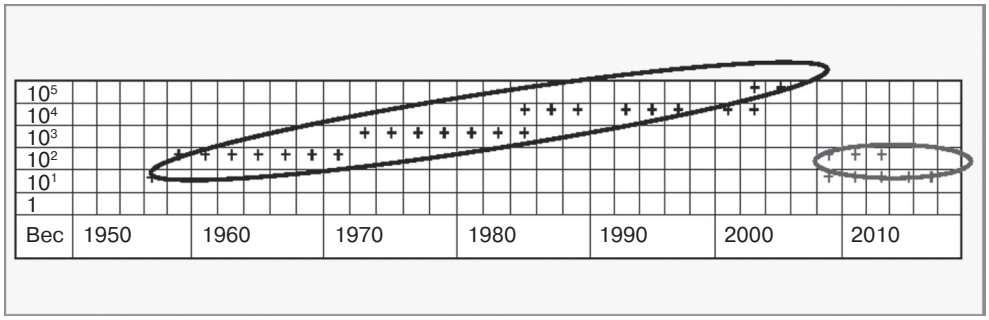


Рис. 11.6. Динамика изменения веса спутников, запущенных NASA в период 1958–2010 гг.

Надо понимать, что характеристики каждого конкретного спутника зависят от целей и задач возлагаемой на него миссии, но всегда разработка технического проекта спутника опирается на текущее состояние науки и технологии (конструкционные материалы, микроэлектронные технологии, прикладное программное обеспечение и т.д.).

В первую очередь, конечно, это относится к так называемым «малым» КА (микро-, нано- и пико-спутникам, см. гл. 1), поскольку в условиях действующих ограничений на бюджеты космических проектов для этих спутников характерны значительно меньшая стоимость, сравнительно короткие сроки реализации при широких функциональных возможностях, обусловленных возможностями стремительно развивающейся микроэлектронной технологии вообще и технологий СВК и СНК в частности.

Несомненным их достоинством для конструкторов является и тот факт, что здесь можно широко использовать все традиционные технические решения, ранее отработанные на классических «больших» спутниках.

Как видно из рис. 11.6, в период с 1958 по 1970 гг. вес спутников составлял порядка 100 кг, с 1971 по 1994 гг. – достигал одной тонны, с 1984 по 2002 гг. вес запущенных NASA спутников превышал уже уровень 10 и более тонн. Эта тенденция в первую очередь была обусловлена существенным расширением объема решаемых спутниками военных и коммерческих задач, которые влекли за собой одновременное существенное увеличение объемов бортовых аппаратных средств, предназначенных для повышения надежности все вырастающей по объему и стоимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры (резервирование, дублирование, троирование, мажоритирование и т.д.) [18–20].

Появление СНК и СВК в начале 2000-х годов позволило коренным образом решить эту проблему – начиная с 2006 года NASA начало выводить на орбиту спутники, вес которых уменьшился более чем на три порядка (!), а выполняемые спутниками целевые функции при этом не только не уменьшились, но и многократно увеличились, при этом по понятным причинам существенно выросла и надежность этих аппаратов, а также увеличились сроки их активного функционирования в космосе. На орбите Земли появились целые кластерные системы таких малых КА, наиболее известная из которых – Ionospheric Observation Nano-Satellite Formation (ION-F).

Можно без преувеличения сказать, что СВК и СНК являются стратегическими инновационными микроэлектронными технологиями для космической промышленности и отечественное космическое приборостроение должно максимально использовать эти технологии хотя бы для удержания в уже завоеванных сегментах космической деятельности.

Здесь следует отметить еще один принципиально важный для понимания наблюдаемой эволюции космической техники момент – как говорят инженеры-схемотехники, сработал эффект «положительной обратной связи». Возможности, предоставленные конструкторам КА современными микроэлектронными решениями типа СВК в части миниатюризации, функциональной насыщенности и отработанных конструктивных решений, повлекли за собой соответствующую эволюцию стратегий и концепций построения бортовой аппаратуры КА.

На рис. 11.7 представлена в упрощенном схематическом виде эволюция основных концепций построений бортовой аппаратуры КА, запускаемых на орбиты в период 1980–2010 гг. и прогноз до 2020 г. [17].

Здесь перечислены основные (базовые) типы КА, разработанных по этим концепциям, а также для каждого из этих типов (семейств) приведен процент использования СВК (по отношению к общему объему РЭА).

Первая такая базовая концепция 80-х годов была связана с КА Galileo, который был запущен в 1989 г. для изучения Юпитера и его спутников (см. гл. 1) и в целом успешно выполнил свою миссию. Однако во время полета к Юпитеру и последующей его эксплуатации в районе конечной цели миссии возникали многочисленные проблемы.

Специалисты классифицировали эти проблемы, анализировали их причины и уже тогда думали, как их избежать в будущих проектах. Среди этих основных проблем следует отметить поломки и отказы бортового антенного комплекса, сбои в процессе управления этим комплексом, сложности организации процесса изменения алгоритмов и программ работы бортовых управляющих подсистем соответственно новым, возникавшим в процессе исследований, задачам.

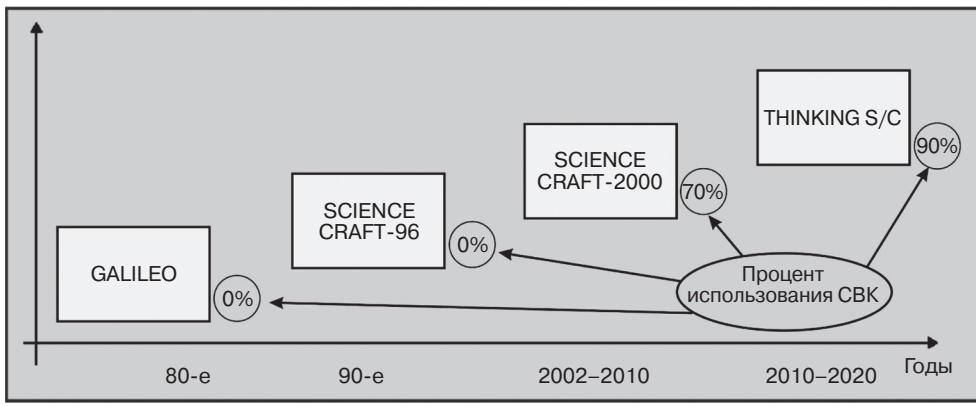


Рис. 11.7. Эволюция концепции миниатюризации и функциональной сложности спутниковых систем

Один из важных выводов, сделанных экспертами по завершении этой программы, заключается в неэффективности используемых бортовых компьютерных систем и технологий обработки поступающей обширной информации непосредственно на борту КА – с последующей передачей результатов этой обработки на Землю.

Уже тогда, за 20 лет до появления СВК, инженеры-разработчики поставили задачу по сверхинтеграции функций в единице полезного объема РЭА, но технологии микроэлектроники того времени позволяли только увеличивать степень интеграции функций в объеме одной БИС, но не позволяли интегрировать функции разных микросхем в одном конструкторском решении.

Вторая концепция, реализованная в 1996 году в виде Science Graft-96 и учитывающая рекомендации аналитиков и критиков предыдущей концепции, уже предполагала использование принципов модульности полезной нагрузки и ее программного обеспечения, чтобы их можно было быстро реализовать для технических решений разного класса миссий в рамках единой унифицированной платформы программных и аппаратных средств. Хотя до появления СВК было еще далеко, но использование этих рекомендаций, с одной стороны, создало базис для формулировки соответствующих задач микроэлектронной промышленности в части функциональной насыщенности ЭКБ и повышения ее надежности, а с другой – позволило аппаратам этой серии успешно решить все поставленные задачи, включая 10-летнюю миссию к Плутону и работу на его орбите.

Наконец, уже близкая к нам по времени, третья концепция – Science Graft-2000 также предполагала использование в КА магистрально-модульного принципа построения бортовых радиоэлектронных систем управления с использованием обновленного и апробированного программного обеспечения, при этом в КА, спроектированных по этой концепции, конструктивно оформленные в виде СВК и СНК занимали уже от 80 до 90% (в зависимости от миссии КА) от всех используемых технических решений.

Большинство КА, запущенных в период с 2002 по 2010 гг. спроектированы именно на основе положений этой концепции, причем значительная часть из них успешно функционирует на момент выхода в свет этой книги.

И наконец, последняя из этих эволюционизирующих концепций – Thinking Space Graft, кроме использования высокоуровнего самоконфигурируемого (самоперестраиваемого) программного обеспечения (built in intellect – встроенный интеллект) за счет применения многокристальных СВК и 3D-систем в корпусе, позволяет создавать высокоэффективные космические спутники военного и коммерческого назначения, а также создавать на орбите различные кластеры и самоорганизующиеся сети на их основе.

В табл. 11.2 представлена расчетная (прогнозируемая) динамика снижения стоимости проекта создания условного космического аппарата для трех «весовых категорий» (до 100 кг, до 50 кг, до 10 кг) в зависимости от доли использования СВК при проектировании бортовой РЭА. Если взять за 100% стоимость проектирования без использования СВК, то, например, для КА весом от 1 до 10 кг, в котором используется 85% СВК, стоимость проекта можно уменьшить на 75%, а для спутника от 50 до 100 кг – на 55%.

Таблица 11.2. Снижение стоимости проекта создания КА в результате применения СвК в зависимости от его веса

Подход к реализации проекта микроспутниковой системы	Вес 50–100 кг	Вес 10–50 кг	Вес 1–10 кг
Условная стоимость проекта без применения СвК	100	100	100
Условная стоимость проекта с долей СвК до 50%	70	60	50
Условная стоимость проекта с долей СвК до 75%	55	40	30
Условная стоимость проекта с долей СвК более 85%	45	30	25

Системы в корпусе (СВК) используются при реализации почти всех модулей и подсистем выпускаемых сегодня в США, Японии и Китае микроспутников, обеспечивая при этом следующие положительные факторы:

- интеграция цифровых, аналоговых и СВЧ-подсистем с МЭМС-модулями и тонко-/толстопленочными структурами в общем корпусе с получением максимальной функциональности в единице объема;
- применение ряда типизированных СВК различного назначения как в платформе, так и в полезной нагрузке значительно снижает массогабаритные характеристики микроспутников. По информации на конец 2012 года, например, компания Northrop Grumman (США) использует в своих микроспутниках 26 типов СВК, а Boeing Aerospace – 19 типов;
- технические решения на базе СВК по сравнению с традиционной ЭКБ намного эффективнее с точки зрения тестопригодности, функциональной и программной гибкости и перестраиваемости;
- КА на основе СВК испытываются с меньшими финансовыми затратами (в собранном виде) – обычно на стендах типа «payload tester»;
- значительно снижаются финансовые расходы в целом – на разработку, испытания и производство спутниковых систем.

Типовая СВК космического (спутникового) применения сегодня содержит уже до восьми полупроводниковых кристаллов (по технологиям КМОП, КНИ, КНС) в 2D- или 3D-конструктивном исполнении, более 50 дискретных активных и пассивных компонентов на керамической подложке, как правило, выполненных по технологии LTCC. Для таких СВК характерно применение герметичных металлокерамических или металлических корпусов.

Типовые технологии сборки для производства СВК включают монтаж «перевернутого кристалла», монтаж корпусов с габаритами кристаллов, монтаж 2D- и 3D-многокристальных узлов, монтаж микросистем на базе полупроводниковых кристаллов, МЭМС, ВЧ и оптоэлектронных узлов.

Типичная 3D-сборка из двух кристаллов обычно имеет высоту всего 0,7 мм и включает верхний кристалл (толщина 110 мкм), слой клея (38 мкм), разделитель, второй слой клея (38 мкм) и нижний кристалл (110 мкм) со слоем клея. Разварка выводов обычно реализована алюминиевой, золотой или специальной защищенной медной проволокой.

В действующих известных программах ведущих зарубежных космических фирм на период до 2015 г. предусмотрено применение СВК, содержащих уже до 14 полупроводниковых кристаллов. Типизированные гибридные сборки СВК уже рассматриваются в составе ЭКБ в системах логистики ведущих зарубежных компаний.

В заключение этого раздела следует отметить, что «система в корпусе» является стратегической технологией для мировой и отечественной космической промышленности и полностью определяет возможности эффективного освоения рынка микроспутниковых систем.

Подводя краткие итоги всему вышеизложенному и анализируя возможности внедрения СВК в отечественной промышленности и их применения в космических аппаратах, можно сформулировать следующие основные выводы:

- номенклатура радиационно-стойких микросхем отечественного производства (в том числе на базе технологий КМОП, КНИ, КНС) весьма ограничена и в основном находится на этапе ОКР. К настоящему моменту номенклатура типичных электронных изделий для военной космической промышленности включает более пяти тысяч наименований;
- технология СВК требует применения кристаллов для реализации 2D- и 3D-гибридных сборок, что предполагает наличие рынка заведомо аттестованных кристаллов (Known Good Die) (см. разд. 11.5). Этого рынка сегодня у нас практически нет. Таким образом, возникает обьективная необходимость в применении зарубежных полупроводниковых кристаллов (пластин);
- очевидно снижение условной стоимости проекта спутниковой системы в результате применения СВК и в зависимости от веса спутника;
- в России фактически отсутствует необходимая нормативная база (ОСТ, временное положение, решение и т.д.) по применению полупроводниковых кристаллов (пластин) и систем в корпусе зарубежного производства. При существующих базовых нормативных документах ее необходимо ускоренно разработать и внедрить;
- отечественная практика проектирования, производства и тестирования изделий СВК пока недостаточно развита;
- технические и производственные условия для сборки и тестирования СВК и аппаратура на их базе реально существуют только на нескольких отечественных предприятиях;
- достаточно хорошо развита отечественная логистика по обеспечению космической отрасли радиационно-стойкими микросхемами и кристаллами (пластинами) в формате Known Good Die.

Из этого следует, что технологию СВК необходимо срочно внедрять в производство космической аппаратуры. От заинтересованных ведомств и предприятий требуются определенные усилия и финансовые вложения для достижения конкурентоспособности в стратегической для России космической области.

11.5. Особенности выбора и применения квалифицированных полупроводниковых кристаллов (KGD) для СВК

Космос для КА является экстремальной окружающей средой (радиационные воздействия, большие перепады температур, механические и электрические перегрузки, микрометеоритная опасность и пр.), в которой аппараты должны длитель-

ное время находиться и выполнять все целевые функции, причем возможность ремонта отказавшего элемента (блока) в этих условиях практически исключена.

Как считают специалисты NASA, имеющие длительный опыт применения различного рода ЭКБ в своих системах, создание КА соответствующего уровня качества должно достигаться только путем использования надежной, соответствующим образом сертифицированной ЭКБ. При этом основное внимание должно уделяться **вопросам производства** ЭКБ, а различные виды **отбраковок** должны быть вспомогательным средством.

На рис. 11.8 представлены обобщенные зависимости изменения интенсивности отказов ЭКБ со временем для различных категорий качества приборов – индустриальный, военный и космический.

Отбраковочные испытания на заводах-изготовителях не могут «забраковать» все изделия, имеющие внутренние скрытые дефекты, – пики интенсивностей отказов наблюдаются как раз после проведения этих испытаний, что имеет простое физическое объяснение – температурные и электрические перегрузки микросхем «запускают» ускоренные механизмы их проявления и, конечно, хорошо, что эти отказы «фильтруются» на Земле, а не «просыпаются» в космосе на борту КА. Как видно из рис. 11.8, после соответствующих испытаний по специальным программам в сертификационных центрах интенсивность отказов далее существенно снижается, в силу чего ЭКБ категории Space может обеспечить жизненный цикл РЭА до 20 лет.

Поэтому ведущие космические фирмы при комплектации бортовой РЭА используют в абсолютном большинстве случаев только ЭКБ уровня Space, а только в отдельных специальных случаях применяют ЭКБ, специально разработанную и изготовленную под требования стандартов этого уровня качества или дополнительно отбракованную процедурами типа «upscreening» уровня «military». Но всегда при этом таким изделиям присваивается статус «нестандартные» и ставят эту ЭКБ далеко не в самую ответственную бортовую РЭА.

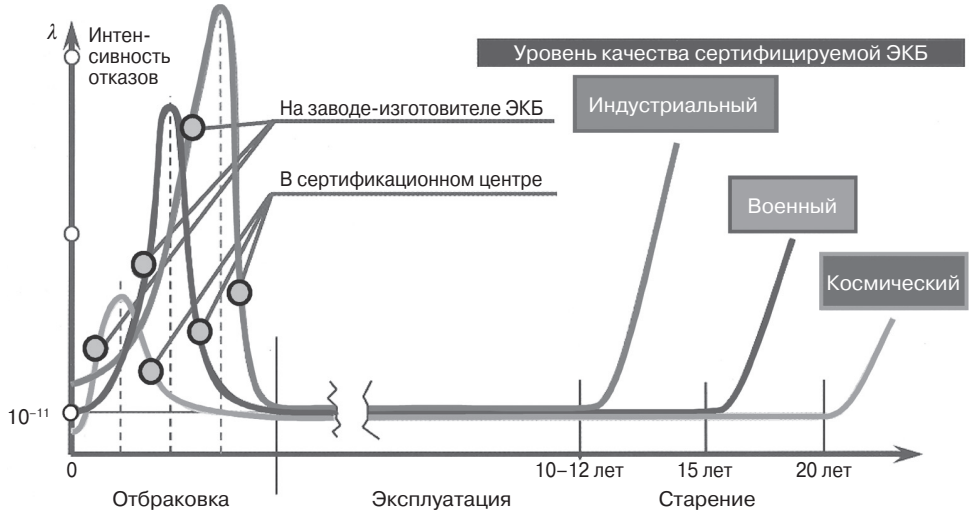


Рис. 11.8. Качество ЭКБ космических систем

Конечно, ЭКБ уровня Space позволяет обеспечить большую избыточность по качеству (в 10–20 раз), что необходимо для обеспечения определенного резерва надежности для противодействия внешним факторам космического пространства, в том числе по радиационной стойкости (100 крад и более), парировать разрушительное действие эффектов, связанных со статическим электричеством. Все это в итоге приводит к снижению общей стоимости затрат по проекту (отсутствие отказов, сбоев, рекламаций).

Радиационная стойкость новых космических систем не может быть обеспечена только классическими пассивными методами (экранированием и защитой с помощью титановых, свинцовых и алюминиевых пластин) – слишком мала активная масса спутника, чтобы защита превосходила ее в несколько раз. Поэтому основу радиационной стойкости составляет специальный подбор полупроводниковых пластин, в том числе «кремний на изоляторе» и «кремний на сапфире». Вторичным эшелоном радиационной защиты является корпус для СВК – керамический или металлокерамический, типа изготовляемого фирмой «Киосера» (Япония). Специалистами проработан комплекс вопросов по выбору архитектуры систем в корпусе, по системным требованиям к ним, по специфике проектирования для космических объектов, включая наноспутники, по сборке систем в корпусе, по их надежности и радиационной стойкости, эффективности, по тестированию.

Рассмотрим особенности работы с закупаемыми за рубежом некорпусированными кристаллами (пластинами), предназначенными для создания на их основе СВК космического применения.

Первым шагом приобретения таких кристаллов высокого проверенного качества (KGD) является выбор потенциального производителя, который проводится либо по методике Jet Propulsion Laboratory – Electronic Parts Engineering Office (для НАСА), либо по методике МО США MIL-STD 1388-1A «Logistic Support Analysis» и IEC 62258 «Semiconductor Die Products: Requirements for Procurements and Use». Выбор сводится к следующим основным процедурам:

- первоначальный выбор производителя на базе предварительных соображений о логистике, технологичности, цене изделия и др.;
- определение конкретного необходимого изделия в выпускаемой номенклатуре производителя;
- ознакомление с технологическими особенностями производства пластин, из которых (или на которых) поставляется изделие;
- ознакомление с известными особенностями проектирования изделия;
- анализ известных параметров системы качества, действующей на предприятии;
- анализ системы обеспечения надежности изделия;
- анализ тестовой среды и технологии тестирования изделия;
- анализ принятой на предприятии системы отбраковки.

В обширном перечне предлагаемых зарубежными изготовителями кристаллов KGD самый большой класс составляют так называемые кристаллы на подложке (COB, chip-on-board). Это бескорпусные кристаллы, которые распаяны (проводами или BGA) на подложке для межсоединений. Обычно они отличаются следующими характеристиками:

– кристалл установлен на подложке (или на микроплате);
– кристалл приклеен к подложке с помощью токопроводящей или изоляционной эпоксидной пасты с соответствующим составом;
– кристалл электрически соединяется с подложкой разваркой траверсов;
– кристалл капсулирован специальным защитным покрытием.

В связи с этим процесс последующей сборки COB достаточно простой и включает всего три базовых шага – закрепление кристалла на подложке, разварка электрических проводов и капсулирование. Одновременно следует отметить, что разварка COB достаточно критичная как к области применения кристалла, так и к компонентам поверхностного монтажа, которые также требуется установить на той же подложке.

Для успешного применения этих изделий потребитель должен хорошо знать и использовать соответствующие стандарты.

В 1993 г. программа МО США DARPA (Defense Advanced Project Agency) поручила разработку первого стандарта по приобретению и распространению KGD-изделий, который теперь является индустриальным стандартом JESD 49 Procurement Standard for Known Good Die.

Этот список KGD стандартов впоследствии был дополнен:
– J-STD-12 Implementation of Flip Chip and Chip Scale technology;
– J-STD-26 Semiconductor Design Standard for Flip Chip Applications;
– J-STD-28 Performance Standard for Construction of Flip Chip Scale Bumps;
– EDR-4703 Quality assuarance guuidelines for bare die including KGD;
– ES 59008 Data requirements for semiconductor die;
– IEC 62258 Semiconductor Die Products: Requirements for Procurements and Use.

Все эти стандарты требуют детального ознакомления, но необходимо обратить особое внимание на два из них. Первый – ES 59008 «Data requirements for semiconductor die» определяет, какие данные о KGD следует предоставлять производителем потребителю для принятия решения по применению выбранного KGD, а именно:
– данные по идентификации продукта;
– технические характеристики продукта; конструктивные параметры кристалла; данные по тестированию, качеству и надежности кристалла;
– требования к условиям работы с кристаллом, его хранению и установке в сборках;
– термодинамические и электрические характеристики кристалла в различных режимах его эксплуатации и в различной окружающей среде в соответствии с техническими условиями его применения.

Второй важный стандарт – IEC 62258 «Semiconductor Die Products: Requirements for Procurements and Use» рассматривает вопросы поставки и применения KGD-изделий следующих типов: пластины, кристаллы, готовые к разварке, кристаллы и пластины с подсистемой межсоединений и частично капсулированные кристаллы. Стандарт определяет минимальные требования к данным, приводимым в сопроводительной документации на поставляемые KGD, а также условия и процедуры по работе, хранению и транспортировке KGD.

Технология сборки и тестирования KGD имеет свои особенности.

Так, кристаллы, применяемые в СВК, могут быть расположены как в планарном монтаже, так и в 3D-сборках на общей подложке. При этом высота таких сборок – весьма критический параметр конструкции СВК. При сборке до 8–10 кристаллов современное технологическое оборудование позволяет выполнять сборку с высотой порядка 1,2 мм, но тенденции миниатюризации требуют уже высоту 1,0–0,8 мм. Это, в свою очередь, ставит ряд ограничений по размерам шариков пайки и петель электропроводов для распайки, по толщине подложки и капсулирующего покрытия. Все кристаллы производятся на пластинах толщиной около 350 мкм. Чтобы реализовать сборку из восьми кристаллов, пластина изначально утончается до 50 мкм. Для этого применяются несколько методов – механическое или химико-механическое полирование, мокрое или сухое травление и плазменная обработка. После такой обработки механическая прочность пластины (и кристалла, в частности) сильно уменьшается, и при дальнейших обработках весьма вероятно появление трещин и зон с внутренними механическими напряжениями. По этой причине тестирование и отбраковка после утончения обязательны. В 3D-компоновках кристаллы могут быть одного или разного размера. Поэтому иногда применяется непосредственная пирамидальная стыковка (при кристаллах разного размера) или стыковка с прокладками (interposer) при кристаллах одного размера. Точность стыковки ухудшается из-за разных коэффициентов адгезии отдельных кристаллов.

Тестирование KGD является частью общего тестирования СВК изделий, что определяет и ряд особенностей при создании тестового подхода [5]. Если тестирование и отбраковка прошли успешно на уровне пластины и/или кристалла на фабрике производителя и соответствующие тестовые данные переданы потребителю, то тестовая технология для собираемого на базе KGD-изделия должна использовать эти данные, а конструкция СВК должна быть тестопригодной с учетом ее функционально-независимых блоков.

Важнейшее значение при разработке и реализации СВК имеет выбор квалифицированных полупроводниковых кристаллов, или known good die (KGD), а также технология их установки в СВК [19]. Монтаж полупроводниковых бескорпусных элементов (bare die-кристаллов) совместно с другими компонентами на общей подложке начался с 1960 г. Эта технология оставалась на исследовательском и экспериментальном уровне вплоть до середины 90-х годов, когда с появлением новых подходов к корпусированию промышленность двинулась к созданию микросистем в корпусе. Сегодня в перечень микроэлектронных изделий, которые поставляются потребителям, входят следующие типы квалифицированных кристаллов [20]:

- бескорпусный кристалл с алюминиевыми или золотыми контактными площадками (сигнальными и питания), готовый к разварке (bondable die);
- бескорпусный кристалл, распаянный на подложке (или микроплате) COB (chip-on-board);
- полупроводниковые пластины (wafer level packaged die) с механической защитой поверхности кристаллов, с встроенными межсоединениями между портами ввода/вывода и площадками питания либо с возможностями модификации этих соединений.

В США к настоящему времени KGD предлагают AMI Semiconductor, Aeroflex, Avago Technology, Infineon Technology, NXP, Intel, Fre- escale, IBM, LSI Logic, Samsung Electronics, Texas Instruments, Analog Devices, Linear Technology, AMD, Catalyst, National Semiconductor, Maxim», Signal Process и др. Проблемы приобретения этих кристаллов отечественными предприятиями связаны с тем, что, во-первых, большинство предлагаемых KGD не соответствуют квалификациям QML Q/V и, во-вторых, коммуникация с их производителями достаточно сложная по ряду причин.

Следует отметить, что в 1995 г. для нужд ВПК США была создана ассоциация производителей KGD Die Product Consortium (DPC), в которую входили большинство указанных производителей. До 1995 г. вся KGD-инфраструктура была связана только с программой DARPA MO США. В 1999 г. появилась программа DPC по расширению рынка многокристальных сборок, а с 2000 г. DPC превратилась в орган стандартизации в области KGD. Дорожная карта DPC построена на двухгодичных циклах. В ней отдельное место занимает практическое развитие технологии СВК. Для этой цели в консорциуме создана SIP Project Team (группа по развитию СВК), в задачи которой входит работа в области методологического и технологического развития СВК, обмен СВК информации между членами консорциума, работа с партнерами вне консорциума в области технологии и рынка и др.

Литература к главе 11

1. Немудров В., Борисов К., Завалин Ю., Корнеев И., Малышев И., Шиллер В. Системы на кристалле и системы в корпусе. Новые возможности для военной техники // Электроника: НТБ. – 2014. – № 1.
2. Быков В.А., Борисов К.Ю., Быков Ан.В., Котов В.В., Шиллер В.А. Технологические комплексы наноэлектроники с использованием систем бесшаблонной литографии // М.: Интеграл, 2013. – № 3(71). – С. 76–82.
3. http://www.mapperlithography.com/technology/mapper-technology
4. http://www.nanonewsnet.ru/blog/nikst/rosnanoinvestiruet-v-bezmasochnuyu-litografiyu-s-razresheniem-do-10-nm#comment-10040
5. Быков В.А., Веревкин Д.В. Многофункциональная система «NANOFAB» как базовый комплекс для проведения прецизионных исследовательских и технологических операций // Нанофизика и наноэлектроника: матер. симпозиума. Н. Новгород. 25–29 марта 2005 г. – С. 206.
6. Агеев О.А., Быков В.А. Технологическое оборудование для создания наносистемной техники // Нанотехнологии. Экология. Производство. 2011. № 5(7).
7. Быков В.А. Кластерное технологическое оборудование для создания элементной базы наноэлектроники // Наноиндустрия. – 2010. – № 6.
8. Быков В.А. Возможности кластерного оборудования для создания и исследования приборов наноэлектроники // Симпозиум «Нанофизика и наноэлектроника 2011». Россия, Нижний Новгород. 14–18 марта 2011 г.
9. Lin B. Future of multiple-e-beam direct-write systems, [8323-1], Proceedings of SPIE, Advanced Lithography 2012, 12–16 February 2012, San Jose, California, USA.
10. Martin L., Manakli S., Bayle S., Belledent J., Soulan S., Wiedemann P., Farah A., Schiavone P. Combined dose and geometry correction (DMG) for low energy multi electron beam lithography (5kV): application to the 16 nm node, [8323-1W], Proceeding of SPIE, Advanced Lithography 2012, 12–16 February 2012, San Jose, California, USA.

11. Урличич Ю.М., Данилин Н.С., Димитров Д.М., Сабиров И.Х. Технология разработки ЭКБ для новых российских космических телекоммуникаций на основе «систем в корпусе» // Петербургский журнал электроники. – 2010. – № 2. – С. 37–42.
12. Бердичевский К.В., Кулик П.В., Никишин Д.В. Высоконадежные электронные компоненты для применения в космических аппаратах // Петербургский журнал электроники. – 2010. – № 2. – С. 43–45.
13. Урличич Ю.М., Данилин Н.С. Проблемы качества и договечности современного космического приборостроения. – М.: МаксПресс, 2003.
14. Урличич Ю.М., Данилин Н.С. Управление качеством космической радиоэлектронной аппаратуры в условиях глобальной открытой экономики. – М.: МаксПресс, 2003.
15. Данилин Н.С. Информационные технологии и сертификация элементной базы новых российских космических телекоммуникаций. – Российская таможенная академия. М., 2000.
16. Данилин Н.С., Димитров Д.М., Сабиров И.Х. Системы в корпусе – магистральный путь развития ЭКБ для авиации и космоса // Вестник электроники. – 2009. – № 2.
17. Данилин Н., Димитров Д., Сабиров И., Белов Д. Динамика космических технологий: микросистемы в корпусе. М.: Современная электроника. – 2011. – № 3. – С. 16–18.
18. Tummala R. Fundamentals of Microsystems Packaging / Georgia Institute of Technology, Atlanta, 1999.
19. Smith L., Tessier T. Stacked Chip-Scale Packages: They are Not Jast for Cell Phones Anymorel / Chip Scale Review, July 2001.
20. Buhlmann P., Truncellito D. The back-end process. Advanced Packaging, March, 2003.

ГЛАВА 12

ПРОБЛЕМЫ ПОЛУЧЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ОТ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПОТОКОВ МИКРОЧАСТИЦ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

12.1. Особенности взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой и их влияние на структуру и свойства

Для разработки одного из средств защиты – новых композиционных материалов от воздействия импульсных высокоэнергетических потоков вещества и излучений необходимо знать механизмы их воздействия, происходящие при этом процессы и характер поражающих факторов.

Известно, что в космическом пространстве находится большое количество космического мусора, микрометеоритов, сгустков микрочастиц космической пыли (КП) и других объектов макро- и микроуровня [1–3]. Плотность КП в околоземном пространстве составляет $3 \cdot 10^{-29}$ кг/м^3. На землю оседает в сутки ~ 400 т пыли. За сутки в атмосфере Земли появляется примерно 90 млн метеоритов, видимых невооруженным глазом, наблюдатель может регистрировать в течение часа около 10 метеоритов [4].

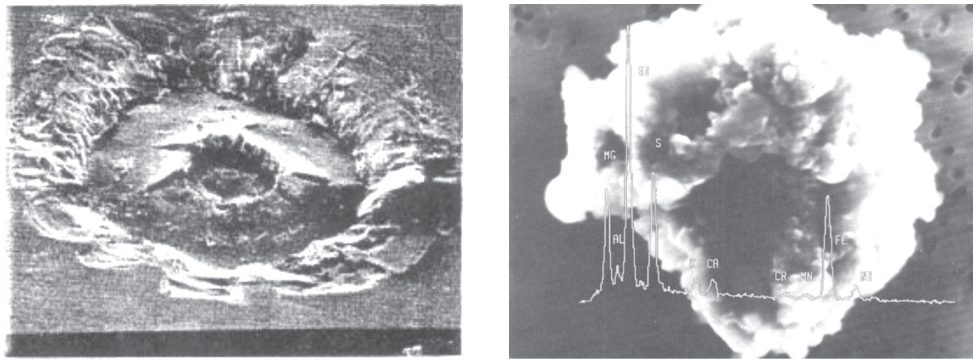
Космическая пыль образуется частицами размером от нескольких до 1000 мкм. Основная масса микрочастиц КП имеет размер от 1 до 100 мкм [4, 5]. Соударения сгустков пылевых микрочастиц с металлическими модулями КА долгое время рассматривались только с позиции эрозии внешней поверхности [6, 7]. Однако по мере накопления информации стало очевидно, что такой подход не соответствует реально протекающим процессам. На проходившем в 2002 году в Галвестоне (штат Техас, США) симпозиуме по гиперскоростным ударам (Hypervelocity Impact Symposium) был представлен доклад об ущербе, который наносят спутникам мелкие частицы КП. Большую часть космического мусора с размером обломков вплоть до 2–3 см отслеживают радарные системы ВВС США. Однако серьезный ущерб спутникам могут нанести и частицы размером < 2 мм, а они слишком малы, чтобы их заметил радар [8, 9].

Отмечено, что микрочастицы КП при ударе о корпус спутника и элементы его конструкции испаряются с образованием плазмы [10]. Эта плазма может индуцировать в электронных системах токи, которые могут нарушить нормальную работу электронных систем КА вплоть до вывода их из строя.

Авторы работ [11–13] считают, что одной из причин отказов электронных систем управления КА являются потоки высокоэнергетических (галактических) ионов. При бомбардировке внешней поверхности искусственных спутников Земли (ИСЗ) потоками микрочастиц КП важное значение имеют три типа взаимодействия:

- проникновение частиц в материал;
- выброс из зоны удара облака испаренных материалов и осколков;
- эмиссия ударной плазмы, представляющая потенциальную опасность для последующего возникновения электрического разряда между заряженными элементами ИСЗ [14].

Анализ состояния солнечных батарей (СБ) космической станции «Мир», космического телескопа Хаббл (США) и других КА показал, что слоистые структуры СБ чувствительны к потокам космической пыли [15–17]. На поверхности СБ образуется кратер (рис. 12.1*а*), выброс плазмы и пара, в слоистой структуре батареи распространяется ударная волна. Микрорентгенспектральным анализом установлен элементный состав частиц космической пыли Si, Fe, C, S (рис. 12.1*б*), что позволило определить выбор микрочастиц для проведения лабораторных экспериментов. Исследование морфологии поверхности элементов СБ ИСЗ (рис. 12.2), находившихся под воздействием ударов микрочастиц космической пыли, проводилось на возвращаемых из космоса элементах ИСЗ, а также при воздействии ускоренных микронных частиц в лабораторных условиях [18, 19–24].

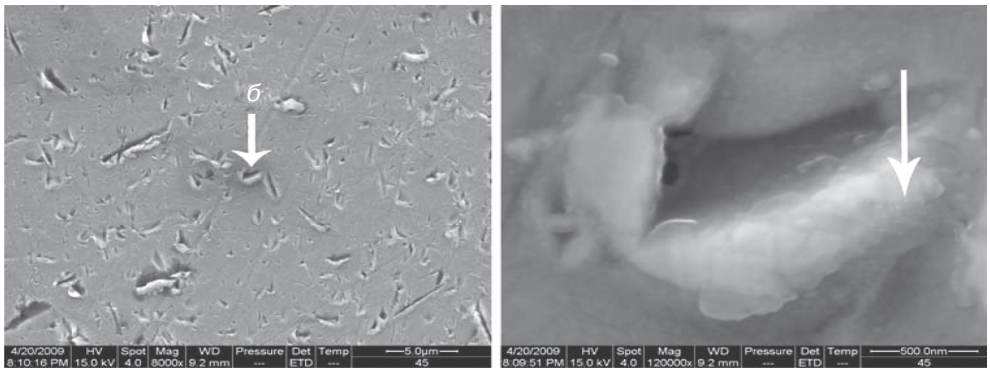


а) *б)*

Рис. 12.1. Микрометеорный кратер на солнечной батарее космического телескопа Хаббл [5, 15]: микрократер размером 0,8 мм (×60) (*а*); микрорентгеноспектральный анализ микрочастицы космичекой пыли (×3000) (*б*)

Таким образом, для КА с длительным сроком существования, космических орбитальных станций [25] и других космических объектов становится актуальной задача защиты конструкций и отдельных их элементов от воздействия потока МЧКП [26–29].

Следствием воздействия потоков микрочастиц (ПМЧ) является образование на поверхности конструкции кратеров, размеры и структура которых зависят как от свойств налетающей частицы, так и от свойств материала преграды [30–32].



а) *б)*

Рис. 12.2. Микрократеры на модельном образце из алюминия после воздействия микрочастиц космической пыли размером < 100 мкм [18, 19]

Для разработки и создания устойчивых к воздействию ПМЧ приборов, устройств и элементов конструкций, а также для прогнозирования их поведения в реальных условиях эксплуатации необходимы комплексные лабораторные исследования и испытания, включающие различные аспекты проблем взаимодействия высокоскоростных частиц микронных размеров с теми или иными материалами и элементами устройств. Полученная информация представляет также интерес для развития ряда направлений новой техники [33–35].

Доказано существование некоторой области взаимодействия микрочастиц с КА, так называемого сверхглубокого проникания, в рамках которого эффективность пробивания микрочастицами металлов на много порядков выше, чем у макротел [36, 37]. По имеющимся данным для околоземных орбит (высота 300–1000 км) плотность потока микрочастиц с размером менее 10 мкм на 2–3 порядка выше плотности потока микрометеоритов.

В связи с этим актуальным является исследование влияния и возможных повреждений конструкций ударами микрочастиц размером < 100 мкм со скоростями порядка 3–5 км/с, которые соответствуют скоростям соударения КА с КП [38].

Повышение надежности работы электронных систем управления в условиях высокоскоростного соударения с потоками микрочастиц, в том числе космической пыли, становится все более актуальным. Проблема связана с отсутствием систематических исследований, экспериментального моделирования и методик тестирования элементов микроэлектроники в условиях, приближенных к космическим [39].

Высокоскоростное соударение (т.е. столкновение двух или более твердых тел [40]) представляет собой специфическую область высокоэнергетического взаимодействия, в которой за последние десятилетия накоплен большой экспериментальный и теоретический материал.

При исследовании соударения ПМЧ с преградой был обнаружен ряд эффектов, сопровождающих этот процесс. Это – эффекты разрушения преграды [41, 42], свечения, ионизации и возникновения вспышки [43–45], кратерообразования, оплавления и внедрения микрочастиц [46–48], а также упрочнения [49, 50]. Кроме

того, обнаружено и зарегистрировано импульсное электромагнитное и ионизирующее излучение [51].

В результате выполненных исследований установлено, что с увеличением скорости частиц выше определенного предела происходит взрывное взаимодействие микрочастиц с преградой, что подтверждается наличием следов оплавления преграды вокруг кратера [47, 49]. Эти результаты свидетельствуют о том, что изменение масштаба соударения может оказать влияние на процесс проникания микрочастиц. В работах [48, 52–54] показана возможность получения кратеров с глубиной, превышающей их диаметр в тысячу раз. Гипотеза механизма проникания частиц изложена в работе [55].

Экспериментальными методами установлена корреляция между глубиной проникания h и размерами частиц d: $h = (10^2–10^4)d$ [55, 56]. Процесс такого проникания микрочастиц реализуется лишь при нагружении металлической преграды потоком высокой плотности ($\rho_i \geq 10^3$ кг/м^3) [57]. Исследования столкновения с преградами одиночных высокоскоростных (> 1 км/с) частиц микронных размеров показали, что процесс проникания на большие глубины не реализуется [56–58].

В работе [55] предполагается, что для проникания микрочастиц в преграду необходимо наличие организованного потока вещества, который можно рассматривать как непрерывный поток частиц, оказывающих многократное ударное действие на поверхность преграды. При исследовании процесса проникания частиц различных размеров в материалы определен верхний критический размер микрочастиц $d_K = 10^{-4}$ м, при превышении которого явления сверхглубокого проникания частиц не наблюдалось [56, 57].

Определено значение давления при соударении потока микрочастиц с преградой, которое составляет около 15 ГПа и выше [56, 57]. Зафиксировано время взаимодействия высокоскоростного дисперсного потока микрочастиц с материалом преграды. Оно составляет $\tau_o \sim(2–7) \cdot 10^{-5}$ с [55]. Плотность проникающих частиц в преграде составляет $10^2–10^3$ шт./мм^2 [58].

12.2. Ускорители для разгона микрочастиц до заданных скоростей

Для экспериментального исследования процессов, реализуемых при высокоскоростном соударении, на первом этапе требуется выбрать соответствующий ускоритель, обеспечивающий разгон микрочастиц определенной массы до заданных скоростей.

Параметры высокоскоростных частиц, достигнутые к настоящему времени в экспериментах [59–62], приведены на рис. 12.3. Все ускорители можно разбить на две основные группы – пушечные и взрывные.

12.2.1. Пушечные ускорители частиц

Наиболее распространенным видом пушечных ускорителей являются двухступенчатые легкогазовые пушки [63]. К настоящему времени современные легкогазовые пушки позволяют получать предельные величины разгоняемых масс и скоро-

стей от 0,04 г и 11 км/с до 2,5 г и 4,7 км/с соответственно. Преимуществом легкогазовых пушек является то, что вес и размер частиц можно легко определить, а скорость разгона поддается точному прогнозу [64]. Однако они обладают и рядом недостатков, в том числе ограничение по скорости до 10 км/с, по размерам и форме разгоняемых в них частиц, а также имеют достаточно высокую стоимость и материалоемкость конструкции.

Для ускорения макрочастиц широко используются также электромагнитные ускорители различных типов [62–66]. В электромагнитных пушках рельсового типа ускорение частиц осуществляется за счет взаимодействия индуцируемых вихревых токов с движущимся магнитным потоком. При дополнительном использовании взрывного сжатия магнитного слоя появляется возможность довести скорость частиц массой 0,01 г до 10 км/с и более [67]. Недостатки связаны с возникновением дугового разряда на контактах, частым разрушением ускоряющих катушек и частиц в процессе ускорения.

Другой разновидностью этого типа являются пушки с применением взрывчатых веществ (ВВ) в виде таблеток, в которые замешаны частицы, что является целесообразным с точки зрения простоты. При взрыве продукты ВВ сгорают почти полностью, а частицы остаются целыми и приобретают скорость 1–5 км/с [68–70]. Недостатками являются большая длина пушечных стволов, а также необходимость использования топлива с очень высокой скоростью горения, что вызывает опасность детонации такого топлива.

Определенный практический интерес представляет и двухкаскадный ускоритель [71], в котором в качестве первого каскада ускорителя используется пушка с легким разгоняющим газом, а второго – коаксиальный ускоритель со «сжимающей» катушкой. Он позволяет достигать скоростей порядка 20 км/с, но является сложным по конструкции и дорогостоящим в изготовлении.

Рис. 12.3. Распределение частиц по скоростям и массам, полученное с помощью различных типов ускорителей [60–63]

12.2.2. Взрывные ускорители частиц

В ускорителях этого типа разгон частиц осуществляется классическим взрывным методом. Существуют взрывные ускорители следующих разновидностей: ускорители с мощными взрывчатыми веществами и кумулятивными зарядами, устройства с плазменным ускорением и электростатические ускорители.

В устройствах с плазменным ускорением разгонять частицы до больших скоростей можно посредством их увлечения высокоскоростным потоком плазмы, путем разряда высоковольтной батареи конденсаторов через проволоку; формируемая при этом плазма ускоряет частицы до высоких скоростей [72].

В электростатическом ускорителе [73] с напряжением 300 кВ частицы диаметром 0,5–1 мкм из алюминия разгоняются до скоростей 2–10 км/с. При более высоком ускоряющем напряжении (1–2 МВ) метод позволяет ускорять частицы до скорости 20–50 км/с. Недостатками ускорителя являются прежде всего его сложность, малая масса метаемых частиц и наличие высоких напряжений, что несколько ограничивает область его применения.

Интерес исследователей также вызывает применение наносекундных и пикосекундных лазеров с большой плотностью энергии для ускорения частиц микронных и субмикронных размеров. Так, в работе [74] с помощью плазмы, образованной в результате взаимодействия лазера с фольгой, 200 мкм частица приобрела скорость 1 км/с. Доказано экспериментально, что ускорителем на основе лазера с большой плотностью энергии можно ускорять частицы размером 4–6 мкм до скоростей ~ 35–37 км/с [75]. Правда, при ускорении частиц с помощью импульсного лазера возникает проблема «зарядки» частиц, что может отражаться на качестве эксперимента [76]. Из анализа известных литературных источников следует, что ни один из описанных выше ускорителей не лишен серьезных недостатков.

Ускорители с применением ВВ отличаются простотой конструкции и дешевизной [77–79] и нашли широкое применение в практике. При их использовании поток микрочастиц формируется при обжатии зарядом ВВ контейнера с частицами порошка. При использовании в качестве контейнера полых цилиндров из бериллия удалось достичь достаточно высокой скорости струи – до 90 км/с [79].

Основой создания ускорителя для проведения экспериментов по моделированию и имитации процессов высокоскоростного соударения космической пыли с КА может быть также устройство, описанное в работе [80]. Оно базируется на схеме взрывного ускорителя с кумулятивной линзой. Однако и этот ускоритель имеет ряд конструктивных несовершенств, после доработки которых он был успешно применен для экспериментальных исследований процессов, имитирующих взаимодействие микрочастиц космической пыли с КА в наземных условиях.

Проникание микрочастиц в преграду сопровождается так называемым микроканалированием материала преграды [81]. Такие каналы можно наблюдать на продольных срезах преграды вдоль движения частицы при металлографических исследованиях [82]. Канал, по которому проходит частица, на всем протяжении оказывается «схлопнувшимся» и имеет искривленный вид. Лишь непосредственно в зоне торможения микрочастицы образуется полость, которая может иметь

различный вид, от формы типа полости от внутреннего взрыва до щели в виде трещины с размерами порядка 1–3 мкм [82].

При соударении происходит взаимодействие материала микрочастиц с преградой из композиционного материала, где в локальных участках реализуются давления, достигающие десятков ГПа [83. Для взрывных ускорителей согласно классической теории [79, 84] детонационная волна состоит из ударного скачка и следующего за ним образования ионизированного состояния продуктов взрыва, типичного для низкотемпературной неидеальной многокомпонентной плазмы [85]. Состояние и поведение такой неидеальной плазмы взрыва исследовалось в ряде работ [86–88].

Характер структурного изменения во многом определяется типом кристаллической решетки материала. Многочисленные исследования металлических и неметаллических преград [89–100] позволили достаточно подробно изучить структурные изменения в материалах при высокоскоростном соударении и проникании микрочастиц в преграду. Однако до сих пор, к сожалению, не установлены общие закономерности структурных изменений, характерных для металлических материалов (армко-железа, стали, меди, алюминия, др.), наблюдаемых при воздействии потоков микрочастиц.

12.3. Анализ радиопоглощающих материалов для защиты от электромагнитного излучения

Воздействие импульсного электромагнитного и ионизирующего излучения, связанное с солнечной активностью, оказывает существенное влияние на работоспособность элементов микроэлектроники, применяемых в КА [101]. Электромагнитное излучение воздействует как на биологические, прежде всего на человека, так и на технические объекты [102–105]. Поэтому во многих практических областях актуальной задачей является защита от ЭМИ различной природы в широком диапазоне частот. Решение данной задачи обеспечивается комплексным подходом, включающим разработку систем защиты, экранирования и поглощения ЭМИ с использованием КМ и конструкций из радиопоглощающих материалов (РПМ) [106, 107].

Различие между РПМ и радиопоглощающими покрытиями (РПП) до некоторой степени условно. Обычно полагают, что первые входят в состав конструкции объекта, а вторые – как правило, наносятся на его поверхности. Способность материала поглощать высокочастотное излучение зависит от его состава и структуры. РПМ и РПП не обеспечивают поглощения излучения любой частоты, напротив, материал определенного состава характеризуется лучшей поглощающей способностью при определенных частотах.

Радиопоглощающие материалы – особый класс *композиционных материалов*, состав и структура которых обеспечивают поглощение электрической энергии (в результате преобразования ее в другие виды энергии, главным образом в тепловую) в широком диапазоне радиоволн. На рис. 12.4 представлена обобщенная схема классификации РПМ.

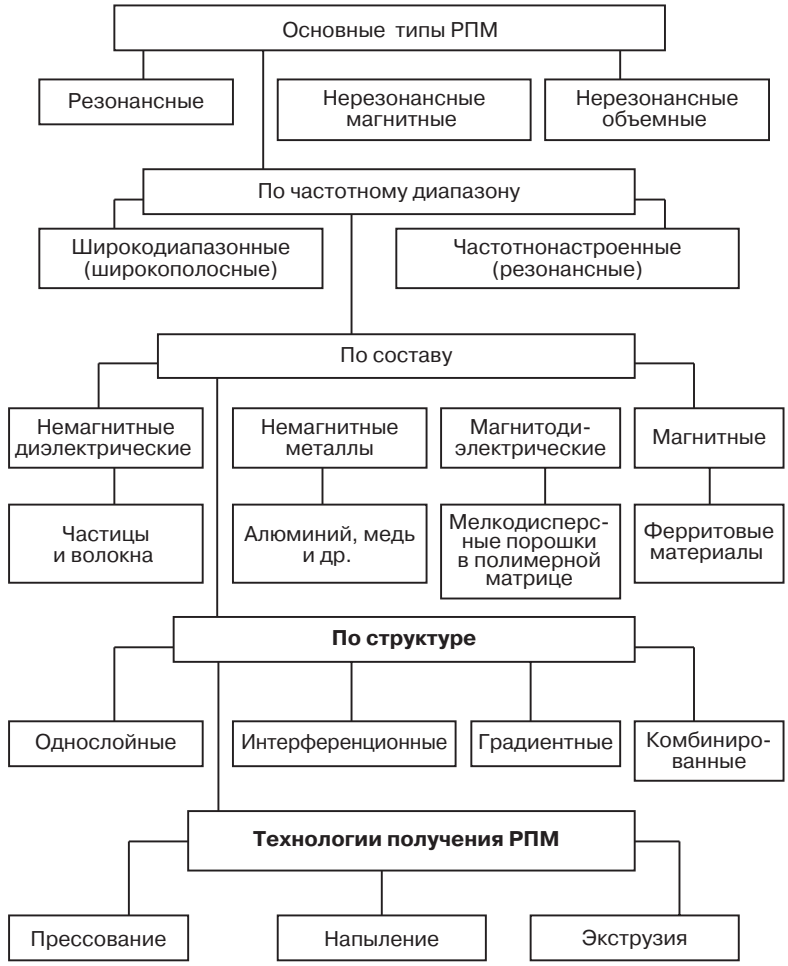


Рис. 12.4. Классификация радиопоглощающих материалов

По составу РПМ классифицируют на немагнитные диэлектрические, в которых в качестве поглощающего наполнителя используются проводящие частицы и волокна на основе модификаций углерода и немагнитных металлов (алюминий, медь), магнитодиэлектрические (порошки железа, никеля, кобальта, ферритов в полимерной матрице) и магнитные (ферритовые) материалы.

В зависимости от частотного диапазона, определяемого обычно коэффициентом отражения электромагнитных волн, РПМ подразделяют на широкодиапазонные и частотнонастроенные, или резонансные.

По структурному признаку различают однослойные, интерференционные, градиентные и комбинированные РПМ.

Однослойные РПМ, имеющие однородную по толщине структуру и обладающие диэлектрическими и магнитными свойствами, являются узкодиапазонными и обеспечивают эффективное поглощение электромагнитного излучения при толщине, равной четверти длины волны.

Интерференционные РПМ представляют собой чередование диэлектрических и проводящих слоев, уменьшение уровня отраженного сигнала достигается за счет противофазного сложения волн, отразившихся от металлической поверхности объекта, диэлектрических прослоек и электропроводящих слоев.

Конструктивно интерференционные радиопоглощающие материалы обычно состоят из подложки и чередующихся диэлектрических и проводящих слоев. В качестве подложки используют металлическую пластину или неметаллический материал с $\varepsilon \geq 100$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta$, близким к 1.

Диэлектрический слой, являющийся связующим, содержит в себе поглотитель (например, оксиды Fe), а проводящий – слой металлизированного волокна.

Градиентные радиопоглощающие материалы характеризуются многослойной структурой, обеспечивающей заданное изменение диэлектрической проницаемости в толщине материала. Наружный слой изготовляют из твердого диэлектрика с диэлектрической проницаемостью ε, близкой к 1 (например, из фенольного пластика, упрочненного кварцевым стекловолокном), последующие – из диэлектриков с более высокой диэлектрической постоянной ε (например, эпоксидной смолы с $\varepsilon = 5$ или той же смолы с наполнителем с $\varepsilon = 25$) и порошка-поглотителя (например, графитовой пыли). Описанная структура способствует минимальному отражению радиоволн от поверхности и увеличению их поглощения по мере проникновения вглубь материала. Разновидность РПМ градиентного типа – материалы с геометрическими неоднородностями, имеющие рельеф поверхности в виде пирамид, конусов, трубок, шипов и т.п., уменьшение коэффициента отражения от которых достигается в результате многократного отражения волны от поверхностных неоднородностей и поглощения энергии при каждом отражении.

Комбинированные РПМ обычно представляют сочетание РПМ всех трех типов.

При изготовлении РПМ применяются традиционные способы технологии получения композиционных материалов – прессование, напыление, экструзия и др., обеспечивающие получение изделий из РПМ заданной конфигурации.

К поглотителям электромагнитных волн устанавливаются специальные требования по таким параметрам, как радиотехнические, конструктивно-технологические и эксплуатационные (максимальное поглощение СВЧ-энергии, минимальное отражение СВЧ-энергии, минимальная масса, минимальные размеры, высокая механическая прочность конструкции, эстетическое восприятие внешнего вида и др.). Совместить все эти требования в одном типе поглотителей электромагнитных волн – задача достаточно трудная.

Анализируя основные типы создания радиопоглощающих материалов, можно сделать вывод о перспективности использования технологии получения КМ для реализации современных как градиентных, так и интерференционных РПМ [108]. Сложный механизм распространения электромагнитных волн и поглощения ЭМИ, а также технологические сложности синтеза материалов с заранее заданными электромагнитными свойствами в широком диапазоне частот обусловили большое разнообразие существующих экранирующих материалов и покрытий [106–111]. В связи с развитием технологии получения КМ, свойства которых могут варьироваться в

широких пределах путем подбора материала связующего и наполнителя, особое внимание уделяется гетерогенным радиопоглощающим средам. Материалы для поглотителей ЭМИ получают методами порошковой металлургии и с использованием технологии композиционных материалов. В качестве исходного сырья применяют неорганические связующие (на основе оксидов алюминия, титана и др.) и органические (смолы, полимеры, пластмассы), в которые вводят наполнители в виде порошков или волокон [112, 113]. Такие материалы обладают высокой эффективностью экранирования и высоким значением коэффициента поглощения ЭМИ [114].

Поглощение электромагнитной энергии происходит за счет диэлектрических магнитных потерь и потерь на проводимость, которые пытаются максимизировать для достижения максимума эффективности экранирования [115].

Для успешного решения комплексной задачи обеспечения эффективной защиты аппаратуры от воздействия ЭМИ необходимо проведение дополнительных теоретических и экспериментальных исследований экранирующих и поглощающих свойств различных материалов, в том числе композиционных отдельных элементов и конструкций из них [116].

12.4. Влияние границ раздела в многослойных защитных материалах на проникающую способность микрочастиц

В конструкциях космических аппаратов широко применяют сплавы алюминия и титана, а корпуса радиоэлектронных приборов этих аппаратов изготавливают из листовой стали или из сплавов алюминия, в последние годы конструкторы все чаще используют КМ.

Одним из факторов, влияющих на процесс проникания микрочастиц в преграду при высокоскоростном соударении, является наличие границ раздела между слоями, что необходимо учитывать при разработке защитных материалов, в том числе многослойных.

Интересные результаты были получены при обработке композиций биметаллических преград типа Fe–Fe, Fe–Cu и Fe–Ti потоками микрочастиц [117]. В частности, был установлен избирательный характер взаимодействия между различными по химическому составу парами «микрочастица – преграда». При воздействии частиц бора на биметалл Fe–Ti со стороны Fe после прохождения области железа основное количество микрочастиц бора было обнаружено вблизи границы раздела, а в слое титана частиц бора не зафиксировано. Эту особенность в работах [118, 119] объясняют влиянием физической границы раздела между разнородными материалами и свойствами титана.

В компактном материале на первом этапе движение микрочастицы определяется исключительно силами инерции и гидродинамического давления. Детальный расчет параметров процесса движения микрочастицы через поверхность раздела двух материалов различной плотности проведен в работах [118, 120]. Показано, что границы раздела в многослойном материале разной плотности могут привес-

ти к существенной потере эффективности проникания микрочастиц. Однако многие теоретические расчеты еще не подтверждены экспериментально – это задача ближайшего времени.

12.5. Многослойные материалы для защиты интегральных микросхем от воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц и электромагнитного излучения

Композиты – многокомпонентные материалы, состоящие из металлической, полимерной, углеродной, керамической или другой связующей основы (матрицы), армированной наполнителями из волокон, нитевидных кристаллов, тонкодисперсных частиц и др. Путем подбора состава и свойств наполнителя и матрицы, их соотношения получают материалы с требуемым сочетанием эксплуатационных и технологических свойств. Использование в многослойной композиции нескольких КМ (гибридные КМ), имеющих различный состав матрицы и наполнителя в каждом слое, значительно расширяет возможности регулирования свойств многослойных КМ [121].

Механические характеристики композита определяются соотношением свойств армирующих элементов и матрицы, а также прочностью связи между ними. Эффективность и работоспособность материала зависят от правильного выбора исходных компонентов и технологии их совмещения, призванной обеспечить прочную связь между компонентами при сохранении их первоначальных характеристик. В результате совмещения элементов наполнителя и матрицы образуется комплекс свойств КМ, не только отражающий исходные характеристики его компонентов, но и включающий свойства, которыми изолированные компоненты не обладают. В частности, наличие границ раздела между армирующими элементами и матрицей существенно повышает трещиностойкость материала, и в композитах, в отличие от металлов, повышение статической прочности приводит не к снижению, а, как правило, к повышению характеристик вязкости разрушения [122, 123]. Матрица в КМ обеспечивает монолитность материала, передачу и распределение напряжений в наполнителе, определяет тепло-, влаго-, огне- и химическую стойкость. В качестве неметаллических матриц используют полимерные, углеродные и керамические материалы. Из полимерных матриц наибольшее распространение получили эпоксидная, фенолоформальдегидная и полиамидная смолы (табл. 12.1) [123, 124].

Приведенные в табл. 12.1 данные свидетельствуют о примерно одинаковых свойствах полимерных смол, применяемых в качестве матричного материала. Интерес представляют эпоксидные смолы, которые обладают простотой технологического применения, низкой усадкой, низким коэффициентом теплопроводности, высокими значениями ударной вязкости и удельного объемного электрического сопротивления, приемлемой стоимостью.

Свойства матрицы определяют прочность композиции при сдвиге и сжатии и сопротивление усталостному разрушению [125, 126].

Таблица 12.1. Свойства отвержденных полимеров для производства композиционных материалов

Свойства	Смолы				
	полиэфирные	фенолформальдегидные	эпоксидные	кремнийорганические	полиимидные
Плотность, кг/м^3	1100–1460	1200–1360	1100–1400	1150–1360	1200–1450
Модуль упругости при растяжении, ГПа	1,5–4,5	1,4–6,8	1,9–5,0	1,5–3,7	3,2–5,5
Прочность при растяжении, МПа	23,5–68,5	22,5–78,3	27,4–140	6,8–34,2	90–95
Относительное удлинение при разрыве, %	0,5–0,6	0,4–0,3	1,2–10,0	0,3–1,5	1,0–4,0
Удельная ударная вязкость, кДж/м^2	2,0–10,7	2,0–11,3	2,9–24,5	2,3–5,4	4,0–12,0
Температурный коэффициент линейного расширения $\times 10^6$, K^{-1}	60–90	60–80	48–80	20–40	50–58
Усадка при отверждении, %	4–15	0,5–7,0	0,5–3,6	2,1–4,3	0,5–2,0
Водопоглощение за 24 ч, %	0,15–0,6	0,15–0,6	0,03–0,3	0,05–0,2	0,01–0,6
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·K)	0,12–0,23	0,23–0,27	0,17–0,21	0,4–0,6	0,35–0,37
Диэлектрическая проницаемость при 106 Гц	4,1–4,5	3,0–5,0	3,2–4,5	2,6–4,2	3,4–3,8
Удельное объемное электрическое сопротивление, Ом·м	10^{13}–$6 \cdot 10^{13}$	10^9–10^{10}	10^{13}–$8 \cdot 10^{14}$	10^{12}–10^{13}	10^{14}–10^{15}
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,022–0,024	0,015–0,035	0,01–0,03	0,001–0,025	0,001–0,005

Наполнение материалов дисперсными частицами приводит к резкому повышению прочности вследствие создания барьеров на пути распространения трещин. Твердые наполнители могут быть минеральными, органическими, керамическими и металлическими. По форме это могут быть мелкодисперсные порошки и волокнистые материалы [170–172]. Свойства некоторых используемых наполнителей представлены в табл. 12.2.

К наполнителям предъявляют ряд общих, а также специальных требований, соответствие которым позволяет придавать полимерным композитам необходимые свойства. К общим требованиям относятся высокая смачиваемость полимерным материалом, низкая стоимость, химическая и термическая стойкость, хорошая диспергируемость в полимере, нетоксичность.

Современные металлополимерные композиционные материалы предназначены для изготовления элементов конструкции летательных аппаратов. КМ представляет собой сочетание чередующихся, адгезионно соединенных слоев органопластика и алюминиевого сплава. Равнопрочный КМ имеет механические свойства на уровне алюминиевого сплава, однако за счет более низкой плотности достигается выигрыш по массе. Кроме того, скорость роста усталостной трещины в таком КМ, по сравнению с алюминиевым сплавом, значительно ниже.

Таблица 12.2. Свойства дисперсных наполнителей

Наименование	Плотность, кг/м³	Твердость по Моосу	Температура, °С	
			плавления	размягчения
Каолин	2600	1	–	1000
Тальк	2800	1	1500	–
Слюда	2800	2,5–3,5	–	1290
Мел	2600–2900	3	–	920
Аэросил	2400	4–6	1400	–
Белая сажа	2200	–	1200	–
Асбест	2700	–	1550	–
Гипс	2300	2	–	550
Технический углерод (сажа)	1800	3	–	–

Алюмостеклопластики (СИАЛы – в России и GLARE – в Западной Европе и США) являются новым перспективным семейством гибридных МКМ, предназначенных для конструкционного использования в основных элементах летательных аппаратов [127, 128].

Однако эти материалы не всегда отвечают некоторым специальным требованиям, которые определяются решаемыми с помощью наполнителя задачами: повышения теплостойкости, электропроводности, создания негорючих материалов, улучшения свойств защитного характера от воздействия ударных волн, электромагнитного и ионизирующего излучений.

12.6. Поглощение и отражение электромагнитного излучения многослойными материалами

Многослойные и композитные среды в зависимости от материалов, из которых они состоят, и условий, в которых находятся, могут как отражать ЭМИ, так и поглощать его. Создание поглощающих материалов (ПМ) с заданными характеристиками, в том числе с малым коэффициентом отражения, возможно только с применением МКМ [129–133].

Наибольшее внимание в настоящее время уделяется созданию широкополосных поглотителей. Методам расчета широкополосных поглотителей и их разработкам посвящено большое количество работ [133–136]. Для улучшения поглощающих свойств и расширения диапазона ПМ используют многослойные, сотовые и ячеистые структуры. В качестве наполнителей часто используют порошковые материалы различной формы [137, 138].

Реакция слоистых структур на электромагнитные излучения зависит от электрических и магнитных параметров, толщины слоев [139, 140]. В последние годы появилось огромное число публикаций по слоисто-периодическим структурам, в которых изучаются новые физические эффекты преломления волн, эффект Вавилова – Черенкова, эффект Доплера, генерация поверхностных электромагнитных волн [141, 142].

В работе [143] предложена методика проектирования многослойных ПМ, которая позволяет выполнить расчет оптимальных широкополосных поглотителей

с учетом частотной дисперсии диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов слоев. При этом необходимо оптимизировать их по толщине [144, 145]. Во многих ПМ в качестве эффективного поглотителя в диэлектрическую матрицу вводят мелкодисперсный порошок металлов или других проводящих материалов. В многослойных поглотителях электропроводность слоев увеличивают от поверхности вглубь поглотителя [139, 140].

В работах [146, 147] отмечается, что в металлодиэлектрической керамике минимальный коэффициент отражения наблюдается при концентрации металла примерно 60%. Однако исследования эпоксидной смолы с добавками металлов [148] показали, что минимальный коэффициент отражения фиксируется и при объемной концентрации металических включений порядка 15–20%.

Если увеличивать число слоев при соответствующем расширении диапазона, то по своим свойствам многослойные поглотители будут близки к поглотителям градиентного типа. В поглотителе градиентного типа используется постепенное изменение от высокого сопротивления и низкой проводимости свободного пространства на внешней поверхности поглотителя до более низкого сопротивления и более высокой проводимости на его задней стороне. Такие поглотители могут обладать более широкой полосой при малой величине коэффициента отражения. Однако они наиболее сложны в изготовлении. Методики расчета градиентных структур приведены в работах [149–151].

К перспективным материалам следует отнести фуллерены, углеродные нанотрубки и порошковые наполнители, расположенные в диэлектрической матрице с различными диэлектрическими свойствами.

В настоящее время в производстве корпусов интегральных микросхем, в том числе применяемых в электронных устройствах КА, на ОАО «Интеграл», где проводился основной объем экспериментальных исследований, широко используют пластмассы. Конечно же, применяемые пластмассы не обладают поглощающими и экранирующими свойствами и не защищают ИМС от электромагнитного и ионизирующего излучения, тем более от проникающих микрочастиц космической пыли. Основой для изготовления пластмасс являются термопластичные полимеры типа полипропилена и полистирола. Такие материалы обладают низкими защитными свойствами и сложны в изготовлении.

На основании всего вышеизложенного можно сформулировать ряд выводов, важных для понимания последующего материала, изложенного в гл. 13–15.

1. Анализ публикаций в зарубежных и отечественных изданиях показал актуальность проведения исследовательских работ по моделированию процессов высокоскоростного соударения потоков микрочастиц с преградами, имитирующих взаимодействие сгустков космической пыли с КА. Для проведения экспериментов соударения потоков микрочастиц с преградой, имитирующих соударение частиц космической пыли с КА в лабораторных условиях, наиболее оптимальным является выбор микрочастиц SiC со средним размером 50–60 мкм.
2. Особый интерес представляет соударение высокоскоростных потоков микрочастиц с КА, сопровождающееся внедрением микрочастиц, ударно-волновыми процессами, импульсным электромагнитным и ионизирующим излучениями.

Основными проблемами на пути изучения этих актуальных вопросов являются отсутствие необходимого специализированного лабораторного оборудования, методик исследования, а также высокая стоимость проведения экспериментов в космосе.

3. В результате анализа работ, посвященных проблемам разработки ускорителей частиц, установлено, что наиболее дешевыми и простыми в изготовлении, отвечающими необходимым условиям для разгона микрочастиц до скоростей не менее 1–3 км/с и проведения экспериментов в лабораторных условиях, адекватно имитирующих процессы соударения потоков космической пыли с КА, являются взрывные ускорители с применением в качестве энергоносителя взрывчатых веществ.
4. Способность поглощать ЭМИ определяется электрическими и магнитными свойствами материалов, прежде всего удельной электропроводностью, диэлектрической и магнитной проницаемостью, с повышением которых эффективность экранирования возрастает.
5. Разработка систем защиты, экранирования и поглощения широкополосного ЭМИ является довольно сложной задачей как с теоретической, так и с практической точки зрения. Перспективными являются многослойные композиционные материалы, свойства слоев которых могут варьироваться в широких пределах путем подбора материала связующего и наполнителя и выбора последовательности их чередования.
6. Наиболее исследованными поглотителями ЭМИ и ЭМВ с малым коэффициентом отражения являются многослойные материалы, которые являются наиболее технологичными и дешевыми.
7. Особенно перспективными защитными материалами следует считать КМ, представляющие собой многослойный композит, в котором каждый слой обеспечивает защиту от конкретного вида воздействия.

Из всего вышеизложенного следует актуальность проведения целого комплекса работ по созданию и освоению в специализированных производствах специальной технологии получения многослойных материалов для защиты интегральных микросхем от воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц, сопровождающегося действием ударной волны, импульсом электромагнитного и ионизирующего излучений, механическим проникание микрочастиц.

Для достижения этой цели коллективам исследователей необходимо было решить следующие первоочередные задачи:

– для реализации процесса, имитирующего воздействие потоков космической пыли на космические аппараты и на системы управления ими, необходимо разработать импульсный высокоэнергетический ускоритель, обеспечивающий разгон потока микрочастиц до скоростей 1000–2000 м/с;
– разработать приборы и методики исследования процесса взаимодействия потоков микрочастиц с материалами, позволяющие определить величину индукции магнитного поля, возникающего при соударении, выявить основные поражающие факторы и разработать многослойные материалы для корпусов интегральных микросхем (ИМС);

– исследовать и разработать многослойные материалы на основе полимерной матрицы и порошковых наполнителей с заданным уровнем защитных свойств от основных поражающих факторов (ударной волны, электромагнитного и ионизирующего излучений, проникания микрочастиц);
– разработать математическую модель процесса проникания потока микрочастиц через границы раздела многослойных материалов и экспериментально исследовать процесс взаимодействия потока микрочастиц с многослойными материалами, определить влияние потока микрочастиц на структуру, фазовый состав, физико-механические и защитные свойства многослойных материалов;
– разработать серийнопригодный технологический процесс получения многослойных материалов для корпусов интегральных микросхем.

В последующих трех главах показаны основные теоретические и практические результаты решения этих первоочередных задач, причем следует отметить весомый вклад именно отечественных исследователей в решение ключевых задач получения многослойных материалов для корпусов ИМС с повышенной степенью защиты от воздействия частиц космической пыли.

Литература к главе 12

1. Перечень приоритетных направлений фундаментальных и прикладных научных исследований Республики Беларусь на 2011–2015 годы (Перечень утвержден постановлением Совета Министров Республики Беларусь от 19 апреля 2010 г. № 585).
2. Микиш А.И., Рыхлова Л.В., Смирнов М.А. Загрязнение космоса // Вестник Российской академии наук. – 2001 – Т. 71. – № 1, С. 26–31.
3. Бочкарев Н.Г. Основы физики межзвездной среды. – М.: Изд-во МГУ, 1991. – 352 с.
4. http://www.nasa.gov/mission_pages/shuttle/shuttlemissions/sts117/news/STS-117-2.html|title=STS117MCCStatusReport#12|publisher=НАСА|author=НАСА
5. Зиновьева Н.Г. и др. Микрократеры на мишенях, экспонированных на околоземной орбите // Космические исследования. – 1990. – Т. 28. – Вып. 1. – С.117–124.
6. Беляков И.Т., Борисов Ю.Д. Технология в космосе. – М.: Машиностроение, 1974. – 292 с.
7. Крошкин М.Г. Физико-технические основы космических исследований. – М.: Машиностроение, 1969. – 288 с.
8. Микиша А.М., Рыхлова Л.В., Смирнов М.А. Загрязнение космоса // Вестник РАН. – 2001. – Т. 71. – № 1. – С. 26–31.
9. Новиков Л.С. Частицы космического мусора в околоземном пространстве и методы их изучения // Инженерная экология. – 1999. – № 4. – С. 10–19.
10. Акишин А.И., Васильев С.С., Вернов С.Н., Николаев В.С., Теплов И.Б. Некоторые вопросы имитации космического корпускулярного излучения // Сб. трудов «Материалы для космических летательных аппаратов». – М.: ВИАМ. – 1964. – С. 9–24.
11. Акишин А.И. и др. Моделирование радиационного воздействия // Модель космического пространства / Под ред. акад. С.Н. Вернова. – Т. 2. – М.: НИИЯФ МГУ, 1966. – С. 9–65.

12. Акишин А.И. и др. Физические основы радиационной деградации полупроводниковых фотопреобразователей // Модель космического пространства / Под ред. акад. С.Н. Вернова. – Т. 2 – М.: НИИЯФ МГУ, 1976. – С. 121–159.
13. Акишин А.И. и др. О некоторых вопросах имитации и моделирования космической радиации в лабораторных условиях // Модель космического пространства / Под ред. акад. С.Н. Вернова. – М.: НИИЯФ МГУ, 1964. – С. 375–409.
14. Акишин А.И., Новиков Л.С. Электризация космических аппаратов. – М.: Знание, Космонавтика, Астрономия, 1986. – С. 64–188.
15. Акишин А.И., Новиков Л.С. Методы имитации воздействия окружающей среды на материалы космических аппаратов. – М.: НИИЯФ. Изд-во МГУ, 1986. – 82 с.
16. Акишин А.И., Новиков Л.С. Физические процессы на поверхности искусственных спутников Земли. – М.: НИИЯФ. Изд-во МГУ, 1987. – 89 с.
17. http://www.energia.ru/rus/news/news-2007/news_06-22-01.htmlРКК «Энергия» Новости
18. Акишин А.И., Теплов И.Б., Цепляев Л.И. Развитие исследований по имитации воздействия космической среды на материалы // Развитие научных исследований по космофизике, ядерной и атомной физике в НИИЯФ МГУ. – М.: Изд-во Моск. ун-та, 1988. – С. 49–70.
19. Акишин А.И., Новиков Л.С. Имитация радиационных эффектов от воздействия космических излучений. – М.: Изд-во Моск. ун-та, 1989. – 87 с.
20. Акишин А.И., Новиков Л.С. Методика и оборудование имитационных испытаний космических материалов . – М.: Изд-во Моск. ун-та, 1990. – 89 с.
21. Акишин А.И., Теплов И.Б. Имитация воздействия космических излучений на материалы // Физика и химия обработки материалов. – 1992. – № 3. – С. 47–57.
22. Акишин А.И. и др. Некоторые вопросы моделирования микрометеоритной эрозии // Модель околоземного космического пространства / Под ред. акад. С.Н. Вернова. – М.: Изд-во МГУ, 1968. – Т. 2. – С. 178–209.
23. Янушкевич В.А. Возможность имитации радиационных повреждений воздействием ударных волн // Физика и химия обработки материалов. – 1978. – № 3. – С. 14–22.
24. Зиновьева Н.Г. и др. Микрократеры на мишенях, экспонированных на околоземной орбите // Космические исследования. – 1990. – Т. 28. – Вып. 1. – С. 117–124.
25. Микиша А.М., Рыхлова Л.В., Смирнов М.А. Загрязнение космоса // Вестник РАН. – 2001. – Т. 71. – № 1. – С. 26–31.
26. Коваль А.Д., Тюрин Ю.А. Космос – земле. – М.: Знание, 1989. – С. 38–43.
27. Новиков Л.С., Романовский Ю.А. Космическая экология: антропогенные воздействия на околоземную среду // Инженерная экология. – 1999. – № 3. – С. 11–21.
28. Редерер Х. Частицы и поля в космической окрестности Земли // Земля и Вселенная. – 1970. – № 4. – С. 12–15.
29. Silvestrov, V.V. Protective Properties of Shields of Ceramic / V.V. Silvestrov, A.V. Plastilin, V.V. Pai, I.V. Yakovlev // Aluminum Composite for Hypervelocity Impact. Combustion Explosion and ShockWaves. – 1999. – 35 (3). – P. 331–337.
30. Григорян С.С. и др. Динамика удара / Под ред. С.С. Григоряна. – М.: Машиностроение, 1985. – 294 с.
31. Высокоскоростные ударные явления / Пер с англ. В.А. Васильева и др.; Под ред. В.Н. Николаева. – М.: Мир, 1973. – 536 с.

32. Калин Б.А., Скоров Д.М., Якушин В.Л. Проблемы выбора материалов для термоядерных реакторов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 184 с.
33. Алхимов А.П., Гулидов А.И., Косарев В.Ф., Нестерович Н.И. Особенности деформирования микрочастиц при ударе о твердую преграду // Прикладная механика и техническая физика. – 2000. – Т. 41. – № 1. – С. 204–210.
34. Алхимов А.П., Клинков С.В., Косарев В.Ф. Экспериментальное исследование деформации и соединения микрочастиц с преградой при высокоскоростном ударе // Прикладная механика и техническая физика. – 2000. – Т. 41. – № 2. – С. 47–53.
35. Джин Б., Роллинд Г. Излучение плазмы, образованной при соударении с гиперзвуковой скоростью // Ракетная техника и космонавтика. – 1970. – Т. 8. – № 10. – С. 18–25.
36. Ульянов, А.А. Метеоритика, метеориты и присутствующие в них минералы / А.А. Ульянов // Соросовский образовательный журнал. – 2001. – № 2. – С. 55–61.
37. Григорян С.С. О природе «сверхглубокого» проникания твердых микрочастиц в твердые материалы // Докл. АН СССР. – 1987. – Т. 292. – № 6. – С. 1319–1323.
38. Горобцов В.Г., Козорезов К.И., Ушеренко С.М. Исследование влияния бомбардировки микрочастицами на структуру стальной мишени // Порошковая металлургия: сб. науч. статей / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1982. – Вып. 6. – С. 19–22.
39. Мержиевский Л.А., Урушкин В.Н. Особенности взаимодействия высокоскоростных частиц с экраном при ударе под углом // ФГВ. – 1980. – Т. 16. – № 5. – С. 81–87.
40. Петров Е.В., Кривченко А.Л., Кирсанов Р.Г. Взаимодействие потока частиц при соударении с преградой // Тез. докл. 4 Всероссийской школы-семинара по структурной макрокинетике, Черноголовка, ИСМАН, 22–25 ноября 2006 года. – С. 38–39.
41. Зукас Д.А. Проникание и пробивание твердых тел // Динамика удара / Под ред. С.С. Григоряна. – М.: Мир, 1985. – С. 110–172.
42. Понд Р., Гласе К. Металлофизические исследования и распределение энергии / Р. Понд К., Гласе // Высокоскоростные ударные явления / Под ред. В.А. Николаевского. – М.: Мир, 1973. – С. 428–467.
43. Воробьев А.А. О процессах разрушения тел при их бомбардировке с большой скоростью // Электронная обработка материалов. – 1969. – № 2. – С. 23–26.
44. Джин Б., Роллинд Г. Излучение плазмы, образованной при соударении с гиперзвуковой скоростью // Ракетная техника и космонавтика. – 1970. – Т. 8. – № 10. – С. 18–25.
45. Hansen, D.O. Mass analysis of ions produced by hyper velocity impac t/ D.O. Hansen // Applied Physics Letters. – 1968. – V. 13. – No. 3f. – P. 89–91.
46. Harrison, E.R. Alternative approach to the problem of producing controlled ther-monuclear power / E.R. Harrison // Physical Review Letter. – 1963. – V. 11. – № 12. – P. 535–537.
47. Фукс О.Р. Явления при ударе // Ракетная техника и космонавтика. – 1963. – Т. 1. – № 9. – С. 141–144.
48. Фадеенко Ю.И. Зависимость размеров кратера от твердости мишени // Прикладная механика и техническая физика. – 1964. – № 5. – С. 118–119.
49. Витман Ф.Ф., Златин Н.А. О процессе соударения деформируемых тел и его моделировании // Журнал технической физики. – 1963. – Т. 33. – Вып. 8. – С. 982–989.

50. Витман Ф.Ф., Степанов В.А. Влияние скорости деформирования на сопротивление деформированию металлов при скоростях удара 10^2–10^3 м/с // Некоторые проблемы прочности твердого тела. М.; Л.: Издательство Академии наук СССР, 1959. – С. 207–221.
51. Титов В.М., Фадеенко Ю.И., Швецов Г.А. Удар тела с высокой скоростью по горным породам // Доклады АН СССР. – 1970. – Т. 191. – Л. 2 – С. 298–300.
52. Златин Н.А. и др. Баллистические установки и их применение в экспериментальных исследованиях / Под общ. ред. Н.А. Златина. – М.: Наука, 1974. – 344 с.
53. Базилевский А.Т., Иванов Б.А. Обзор достижений механики кратерообразования // Механика образования воронок при ударе и взрыве / Под ред. В.А. Николаевского. – М.: Мир, 1977. – С. 178–227.
54. Гэннон Р.Е., Лашло Т.С., Лей К.Е., Уолник С.И. Влияние бомбардировки микрочастицами на оптические свойства металлов // Ракетная техника и космонавтика. – 1965. – Т. 3. – № 11. – С. 148–157.
55. Ушеренко С.М. Условия сверхглубокого проникновения и создание процесса упрочнения инструментальных сталей высокоскоростном потоком порошковых материалов: дис. канд. техн. наук. – Минск, 1983. – 108 с.
56. Горобцов В.Г., Ушеренко С.М., Фурс В.Я. О некоторых эффектах обработки высокоскоростной струей рабочего вещества // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1979. – Вып. 3. – С. 8–12.
57. Горобцов В.Г., Козорезов К.И., Ушеренко С.М. Исследование влияния бомбардировки микрочастицами на структуру стальной мишени // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1982. – Вып. 6. – С. 19–22.
58. Андилевко С.К., Роман О.В., Романов Г.С., Ушеренко С.М. Сверхглубокое проникновение частиц порошка в преграду // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1985. – Вып. 9. – С. 3–13.
59. Степанов В.Г., Шавров И.А. Высокоэнергетические импульсные методы обработки металлов. – Л.: Машиностроение, 1975. – 280 с.
60. Николаевский В.Н. Высокоскоростные ударные явления / Под общ. ред. В.Н. Николаевского. – М.: Мир, 1973. – 534 с.
61. Мержиевский Л.А., Титов Б.П., Фадеенко Ю.И., Швецов Г.А. Высокоскоростное метание твердых тел // Физика горения и взрыва. – 1987. – Т. 23. – № 5. – С. 77–91.
62. Крыса В.К., Евдокимов А.Н., Матухин П.Г. и др. Вакуумные испытательные комплексы для ускорения мелкодисперсных частиц // Тр. Всес. науч.-практич. конф. «Моделирование влияния факторов антропогенного загрязнения околоземного космического пространства на элементы конструкций и систем КА». – Л.: Апрель, 1990. – С. 37–45.
63. Златин Н.А., Красильщиков А.П., Мишин Г.И. и др. Баллистические установки и их применение в экспериментальных исследованиях. – М.: Наука, 1974. – 273 с.
64. Златин Н.А., Пугачев Г.С. Физические представления о процессе разрушения твердого тела при импульсных нагрузках // III Всесоюзный симпозиум по импульсным давлениям. – М. – 1979. – 151 с.
65. Simpson, J.P. Effect of the shuttle contaminant Environment on a sensitive infrared telescope / J.P. Simpson, F.C. Witteborn // Applied optics. – 1997. – V. 16. – № 8. – P. 2051–2073.
66. Баренгольтц Дж.В. Прилипание частиц к поверхности в вакууме // Аэрокосмическая техника. – 1989. – № 1.– С. 100–109.

67. Швецов Г.А., Анисимов А.Г., Титов В.М. Рельсотронные ускорители макрочастиц // Докл. на IV междунар. конф. по генерации мегагауссных магнитных полей и родственным экспериментам. – США. – Санта-Фе. – 17 июля 1986 г. – С. 311–530.
68. Scully, C.N. Symp. Hypervelosyty Impact 7th / C.N. Scully [et al.]; Tampa, Florida. – NOV. – 1964. – P. 123.
69. Carlson R.E. Conf. AJAA Structure and Materials / R.E. Carlson, J.A. Fager // 6th, Palm. Springs. California. – Apr., 1965. – P. 93–95.
70. Frichtemcht, J.P. A Hypervelocity microparticle linear accelerator / J. P. Frichtemcht // Nuclear instruments and methods. – 1976. – V. 28. – P. 70–78.
71. Игенберс И.Б., Джекс Д.В., Шрайвер И.Л. Новый двухкаскадный ускоритель для исследования удара при гиперскоростях // Ракетная техника и космонавтика. – 1975. – Т. 13. – № 8. – С. 73–81.
72. Семкин Н.Д. Исследование характеристик конденсаторного датчика для регистрации твердых частиц с помощью импульсного лазера // Известия вузов СССР. Сер. Приборостроение. – 1986. – Т. XXIX. – № 8. – С. 60–64.
73. Семкин Н.Д. Исследование характеристик пылевых частиц с помощью электростатического ускорителя / Рос. акад. наук, Деп. в ВИНИТИ. – № 6709-В87. – 1987. – 48 с.
74. Семкин Н.Д. Регистрация высокоскоростных потоков пылевых частиц // Тр. Всесоюз. науч.-практич. конф. «Моделирование влияния факторов антропогенного загрязнения околоземного космического пространства на элементы конструкций и систем КА». – Л.: Апрель, 1990. – С. 31–36.
75. Семкин Н.Д., Воронов К.Е., Кондрашов В.Н. Исследование характеристик ионизационно-конденсаторного преобразователя пылевых частиц, полученных с помощью импульсного лазера / Рос. акад. наук, Препринт ТРИНИТИ № 0040-А. – ЦНИИ Атом-информ. – 1998. – 45 с.
76. Крыса В.К., Евдокимов А.Н., Матухин П.Г. и др. Вакуумные испытательные комплексы для ускорения мелкодисперсных частиц // Тр. Всесоюз. науч.-практич. конф. «Моделирование влияния факторов антропогенного загрязнения околоземного космического пространства на элементы конструкций и систем КА». – Л.: Апрель, 1990. – С. 37–45.
77. Титов В.М., Фадеенко Ю.И., Титова Н.С. Разгон твердых частиц кумулятивным взрывом // Доклады АН СССР. – 1968. – Т. 180. – Вып. 5. – С. 1051–1053.
78. Лобанов В.Ф., Фадеенко Ю.И. Кумуляция продуктов детонации полого цилиндрического заряда // Физика горения и взрыва. – 1974. – Т. 10. – № 1. – С. 119–124.
79. Баум Ф.А., Орленко Л.П., Станюкович К.П. и др. Физика взрыва. – М.: Наука, 1975. – С. 423–432.
80. Ушеренко С.М., Фурс В.Я. Исследование влияния высоких давлений, создаваемых в локальных зонах, на состояние металлического тела // Влияние высоких давлений на свойства материалов: материалы IV-Y республиканских семинаров / Киев. – 1983. – С. 165–167.
81. Козорезов А.К., Козорезов К.И., Миркин Л.И. Структурные эффекты при сверхглубоком проникании частиц в металлы // ФХОМ. – 1990. – № 2 – С. 51–55.
82. Бекренев А.Н., Кирсанов Р.Г., Кривченко А.Л. Исследование структуры и свойств углеродистых сталей после сверхглубокого проникания высокоскоростных частиц // Физика прочности и пластичности металлов и сплавов: Тез. докл. XIV межд. конф., 27–30 июня 1995 г. – Самара. – С. 445.

83. Зворыкин Л.О., Ушеренко С.М. Структурные особенности стали 45 после взаимодействия с высокоскоростными потоками порошков борида ниобия и силицида молибдена // Металлофизика. – 1993. – Т. 15. – № 1. – С. 92–95.
84. Грязнов И.М. и др. Насыщение стали углеродом под действием ударных волн // ДАН СССР. – 1970. – Т. 194. – № 1. – С. 70–72.
85. Козорезов К.И. и др. Насыщение поверхности металлов соединениями и твердыми растворами, синтезированными в ударной волне // ДАН СССР. – 1973. – Т. 210. – № 5. – С. 1067–1070.
86. Антипенко А.Г., Дремин А.Н., Якушев В.В. О зоне электропроводности при детонации конденсированных взрывчатых веществ // ДАН СССР. – 1975. – Т. 225. – № 5. – С. 1086–1088.
87. Зубков П.И., Янковский Б.Д. К электронному механизму проводимости продуктов детонации конденсированных взрывчатых вещест // Тезисы 15 Международной конференции «Уравнения состояния вещества». – Терскол, 2000. – С. 109–111.
88. Викторов С.Б., Губин С.А., Маклашова И.В., Ревякин И.И. Методика термодинамических расчетов параметров состояния и химического состава неидеальной плазмы продуктов взрыва конденсированных взрывчатых веществ // Сб. научных трудов «Физика экстремальных состояний вещества». – Эльбрус. – 2002. – С. 86–88.
89. Ноздрин В.Ф., Ушеренко С.М., Губенко С.И. О механизме упрочнения металлов при сверхглубоком проникании высокоскоростных частиц // ФХОМ. – 1991. – № 6. – С. 19–24.
90. Бекренев А.Н., Киреев В.П., Маеров Г.Р., Ушеренко С.М. О проникновении микрочастиц при взрывном легировании порошковыми материалами // Физ. прочн. и пластичности металлов и сплавов, 28 июня – 2 июля 1992 г. – Самара. – С. 280.
91. Aleksentseva, S.E. On Wave Phenomena in the Process of Superdeep Penetration of Particles / S.E. Aleksentseva, A.M. Bekrenev, A.L. Krivohenko // Shock Waves in Condensed Matter: Proc. of Int.Conf. – St. Petersburg; Russia, July 18–22 1994. – P. 25.
92. Горобцов В.Г., Козорезов К.И., Ушеренко С.М. Исследование влияния бомбардировки микрочастицами на структуру стальной мишени // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1982. – Вып. 6. – С. 19–22.
93. Ворошнин Л.Г., Горобцов В.Г., Шилкин В.А. Упрочнение быстрорежущей стали Р6М5 при динамическом микролегировании и термической обработке // ДАН БССР. – Т. 29. – № 1. – С. 57–58.
94. Кириленко Ю.Н. Получение, структура и свойства износостойких тугоплавких покрытий, синтезированных в ударно-сжатой плазме на титановых сплавах: дис. канд. техн. наук. Куйбышев, 1985. – 184 с.
95. Andilevko, S.K. Some Results of the Experimental Investigations of the Super-Deep Penetration / S.K. Andilevko, V.A. Shilkin, S.M. Usherenko // Shock Waves in Condensed Matter.: Proc. of Int. Conf. – St. Petersburg, Russia. – July 18–22, 1994. – P. 25.
96. Новиков С.А. и др. Упругопластические свойства ряда металлов при взрывном нагружении // ФММ. – Т. 21. – Вып. 3. – С. 452–460.
97. Алексенцева С.Е., Кривченко А.Л. Исследование физических свойств сплава алюминия после обработки потоком высокоскоростных частиц. – Самара, 1996. – 6 с. – Депонировано в ВИНИТИ 12.04.96. № 1192-896.
98. Бекренев А.Н., Наумов Л.А. Искусственное старение алюминиевых сплавов после высокоскоростного деформирования // Металлофизика. – 1981. – Т. 3. – № 2. – С. 113–116.

99. Mogilevsky, M.A. Mechanisms of deformation under shock loading / M.A. Mogilevsky // Physics Reports, 1983. – V. 97. – № 6. – P. 357.
100. Алексенцева С.Е., Кривченко А.Л. Особенности процесса обработки титана потоком порошковых частиц. – Самара, 1997. – 7 с. – Депонированно в ВИНИТИ 19.06.97. № 2024-В97.
101. Сафонов А.А. и др. Разработка системы пропитки электромагнитного композиционного экрана с интегрированными элементами // Сб. науч. тр. «Электромагнитная совместимость и проектирование электронных средств» / Под ред. Л.Н. Кечиева. – М.: МИЭМ, 2010. – С. 93–99.
102. Маркин А.В. Безопасность излучений от средств электронно-вычислительной техники: домыслы и реальность // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 12. – С. 102–124.
103. Andersson T. The Electrical Properties of Ultrathin Gold Films During and After Their Growth on Glass / T. Andersson // J. Phys. D.: Appl. Phys. – 1976. – Vol. 9. – P. 973–985.
104. Харвей А.Ф. Техника сверхвысоких частот. – М.: Советское радио, 1965. – 783 с.
105. Свифт Х. Механика соударения со сверхвысокими скоростями // Динамика удара. – М., 1986. – С. 173–197.
106. Герасимов В.А., Владиславский В.С. Комплексная автоматизация и защита информации // Зарубежная радиоэлектроника. – 1975. – № 2 . – С. 49–63.
107. Крылов В.А., Юченкова Т.В. Защита от электромагнитных излучений. – М.: Советское радио, 1972. – 216 с.
108. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. – М.: Наука, 1982. – 164 с.
109. Chen Chu, X. Calculation of Average Electron Mean Free Path for Metallic Thin Films / X. Chen Chu // J. Mat. Sci. Let. – 1987. – Vol. 6. – P. 232–234.
110. Gillham, E.J. A Study of Transparent Highly Con-ducting Gold Films / E.J. Gillham [et. al.]. Phil. Mag. – 1955. – Vol. 46. – P. 1051–1068.
111. Chopra, K.L. The Influence of a Superimposed Film on the Electrical Conductivity of Thin Metal Films / K.L. Chopra, M.R. Randlett // J. Appl. Phys. – 1967. – Vol. 38. – P. 3144–3147.
112. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств / Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 351 с.
113. Коварский А.В., Онищенко Л.А., Филатов В.Н. Радиотехнические характеристики композиционных материалов в СВЧ-диапазоне // Дифракция и распространение электромагнитных и акустических волн. – Московский ФТИ. – М., 1992. – С. 126–128.
114. Шнейдерман Я.А. Радиопоглощающие материалы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1975. – № 2. – С. 93–113.
115. Алимин Б.Ф. Современные разработки поглотителей электромагнитных волн и радиопоглощающих материалов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 2. – С. 75–82.
116. Алимин Б.Ф., Торгованов В.А. Методы расчета поглотителей электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника. – 1976. – № 3. – С. 29–57.
117. Климов Ю.А. и др. Электрофизика слоистых структур // Тез. докл. конференций, серия 6 «Материалы». – М.: ЦНИИ «Электроника», 1988. – Вып. 5 (281). – С. 50–52.
118. Андилевко С.К. и др. Сверхглубокое проникание частиц порошка в металлическую преграду в условиях переменного по ее толщине поля давлений // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 1987. – Вып. 11. – С. 6–11.

119. Andilevko, S.K. Specific features of mass transfer of discrete microparticles in the process of metallic target treatment with a powder flux / S.K. Andilevko, V.A. Shilkin, S.M. Usherenko and G.S. Romanov // Int. I.Heat Mass Transfer. – 1993. – Vol. 36, № 4. – P.1113–1124.
120. Андилевко С.К. Перемещение ударника в металле / С.К. Андилевко, Е.Н. Сай, Г.С. Романов, С.М. Ушеренко // ФГВ. – 1988. – № 5. – С. 110–113.
121. Whites, K. Wave Computation of Constitutive Parameters for Lossless Composite Chiral Materials / K. Whites, W. Full // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1995.Vol. 43, № 4. P. 376–384.
122. Чернявский С.А., Пыльников В.К., Тимофеев А.Н. Теория и практика технологий производства изделий из композиционных материалов и новых металлических сплавов // 21 век. Тр. межд. конф. – М., 2002. – С. 145–151.
123. Жигун И.П., Поляков В.А. Свойства пространственно-армированных пластиков. – Рига: Зинатне, 1978. – 215 с.
124. Бухаров С.В. Карбонизующиеся связующие и углеродные материалы на основе металлорганических комплексов // Конструкции из композиционных материалов. – 2000. – № 1. – С. 43–49.
125. Трыков Ю.П., Шморгун В.Г., Гуревич Л.М. Деформация слоистых композитов. – Волгоград: ВолГТУ, 2001. – 242 с.
126. Иванов В.В., Алещенко В.И. Технологические особенности керметов Cu_2O-Cu, полученных восстановлением // Перспективные материалы. – 2000. – № 2. – С. 49–56.
127. Берлин А.А., Вольфсон С.А., Ошмян В.Г., Ениколопов Н.С. Принципы создания композиционных полимерных материалов. – М.: Химия, 1990. – 238 с.
128. Батаев А.А., Батаев В.А. Композиционные материалы: строение, получение, применение: учебник. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2002. – 384 с.
129. Шнейдерман Я.А. Новые радиопоглощающие материалы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1969. – № 6. – С. 101–124.
130. Harmut, H.F. Antennas and Waveguides for Nonsinusoidal Waves / H.F. Harmut. – 1984. – 276 p.
131. Liu Ji-Chyun. EqualRipple Responses for Designing a Salisbury Screen / L. Ji-Chyun, B. Sheau-Shong, L. Po-Chiang // Int. J. Electron. – 1994. – Vol. 76. – № 2. – P. 329–337.
132. Китайцев А.А., Колединцева М.Ю., Шинков А.А. Применение однослойных и многослойных композиционных гиромагнитных толстых пленок для фильтрации СВЧ колебаний // Материалы 7-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 1997. – С. 127–128.
133. Bruno, A. Reflection and Transmission for Planar-Layered Anisotropic Structures / A. Bruno, U. Piergiorgio // Radio Sci. – 1991. – Vol. 26. – № 2. – P. 517–522.
134. Островский О.С., Сорока А.С., Шматько А.А. Оптимизация широкополосных неотражающих многослойных покрытий // Материалы конференции «СВЧ-техника и спутниковый прием». – Севастополь, 1994. – С. 125–127.
135. Титов А.Н. К синтезу сверхширокополосного радиопоглощающего слоя // Автоматизир. проектир. устройств СВЧ. – Московский ин-т радиотехники, электроники и автоматики, 1991. – С. 110–119.
136. Bohren, Craig F. Microwave-Absorbing Chiral Composites: Chirality Essential or Accidental / Bohren Craig F. [et al.]; Appl. Opt. J. – 1992. – Vol. 31. – № 30. – P. 6403–6407.
137. Наполнители для полимерных композиционных материалов: справочное пособие / Пер. с англ. под ред. П.Г. Бабаевского. – М.: Химия, 1981. – 736 с.
138. Полимерные смеси: В 2 т. / Под ред. Д. Пола и С. Ньюмена. – М.: Мир, 1981. – Т. 1 – 550 с.; Т. 2 – 453 с.

139. Пономаренко В.И., Мировицкий Д.И., Журавлев С.И. Радиопоглощающая структура с резистивно-емкостной пленкой // Радиотехника и электроника. – 1994. – Т. 39. – № 7. – С. 1078–1080.
140. Казанский В.Б. и др. Слоистые структуры на металлической подложке // Материалы конференции. «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых волн». Харьков, 1994. – С. 91–94.
141. Liao, S.Y. Light Transmittance and RF Shielding Effectivenessof a Gold Film on a Glass Substrate / S.Y. Liao // IEEETrans. EMC. – 1975. – Vol. 14. – P. 211–216.
142. Liao, S.Y. RF Shielding Effectiveness and Lighttransmittanceof Copper or Silver Film Coating on ФІП ФИП PSE. – 2003. – Т. 1. – № 2. – Vol. 1. – No. 2. Plastic Substrate // IEEE Trans. EMC. – 1976. – Vol. EMC-18. – № 4. – P. 148–153.
143. Воротницкий Ю.И. Оптимальное проектирование многослойных поглотителей электромагнитных волн // Болг. физ. ж. – 1987. – Т. 14. – № 4. – С. 378–385.
144. Алимин Б.Ф. Методы расчета поглотителей электромагнитных волн. Часть II // Зарубежная радиоэлектроника. – 1976. – № 8. – С. 60–80.
145. Bruno A. Reflection and Transmissionfor Planar-Layered Anisotropic Structures / A. Bruno, U. Piergiorgio // RadioSci. – 1991. – Vol. 26. – № 2. – P. 517–522.
146. Mikhailovsky, L.K. Composite Gyromagnetic Materials on the Base of High-Anisotropic Ferromagnetics for Electronic Techniques Production / L.K. Mikhailovsky, A.A. Kitaitsev, V.P. Cheparin [et al.] // Proc. of ICMF 94. – Gyulechitsa, Bulgaria. – 1994. – P. 142–148.
147. Алимин Б.Ф. Техника расчета отражения и рассеяния от поглотителей электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – № 3. – С. 128–151.
148. Pichard, A. Alternative Analytical Forms of the Fuchs-Sondheimer Function / A. Pichard [et. al.]; J. Mat. Sci. – 1985. – Vol. 20. – P. 4185–4201.
149. Ковалева Т.Ю., Безъязыкова Т.Г., Шафпанский В.С. Магнитодиэлектрики для СВЧ-поглощающих экранов // Радиоэлектроника и связь. – 1991. – № 2. – С.84–86.
150. Lekner, J. Nonreflecting Stratifications // Can. J. Phys. – 1990. – V. 68. – № 9. – P. 738–748.
151. Гребенюк Ю.И., Островский О.С., Сорока А.С. Аппроксимация градиентнонеоднородного магнитодиэлектрика в задачах моделирования волноводных устройств // Конференция и выставка «СВЧ-техника и спутниковый прием». Материалы конференции. – Севастополь, 1992. – С. 535–540.
152. Беккерт М., Клемм Х. Способы металлографического травления / Пер. с нем. – М.: Металлургия. – 1988. – 399 с.
153. Беккерт М., Клемм Х. Справочник по металлографическому травлению / Пер. с нем. – Лейпциг, 1976. – М.: Металлургия. – 1979. – 336 с.
154. Хрушов М.М. Новое в области испытаний на микротвердость / Ред. М.М. Хрушов и др. – М.: Наука, 1974. – 272 с.
155. Уманский Я.С., Скаков Ю.А., Иванов А.Н., Расторгуев Л.Н. Кристаллография, рентгенография и электронная микроскопия. – М.: Металлургия, 1982. – 632 с.
156. Горелик С.С., Расторгуев Л.Н., Скаков Ю.А. Рентгенографический и электронно-оптический анализ. – М.: Металлургия, 1971. – 366 с.
157. Васильев Д.М. Дифракционные методы исследования структур. – М.: Металлургия, 1977. – 247 с.
158. Кривоглаз М.А. Диффузное рассеяние рентгеновских лучей и нейтронов на флуктуационных неоднородностях в неидеальных кристаллах. – Киев: Наукова думка, 1984. – 288 с.

159. Белоцерковский, О.М., Давыдов Ю.М. Метод крупных частиц в газовой динамике. – М.: Вычислительный эксперимент, 1982. – С. 62–68.
160. Белоцерковский О.М. Численное моделирование в механике сплошных сред. – М.: Наука, 1984. – 210 с.
161. Романов Г.С., Урбан В.В. Газодинамический расчет взрывного плазменного генератор // ДАН БССР. 1979. – Т. 23. – № 8. – С. 705–708.
162. Романов Г.С., Станкевич Ю.А. Расчет нестационарных осесимметричных плазменных факелов в режиме световой детонации // ДАН БССР. 1977. – Т. 21. – № 6. С. 503–506.
163. Куропатенко В.Ф. Численные методы механики сплошной среды // Доклады Академии наук СССР, 1977. – Т. 8. – № 6. – С. 68–71.
164. Тареев Б.М. Физика диэлектрических материалов. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
165. Гефле О.С., Лебедев С.М., Ткаченко С.Н. Применение метода диэлектрической спектроскопии для контроля состояния полимерных диэлектриков в электрическом поле // Известия томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. – № 2. – С. 114–117.
166. Гилев С.Д., Трубачев А.М. Электропроводность продуктов детонации тротила // Труды международной конференции 3-и Харитоновские научные чтения. – Саров, 2002. – С. 59–64.
167. Кирко В.И. Воздействие высокоскоростной плазмы полученной с помощью взрывного источника на внутреннюю поверхность полости канала // ФГВ. – 1978. – № 6. – С. 97–101.
168. Эпштейн Г.Н. Строение металлов, деформированных взрывом. – М.: Металлургия, 1988. – 280 с.
169. Meyers, M.A. Acta Material / M.A. Meyers, F. Gregori, B.K. Kad [et. al.]; 2004. – V. 51. – № 5. – P. 1211.
170. Беляев А.И., Бочвар О.С., Буйнов Н.Н. и др. Алюминиевые сплавы. Металловедение алюминия и его сплавов. Справочник. – М.: Металлургия, 1983. – 279 с.
171. Гуль В.Е. Основы переработки пластмасс. – М.: Химия, 1985. – 148 с.
172. Симонов-Емельянов И.Д. Наполнители полимерных материалов. – М.:МДНТП им. Ф.Э. Дзержинского, 1977. – С. 19.
173. Симонов-Емельянов И.Д. и др. Наполнители полимерных материалов. – М.: МДНТП им. Ф.Э. Дзержинского. – 1983. – С. 147.
174. Власов С.В., Кандырин Л.Б., Кулезнев В.Н. и др. Основы технологии переработки пластмасс: учебник для вузов. – Чебоксары: ГУП ИПК Чувашия, 2004. – 596 с.
175. Машков Ю.К., Овчар З.Н., Байбарицкая М.Ю., Мамаев О.А. Полимерные композиционные материалы в триботехнике. – М.: ООО «Недра»-Бизнесцентр», 2004. – 262 с.
176. Наполнители для полимерных композиционных материалов / Пер. с англ. под ред. Г.С. Каца и Д.В. Милевски. – М.: Химия, 1981. – 145 с.
177. Бунаков В.А., Головкин Г.С., Машинская Г.П. и др. Армированные пластики / Под ред. Г.С. Головкина, В.С. Семенова. – М.: изд-во МАИ, 1997. – 404 с.
178. Тарнопольский Ю.М., Жигун И.Г., Поляков В.А. Пространственно-армированные композиционные материалы: справочник. – М.: Машиностроение, 1987. – 223 с.
179. Симонов-Емельянов И.Д., Кулезнев В.Н. Основы создания композиционных материалов: учебное пособие. – М.: МИХМ, 1986. – 173 с.

180. Микитаев А.К., Козлов Г.В., Заиков Г.Е. Полимерные нанокомпозиты. Многообразие структурных форм и приложений. – М.: Наука, 2009. – 278 с.
181. Соломатов В.И. Развитие полиструктурной теории композиционных материалов // Материалы юбилейной конференции. – М.: МИИТ, 2001. – С. 56–66.
182. Хандогина Е.Н., Владимиров Д.Н. Экранирование электромагнитных волн // Конфидент. – М., 1999. – № 6. – С. 35–39.

ГЛАВА 13

МЕТОДИКИ И ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПОТОКОВ МИКРОЧАСТИЦ С МАТЕРИАЛАМИ

13.1. Выбор материалов для исследований

Для исследования процессов взаимодействия потоков микрочастиц с преградой из различных материалов (рис. 13.1) в качестве микрочастиц использовали порошки SiC и Al_2O_3 размером 50–100 мкм (рис. 13.1*а*, *б*, *г*), которые близки по своему составу и размерам к реальным частицам космической пыли.

В качестве объектов исследований, которые необходимо защитить от воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц и других факторов космического пространства, авторы в основном использовали интегральные микросхемы двух видов: в металлическом и пластмассовом корпусе (АС 10). Они же выполняли роль тестовых объектов и детекторов (рис. 13.2 – 3) [1].

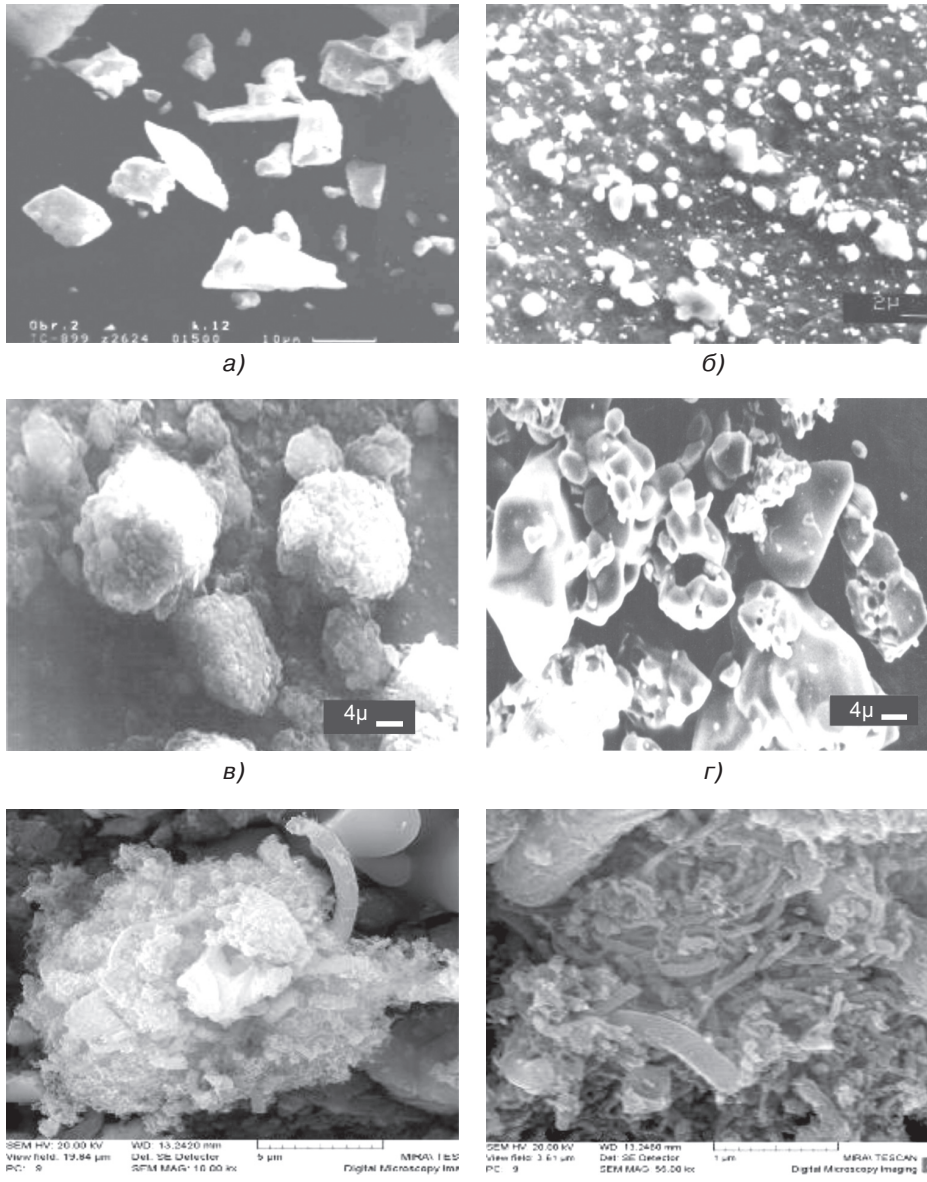
Преградой в этих экспериментах служили стенки испытательных контейнеров цилиндрической формы, изготовленные из конструкционных сталей 10 и 40, а также из алюминия и его сплавов (рис. 13.2 – 2), имитировавшие корпусную часть КА, внутрь которых помещали ИМС. Материалы контейнера также исследовались на предмет их поражения высокоскоростными потоками микрочастиц. Выбор этих материалов обусловлен тем, что их широко применяют в конструкциях КА и в космической микроэлектронике. Конструкционные стали 10 и 40 различаются содержанием перлита и феррита, их выбор преследовал цель – по изменениям микроструктуры выявить степень деформации и определить общий характер дефектообразования, вызванного ударно-волновым нагружением и прониканием микрочастиц.

На основании литературного анализа и с учетом собственного опыта исследований в качестве защитных слоев были выбраны многослойные материалы на основе полимерной матрицы и порошковых наполнителей.

В качестве этих наполнителей использовали нанопорошки фуллерена C_{60} с размерами частиц 40–500 нм, углеродные нанотрубки (рис. 13.1*д*, *е*), порошки Al_2O_3, SiO_2 (рис. 13.1*б*, *г*) размером 1–10 мкм, фольги из аморфного материала $Fe_{40}Ni_{40}B_{14}P_6$, в качестве полимерной матрицы использовали эпоксидную смолу ЭД-20.

С учетом анализа литературных данных и результатов предварительных исследований выявлены четыре основных поражающих фактора, действующих при столкновении ПМЧ с преградой, а именно: проникающие микрочастицы, ударная волна, электромагнитное и ионизирующее излучение, что позволило обо-

снованно определить основные компоненты композиционного материала и принципы конструирования многослойных защитных материалов, в которых каждый слой выполняет свою определенную защитную функцию.



а) *б)* *в)* *г)* *д)* *е)*

Рис. 13.1. Морфология порошков, использованных в ускорителе и в качестве наполнителей при изготовлении слоев ММ: микрочастицы SiC (*а*); микрочастицы SiO_2 (*б*); микрочастицы Al_2O_3, размером 5–20 мкм (*в*); микрочастицы порошка Al_2O_3, размером 1–10 мкм (*г*); фуллерен C_{60} (*д*); углеродные нанотрубки (УНТ) (*е*)

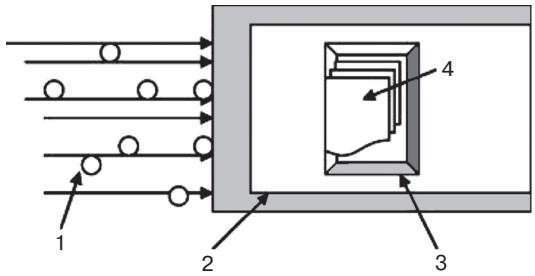


Рис. 13.2. Схема эксперимента: 1 – поток микрочастиц; 2 – контейнер; 3 – микросхема; 4 – многослойный материал

Механические свойства композита определяются соотношением свойств наполнителя и матрицы, а также прочностью связи между ними [1]. В частности, наличие границ раздела между наполнителем и матрицей существенно увеличивает трещиностойкость материала, ведет к повышению характеристик вязкости разрушения [2].

Путем подбора состава и свойств наполнителя и матрицы (связующего), их соотношения, распределения наполнителя были получены материалы с требуемым сочетанием эксплуатационных и технологических свойств. Рассмотрим их более подробно.

Матричный материал

Матрица в композиционных материалах обеспечивает монолитность материала, передачу и распределение напряжения в наполнителе. В качестве неметаллических матриц, которые нашли широкое применение, используют полимерные, углеродные и керамические материалы. Из полимерных матриц наибольшее распространение получили смолы: эпоксидная, фенолоформальдегидная и полиамидная. Достоинствами эпоксидных смол являются их достаточно высокие механические свойства: модуль упругости при растяжении – 1,9–5,0 ГПа, прочность при растяжении – 27,4–140 МПа, удельная ударная вязкость – 2,9–24,5 кДж/м^2; химическая стойкость, высокие диэлектрические свойства после отверждения: диэлектрическая проницаемость при 1 МГц – 3,2–4,5; удельное объемное электрическое сопротивление – $1 \cdot 10^{13}$–$8 \cdot 10^{14}$ Ом·м, тангенс угла диэлектрических потерь – 0,01–0,03; малая усадка – 0,5–3,6%; прекрасная адгезия к металлам, стеклу и ряду других материалов.

Проведенный анализ [1–4] показал, что при примерно одинаковых свойствах полимерных смол, применяемых в качестве матричного материала, выбор эпоксидной смолы обоснован доступностью, простотой технологического применения, низкой усадкой, низким коэффициентом теплопроводности, высокими ударной вязкостью и удельным объемным электрическим сопротивлением. В качестве матрицы была использована эпоксидная смола ЭД-20.

Наполнители

Наполнители воспринимают основную долю нагрузки композиционных материалов. Высокая прочность достигается при размере частиц 10–500 нм при среднем расстоянии между ними 100–500 нм и равномерном распределении их в матрице. Чем выше прочность и модуль упругости наполнителя, тем выше прочность и жесткость композиционного материала. На основании анализа литературных дан-

ных в качестве наполнителей выбраны: порошок корунда Al_2O_3 с размером микрочастиц 1–10 мкм, обладающий низким коэффициентом температурного расширения $8 \cdot 10^{-6}$ K^{-1}, высокой диэлектрической проницаемостью при частоте 1ГГц и удельным объемным электрическим сопротивлением при 373 К – 10^{12} Ом·м; нанопоршки фуллерена C_{60} и углеродных нанотрубок, имеющих высокие поглощающие свойства электромагнитного и ионизирующего излучения; аморфная лента из $Fe_{40}Ni_{40}P_{14}B_6$, обладающая высокими экранирующими свойствами от воздействия электромагнитного излучения, порошок SiO_2 с размером микрочастиц 1–10 мкм, имеющий высокие прочностные, диэлектрические свойства и совместимость с материалами микроэлектроники.

Хорошо известно, что негладкая (рифленая, гофрированная, покрытая мелкими конусами, игольчатая) внешняя поверхность поглотителя уменьшает коэффициент отражения электромагнитного излучении [5]. В качестве такой поверхности применена аморфная лента из $Fe_{40}Ni_{40}P_{14}B_6$ с нанесенным детонационным способом покрытием из SiO_2. Применение рифленых поверхностей на внутренних слоях многослойного поглотителя позволяет расширить рабочий диапазон частот, поскольку в этом случае появляется возможность одновременной реализации поглощения, дифракции и интерференции электромагнитной волны.

Для исследования взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с материалами и их влияния на изменение микроструктуры и свойств, деградацию ИМС, наряду с известными методами оптической, сканирующей и просвечивающей электронной микроскопии и методик подготовки образцов к структурному исследованию, а также испытания их механических свойств, использовали также разработанные автором устройства и методики [6–10], в том числе комплексную методику испытаний и тестирования ИМС [11–14], включающую:

- методику динамических испытаний;
- методику регистрации электромагнитного и ионизирующего излучения [15–17];
- методику исследования структуры и свойств материалов до и после воздействия высокоскоростного потока микрочастиц [11, 18–22];
- методику по измерению индукции электромагнитного излучения в реальных условиях динамического нагружения твердых тел высокоскоростными потоками микрочастиц [8, 15, 23].

13.2. Методика и оборудование для ускорения микрочастиц

Для разгона потоков микрочастиц до скоростей порядка 1–3 км/с применяли взрывные ускорители, основанные на кумуляции энергии взрывчатых веществ (ВВ). Выбор взрывного ускорителя осуществлен на основании проведенного анализа ускорителей. В разработанной схеме кумулятивного разгона частиц в качестве взрывчатого вещества использовали насыпной аммонит марки 6ЖВ. Стандартные характеристики для насыпного аммонита приведены в табл. 13.1, где d – диаметр заряда ВВ, ρ – насыпная плотность ВВ, v – скорость детонации, Q – удельная энергия взрыва, P – детонационное давление [24].

Таблица 13.1. Характеристики насыпного заряда аммонита

Вещество	*d*, мм	*ρ*, кг/м³	*v*, км/с	*Q*, кДж/кг	*P*, ГПа
Аммонит	50	1000	4,8	4310,2	10–12

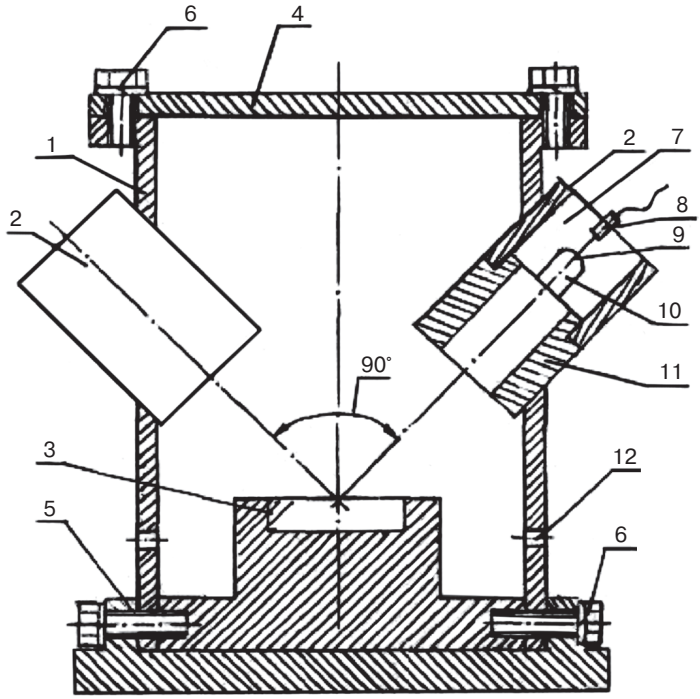


Рис. 13.3. Схема устройства для разгона микрочастиц с двумя ускорителями: 1 – камера; 2 – взрывные ускорители; 3 – предметный стол; 4 – крышка камеры; 5 – днище камеры; 6 – элементы крепления; 7 – взрывчатое вещество; 8 – детонатор; 9 – кумулятивная воронка; 10 – микрочастицы; 11 – регулирующая опора; 12 – отверстие для выхода газообразных продуктов взрыва

При ускорении микрочастиц с использованием энергии заряда ВВ часть энергии переходит в кинетическую энергию микрочастиц, обеспечивая необходимую скорость разгона. Для разгона ПМЧ и проведения исследований разработана специальная камера с двумя ускорителями, схема которой приведена на рис. 13.3.

Стандартное устройство (патенты РБ № 3847 и 5393) для обработки поверхности материалов (рис. 13.3) содержит: взрывную камеру 1, два ускорителя 2, предметный стол 3. Взрывная камера имеет верхнюю крышку 4, днище 5 и элементы крепления 6. Взрывная камера 1 представляет собой толстостенный металлический цилиндр, в который под углом 45° по отношению к предметному столу 3 и 90° относительно друг друга встроены взрывные ускорители 2, которые состоят из металлического корпуса, где размещаются взрывчатое вещество 7, детонатор 8 и полимерная кумулятивная цилиндрическая воронка 9, являющаяся контейнером для микрочастиц 10. Ускоритель крепится на регулирующей опоре 11, регулиру-

ющая опора 11 обеспечивает фокусировку и распределение потока вещества. Предметный стол 3 служит для размещения и крепления деталей. Верхняя крышка 4 с помощью болтов закрывает камеру сверху, массивное днище 5 закрывает камеру 1 снизу и служит для крепления корпуса к опоре. Камера 1 имеет отверстия 12 для выхода продуктов взрыва.

Устройство работает следующим образом. Для разгона потока микрочастиц до скоростей порядка 1–3 км/с используется кумуляция энергии взрыва и воздействие ударных волн от зарядов взрывчатых веществ, формируемых взрывными ускорителями 2, установленными в стенке взрывной камеры 1. При подрыве детонатора 8 срабатывает заряд ВВ 7, происходит концентрация энергии на кумулятивной воронке 9. Под воздействием высокой температуры полимерный материал кумулятивной воронки частично сгорает и разлагается на газообразные продукты, которые частично ионизируются, увлекаются потоком микрочастиц и оказывают воздействие на поверхность преграды, увеличивая ее энергетический потенциал. Стенки контейнера 9 сжимают ускоряемое вещество 10, которое под действием импульса давления переходит в кумулятивную струю. Сформировавшаяся кумулятивная струя через регулирующую опору 11 фокусируется и направляется на предметный стол 3, где находится обрабатываемый материал или деталь. Газообразные продукты, не участвующие в процессе, через отверстия 12 выходят наружу.

Наличие двух ускорителей, направленных под углом друг к другу, позволяет производить обработку материала в широком диапазоне операций: от нанесения покрытий на поверхность при минимальном ее повреждении до легирования материала микрочастицами порошка, обеспечивая их проникание в объем, а также проведение экспериментов по испытанию ИМС.

Установку использовали при получении ММ корпусов ИМС для нанесения упрочняющего и отражающего слоя на металлическую фольгу. Формирование струи потока микрочастиц зависит от геометрии кумулятивной линзы (КЛ).

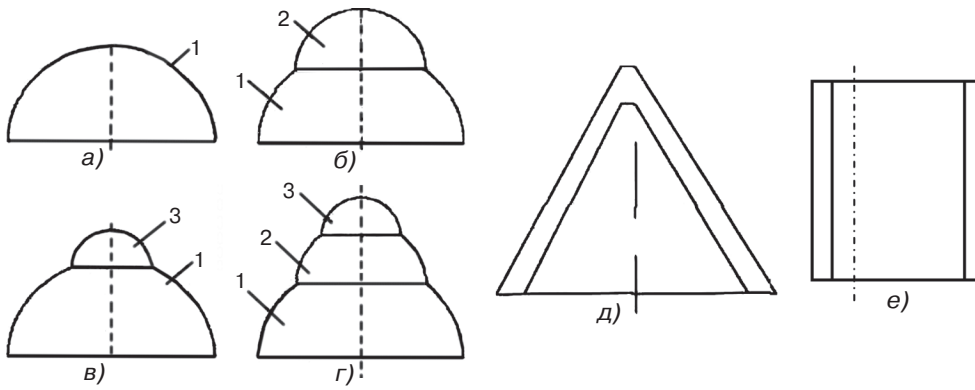


Рис. 13.4. Формы кумулятивных линз: полусферический профиль (*а*); две состыкованные полусферы АВ (*б*), две состыкованные полусферы АС (*в*); три состыкованные полусферы АВС: 1 – полусфера А, 2 – полусфера В, 3 – полусфера С (*г*); конический и цилиндрический профили соответственно (*д*, *е*)

На рис. 13.4 приведены варианты КЛ различной геометрической формы, использованных при отработке режимов разгона микрочастиц и проведении экспериментов. Максимальную равномерность обеспечивает вариант АВС (рис. 13.4). Облицовка по геометрии приближается к параболе, у которой углы обжатия постоянны. Было установлено, что для обработки поверхности деталей с минимальным повреждением и испытания ИМС наиболее применимы кумулятивные линзы из полимерного материала цилиндрической формы с полусферическим верхом.

13.3. Методика измерений электромагнитного излучения, возникающего при взаимодействии микрочастиц с преградой

13.3.1. Применение эффекта Холла в исследовании магнитодинамических процессов

В основу методики регистрации электромагнитного излучения положен эффект Холла [23]. Эффект Холла заключается в том, что в проводнике с током, помещенном в магнитное поле, возникают электродвижущие силы (э.д.с.).

Причины возникновения э.д.с. Холла заключаются в изменении траектории движения электронов и дырок в полупроводнике вследствие действия силы Лоренца при наличии внешнего магнитного поля.

Она действует перпендикулярно к направлениям скорости носителей заряда и магнитной индукции B. Сила Лоренца:

$$F = g\,[V \times B],$$

где g – заряд носителей, для электрона ($-e$), дырки ($+e$), а V – их скорости.

Напряженность поля H и э.д.с. U в эффекте Холла можно выразить формулами

$$H = R_x B_n j, \tag{13.1}$$

$$U = R_x B_n I/d, \tag{13.2}$$

где d – толщина образца; I – полная сила тока; R_x – коэффициент Холла; B_n – проекция величины магнитной индукции на плоскость, перпендикулярную пластине Холла.

Важным параметром для расчетов и измерений физических величин является коэффициент Холла, который изменяется при изменении внешних параметров, воздействующих на полупроводниковый материал датчиков.

Для промежуточных полей коэффициент Холла можно представить в виде

$$R_x = \frac{(p - nb^2) + b^2\mu_p^2 B^2 (p - n) I}{(bn + p)^2 + b^2\mu_p^2 B^2 (p - n)^2 e}, \tag{13.3}$$

где $b = \mu_n/\mu_p$.

Это выражение справедливо для случая, когда время жизни (релаксации) носителей постоянно и не зависит от их скорости. Коэффициент Холла обращается в нуль при

$$p = \frac{nb^2(1+\mu_p^2 B^2)}{1+b^2\mu_p^2 B^2}. \qquad (13.4)$$

Коэффициент Холла может зависеть и от таких внешних факторов, как давление, уровень радиационных воздействий и пр. Но наиболее эффективно влияющими на R_x факторами являются температура среды и магнитные поля.

13.4. Методика измерения и принцип расчета э.д.с. магнитного поля

Измерения составляющих вектора индукции магнитного поля B, т.е. B_x, B_y, B_z, в декартовой системе координат X, Y, Z осуществляли с использованием трех преобразователей (датчиков) Холла, размещенных в трех взаимно перпендикулярных плоскостях, нормаль к которым проходит по осям X, Y, Z соответственно. Датчики размещены в центре защитной коробки в форме куба (рис. 13.5) в соответствии с указанными осями *X, Y, Z* [23].

В блоке датчиков Холла применены первичные магниточувствительные элементы Холла со следующими параметрами:

1. Температурный коэффициент э.д.с. Холла — не более 0,02%;
2. Температурный коэффициент электросопротивления — не более 0,03% $К^{-1}$;
3. Входное (выходное) сопротивление датчиков Холла — не более 8 Ом;
4. Магнитная чувствительность — не мене 290 мВ/мТл;
5. Ток питания датчиков Холла — 30 мА;
6. Габариты датчиков Холла — не превышают $0{,}3 \times 1{,}2 \times 70$ мм;
7. Размеры кристаллов — $0{,}5 \times 0{,}5 \times 0{,}15$ мм;
8. Концентрация носителей заряда (электронов) — $1{,}4 \cdot 10^{17}$ $см^{-3}$;
9. Подвижность носителей заряда — 2 $м^2В^{-1}с^{-1}$.

Чувствительность преобразователя Холла Υ к магнитному полю B в режиме изменения э.д.с. Холла описывается соотношением [23]

$$\Upsilon = U_x/B = R_x Id^{-1} = I(end)^{-1} = (Pb\mu/lden)^{1/2}, \qquad (13.5)$$

где U_x – напряжение Холла на выходе датчика; B – величина индукции магнитного поля (одна из составляющих B_x, B_y, B_z, направленная по нормали к соответствующему датчику); P – мощность, рассеиваемая на ПХ; $R_x = -1/en$ – коэффициент Холла; n и μ – концентрация и подвижность электронов соответственно; b, l и d – ширина, длина и толщина пленки; I – ток питания преобразователя; $-e$ – заряд электрона.

Составляющие вектора индукции магнитного поля B определяли из измерений э.д.с. датчиками Холла по каждому каналу соответственно [25]:

$$B_x = U_x / \Upsilon_1;$$
$$B_y = U_y / \Upsilon_2; \quad (13.6)$$
$$B_z = U_z / \Upsilon_3,$$

где Υ_1, Υ_2, Υ_3 – магнитные чувствительности датчиков Холла, измеренные при постоянном магнитном поле (в статике наиболее точные измерения).

Датчики Холла выбирались (разбраковывались) из партии с близкими характеристиками по магнитной чувствительности, разброс которой не превышал ±1%. Для блока датчиков Холла были выбраны следующие номиналы:

$$\Upsilon_1 = \Upsilon_2 = \Upsilon_3 = (300 \pm 3) \text{ мкВ/мТл}. \quad (13.7)$$

Сигналы по каждому из каналов *X*, *Y*, *Z* подаются на первый каскад соответствующего усилителя с коэффициентами усиления Υ_x, Υ_y, Υ_z, определяемыми отношением R_5/R_2; R_{13}/R_{10}; R_{21}/R_{18} усилителя соответственно. Отношения резисторов подбирались с точностью ±2%.

$$\Upsilon_x = \Upsilon_y = \Upsilon_z = (10 \pm 0{,}2). \quad (13.8)$$

Далее сигналы по каждому из каналов *X*, *Y*, *Z* подаются на второй каскад соответствующего усилителя с коэффициентами усиления Υ^*_x, Υ^*_y, Υ^*_z, определяемыми соотношениями:

$$\Upsilon^*_x = R_8(R_6 R_7 / R_7 + R_6)^{-1};$$
$$\Upsilon^*_y = R_{16}(R_{15}R_{14}/R_{14} + R_{15})^{-1}; \quad (13.9)$$
$$\Upsilon^*_z = R_{24}(R_{23} R_{22}/R_{23} + R_{22})^{-1}.$$

Отношения резисторов подбирались с точностью ±2%.

$$\Upsilon^*_x = \Upsilon^*_y = \Upsilon^*_z = (9{,}43 \pm 0{,}2). \quad (13.10)$$

Сигналы с выхода усилителя каналов *X*, *Y*, *Z* подаются на соответствующие входы плат АЦП системного блока компьютера. Чувствительности прибора к индукции магнитного поля на входе платы АЦП получаются по каждому каналу перемножением выражений (13.7), (13.8), (13.10):

$$V = V_x = V_y = V_z = \Upsilon_1 \Upsilon_x \Upsilon_x^* = \Upsilon_2 \Upsilon_y \Upsilon_y^* = \Upsilon_3 \Upsilon_z \Upsilon_z^* =$$
$$= (28{,}3 \pm 1{,}4) \text{ мВ/мТл}. \quad (13.11)$$

Если в момент времени *t* на экране монитора э.д.с. по каналам *X*, *Y*, *Z* равны U_x, U_y, U_z соответственно в [мВ], то соответствующие составляющие вектора магнитной индукции определяются в [мТл] по формулам:

$$B_x = U_x^*/V;$$
$$B_y = U_y^*/V; \quad (13.12)$$
$$B_z = U_z^*/V.$$

Относительная погрешность измерения не превышает ±5%.

Модуль вектора магнитной индукции рассчитывается по формуле

$$B = (B_x^2 + B_y^2 + B_z^2)^{1/2} = \{(U_x^{*2} + U_y^{*2} + U_z^{*2})^{1/2}\}/V. \quad (13.13)$$

Относительная погрешность, вызванная отклонением размещения оси (например) X от заданного направления на угол β, вычисляется по формуле

$$\Delta x = \{B_x - B_x \cos(\beta)\}/B_x = 1 - \cos(\beta). \quad (13.14)$$

Расчетная относительная погрешность, выраженная в процентах от верхнего предела измерений (±2 В) при изменениях температуры окружающего воздуха на каждые 10 °С по сравнению с комнатной, не должна превышать ±0,75%.

Материалы, применяемые для изготовления интегральных микросхем, и сами микросхемы КА, работающие в сложных условиях, подвергаются воздействию высокоскоростных потоков микрочастиц (космической пыли) электромагнитного и ионизирующего излучения. Проведение испытаний в космосе, которые позволяют однозначно определить свойства новых материалов, их защитную способность и влияние перечисленных выше факторов на функциональные характеристики интегральных микросхем, – процесс очень длительный и дорогостоящий. Проблемы с проведением натурных испытаний послужили причиной создания установок, приборов и методики испытаний (тестирования ИМС), которые позволили в лабораторных условиях оценить и выбрать материалы, пригодные для их эксплуатации в системах и элементах КА.

Исследовательские работы последних лет, проводимые в белорусском институте порошковой металлургии, позволили создать установку (рис. 13.5), имитирующую условия взаимодействия потоков микрочастиц с КА, и прибор для регистрации ЭМИ, сопровождающего процесс [8, 25].

Рис. 13.5. Блок датчиков Холла

Блок-схема устройства измерения индукции переменного магнитного поля представлена на рис. 13.6.

Устройство для регистрации и измерения индукции переменного магнитного поля, приведенное на рис. 13.7 (патенты РБ № 9111 и 11572), состоит из блока 1 первичных преобразователей (ПП), датчиков Холла в количестве трех штук, размещенных в трех взаимно перпендикулярных плоскостях X, Y, Z, в герметичном

ненамагничиваемом корпусе. Выходы преобразователей соединены с блоком усиления выходных сигналов первичных преобразователей 2. Это блок, содержащий четыре двухкаскадных широкополосных усилителя, питающихся от аккумуляторного блока питания 3, через разветвительную коробку 4, которая связывает блок коммутации 5 с платами АЦП, системным блоком 6 с выходом на монитор 7 и управлением мышкой 8 и с клавиатуры 9 программой запуска. Питание устройства осуществляется от сети через блок питания (БП) 10.

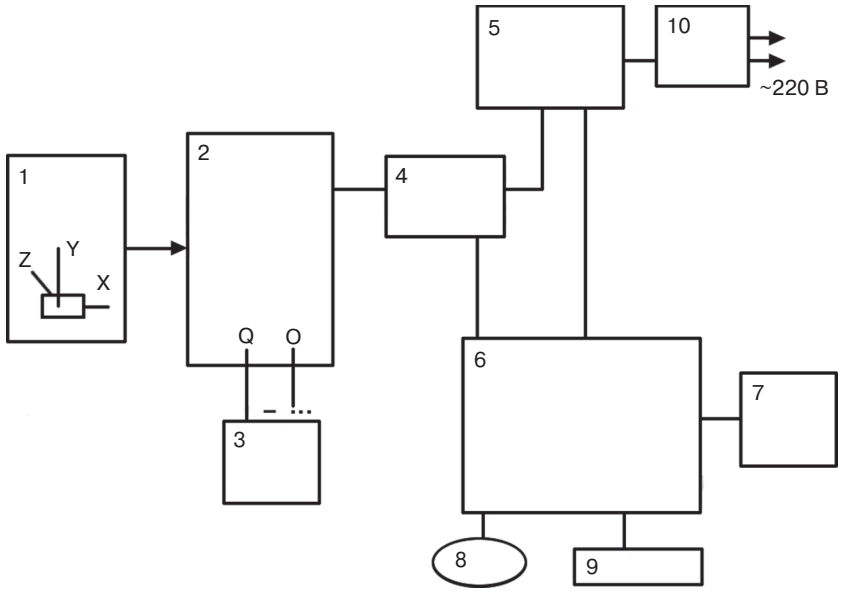


Рис. 13.6. Блок-схема устройства для измерения индукции переменного магнитного поля: 1 – блок датчиков Холла; 2 – блок усиления первичных преобразователей; 3 – блок питания датчиков; 4 – разветвительная коробка; 5 – блок коммутации; 6 – системный блок; 7 – монитор; 8 – мышка; 9 – клавиатура; 10 – блок от сети

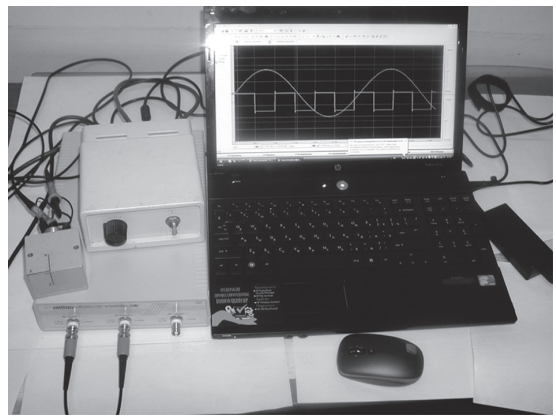


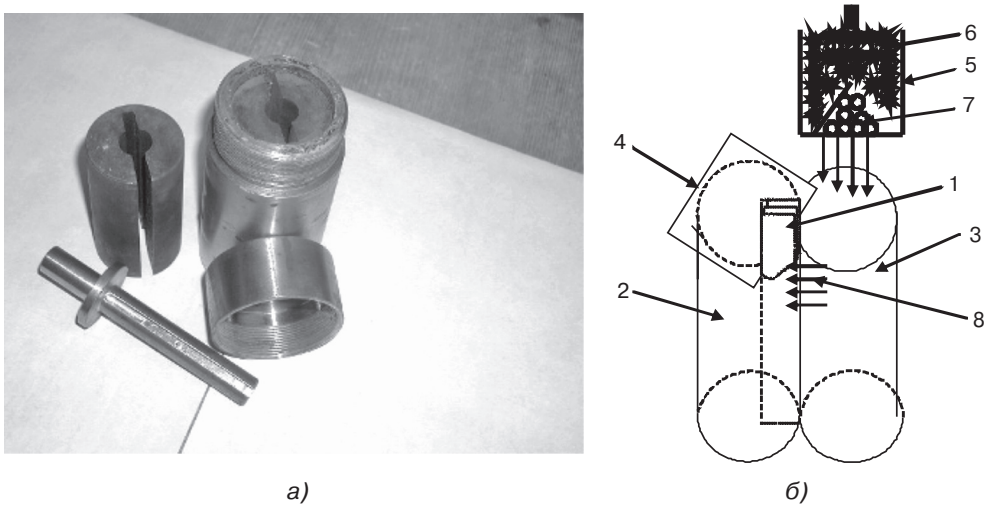
Рис. 13.7. Прибор регистрации импульсов электромагнитного излучения

Устройство работает следующим образом. Измерения составляющих вектора индукции временного магнитного поля B, т.е. B_x, B_y, B_z в декартовой системе координат X, Y, Z, осуществляются с использованием блока 1 ПП Холла. Сигналы по каждому из каналов X, Y, Z подаются на первый и второй каскады соответствующего блока усиления 2, питание которых осуществляется от аккумуляторного БП 3. Далее сигналы с выхода усилителя каналов X, Y, Z через разветвительную коробку 4 и блоки коммутации и сопряжения 5 подаются на соответствующие входы плат АЦП системного блока компьютера 6, с которого сигналы в графическом виде регистрируются на мониторе 7 компьютера. Управление запуском программы регистрации ADC10.EXE и обработки данных осуществляется с помощью клавиатуры 9 и мышки 8. Относительная погрешность измерения не превышает ±5%.

Этот прибор (рис. 13.8) предназначен для измерения и визуализации на экране дисплея компьютера трехмерных составляющих вектора индукции магнитного поля в зависимости от времени в режиме in situ, а также дальнейшей математической обработки полученной информации, например, с помощью широко распространенной программы MathCAD.

В комплектацию прибора входят:

1. Трехкоординатный датчик импульсного магнитного поля 1 шт.
2. Блок регистрирующий В-424 1 шт.
3. Блок питания 1 шт.
4. Ноутбук 1 шт.
5. Программное обеспечение на компакт-диске 1 шт.
6. Соединительный кабель интерфейса USB 1 шт.



а) *б)*

Рис. 13.8. Регистрация ионизирующего излучения при столкновении высокоскоростного потока микрочастиц с преградой: контейнер для размещения пленок (*а*); схема эксперимента (*б*); 1 – пленочные датчики; 2 – контейнер; 3 – преграда; 4 – крышка; 5 – корпус заряда ВВ; 6 – ВВ; 7 – микрочастицы; 8 – поток излучения

Основные характеристики измерений

1. Диапазон измерения магнитных составляющих импульсного электромагнитного излучения от 0,1 мТл до 2 Тл.
2. Длительность регистрируемых импульсов от 10 нс до 0,1 с.
3. Количество входных каналов 2.
4. Полоса пропускания входного тракта в пределах от 0 до 200 МГц.
5. Максимальная частота дискретизации входного сигнала 500 Мвыб/с.
6. Эквивалентная частота выборок 10 Гвыб/с.
7. Объем буферной памяти 16 Мб.

Отличительная особенность данной методики проведения испытаний ИМС заключается в использовании ИМС в качестве детекторов. При этом по изменению выходных вольт-амперных зависимостей можно определить их работоспособность и оценить защитные свойства материала корпуса или экрана.

13.5. Методика регистрации ионизирующего излучения

На основе анализа результатов работ [26–29], посвященных вопросам космического корпускулярного излучения, электризации космических аппаратов, моделирования и имитации космической радиации, основам физических процессов ионизации и излучений высоких энергий, в том числе при высокоскоростном соударении частиц космической пыли с КА, была разработана методика регистрации предполагаемого ионизирующего излучения в условиях высокоскоростного соударения потока микрочастиц с преградой [23, 17]. Для регистрации излучения использовали рентгеновскую медицинскую пленку с чувствительностью 850 $Р^{-1}$ по критерию 0,85 над вуалью. Фотодетекторы, состоящие из трех пленок, тщательно заворачивали в три-пять слоев черной бумаги, которая предварительно подвергалась контролю на предмет нарушения целостности. Пленочные фотодетекторы размещались в специальных контейнерах (рис. 13.8*а*) по схеме (рис. 13.8*б*) в радиальной и нормальной плоскостях в предположении цилиндрической симметрии эксперимента. На контейнеры воздействовали высокоскоростным ПМЧ карбида кремния. После обработки и проявления фотодетекторов бумага подвергалась повторному контролю. Геометрическое совпадение почернений на трех пленках не позволяет отнести засветки к артефактам.

13.6. Методика исследования структуры и свойств материалов после воздействия на них высокоскоростного потока микрочастиц

13.6.1. Металлографический анализ

Исследование микроструктуры образцов до и после воздействия высокоскоростным ПМЧ проводили с помощью металлографического микроскопа «Leika». Для выявления структурных составляющих и определения структурных изменений в

результате воздействия потока микрочастиц из вырезанных образцов готовили микрошлифы. Исследуемые поперечные и продольные шлифы подвергали последовательно шлифованию и полированию. Качество поверхности определяли оптическим методом до стадии исчезновения рисок на полированной поверхности образца.

Для выявления микроструктуры исследуемую поверхность образца подвергали травлению. Для выявления фаз углерода использовали состав из равных количеств плавиковой и азотной кислоты [30]. Для выявления структуры алюминиевого сплава использовали плавиковую кислоту (0,5%) и H_2O с соответствующей выдержкой [31], а также раствор азотной кислоты (HNO_3) в воде. Травление медной матрицы осуществлялось в растворе азотной кислоты.

13.6.2. Сканирующая электронная микроскопия и рентгеноспектральный микроанализ

Проникание микрочастиц после обработки в камере предполагает количественное определение материала микрочастиц SiC в преграде. Поэтому характер распределения исследуемых компонентов по глубине обработанных материалов, в том числе композиционных, был исследован методом рентгеноспектрального микроанализа с чувствительностью 0,1%. Энергодисперсионный спектрометр AN10000 фирмы Link Analitical в комплексе с растровым электронным микроскопом (РЭМ) «Stereoskan-360» фирмы Cambridge Instruments, на котором производилось исследование микроструктуры, характеризуется рентгеновским излучением, возникающим под действием электронной бомбардировки [32]. Анализ характеристического рентгеновского излучения дает качественную и количественную информацию о состоянии образца.

Падающий электронный пучок характеризуется диаметром зонда. Минимальный размер зонда энергодисперсионного спектрометра обычно равен 200 нм.

Количественный химический анализ материалов до и после воздействия потоком микрочастиц SiC, Al_2O_3, Ni в описываемых экспериментах осуществляли измерением интенсивности рентгеновского излучения, генерируемого при бомбардировке образца сфокусированным пучком, в каждой исследуемой точке. Измерение проводили при ускоряющем напряжении электронного пучка 25 кВ, силе тока 10^{-7} А. Вывод результатов осуществляли на персональный компьютер и проводили их обработку по специальным методикам и программам количественного анализа. При определении интегральных значений концентрации микрочастиц по сечению образца отклонение от среднего значения составляло 2–5% и менее.

13.6.3. Метод просвечивающей электронной микроскопии и методика приготовления тонких фольг

Исследование дислокационных структур проводили методом просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ) на микроскопе ЭМ-125. Электронная микроскопия дает наиболее полные представления о субструктуре деформированных

металлов и сплавов, позволяя определить размеры зерна, характер границ и угол разориентировки зерен, плотность и распределение дислокаций [33, 34]. Деформация материалов, в том числе в результате высокоскоростного соударения с потоками микрочастиц, приводит к изменению как на уровне зерен с изменением их формы, размеров и направленности, так и на уровне субзеренной структуры с появлением кристаллографической текстуры. Для исследования методом ПЭМ используют различные методы приготовления тонких фольг (толщиной ~100 нм) из исследуемых материалов. Одним из методов приготовления фольг является метод ионной бомбардировки, который основан на принципе распыления материала образца под действием ускоренных ионов инертных газов. Метод применим для металлов и сплавов, отличающихся высокой реакционной способностью, большой гетерогенностью структуры или неоднородностью кристаллофизического состояния и даже непроводящих, т.е. в тех случаях, когда изготовление фольг химическим или электролитическим способом затруднено или невозможно. Метод ионного утончения требует специальной аппаратуры, которая отечественной промышленностью не производится.

При выполнении комплекса экспериментальных исследований использовалась специально разработанная методика приготовления тонких фольг методом ионного утончения и изготовлено специальное устройство с двумя автономными источниками ионов (рис. 13.9) для отечественного вакуумного поста ВУП-4, применение которого позволило изготовить фольги из высокодеформированных материалов, полученных после воздействия высокоскоростными потоками микрочастиц и ударноволнового нагружения.

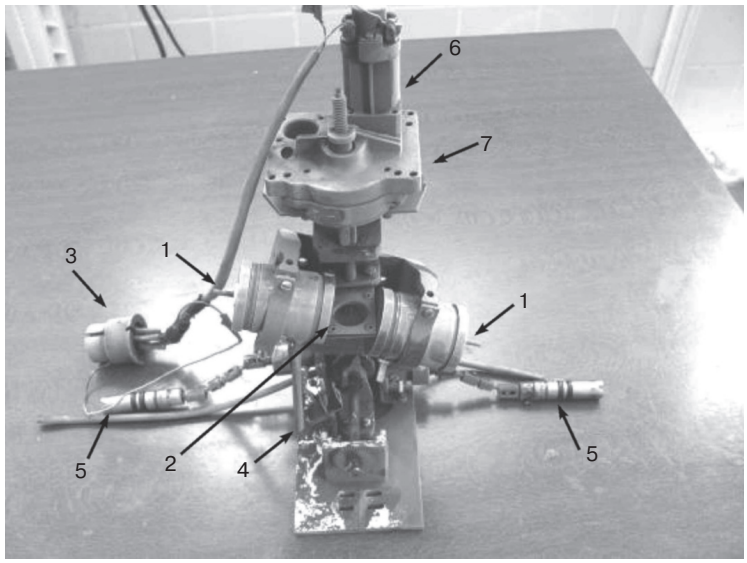


Рис. 13.9. Устройство с двумя автономными источниками ионов для приготовления тонких фольг: 1 – ионная пушка; 2 – столик для образцов; 3 – высоковольтный ввод; 4 – клапан регулировки подачи газа; 5 – привод наклона пушек; 6 – электродвигатель; 7 – редуктор

13.6.4. Рентгеноструктурный анализ в исследовании деформационных процессов

Для изучения дефектной структуры металлических образцов после воздействия потоком высокоскоростных микрочастиц использовался метод рентгеноструктурного анализа (РСА) [35]. Рентгеноструктурное исследование проводилось на дифрактометре ДРОН-3.0. Для улучшения контрастности отражений применяли рентгеновские трубки с анодом из элемента, имеющего такой же атомный номер или больше, что и атомный номер основного элемента исследуемого образца. Поэтому для исследования меди и сплава алюминия были использованы длины волн $CuK\alpha$ и $FeK\alpha$ излучений. При этом решали следующие задачи рентгеноструктурного анализа: определение фазового состава, нахождение периода решетки, изучение искажения кристаллической решетки, блочной структуры и исследование текстур.

Ударно-волновое воздействие приводит к значительной деформации материала преграды и накоплению дефектов, искажению кристаллической решетки, приводящему к смещению атомов из ее узлов. Вследствие этого появляется разность фаз между лучами, рассеянными разными атомами, что приводит к изменению амплитуды на рентгенограмме и интенсивности дифракционных максимумов. Смещение атомов вследствие деформационных процессов приводит к появлению в материале дефектов упаковки при давлениях порядка 10–15 ГПа. Наличие в металле дефектов упаковки приводит к ослаблению интегральной интенсивности линий рентгенограммы [36]. Исходя из этого, можно, не прибегая к прецизионным методам вычисления интенсивности, косвенно судить о наличии вклада такого рода дефектов по изменению высоты деформационного максимума на рентгенограмме.

13.6.5. Методика измерений электрофизических параметров ИМС и испытаний многослойных материалов

Электрофизические измерения параметров интегральных микросхем, применяемых в космических аппаратах, до и после обработки высокоскоростными потоками микрочастиц SiC исследователи проводили по стандартной методике с использованием автоматизированной измерительной системы HP 4061A. Испытание многослойных материалов и ИМС проводили по разработанной методике динамического нагружения высокоскоростным потоком микрочастиц.

По результатам анализа представленного в главе экспериментального материала можно сформулировать следующие выводы.

1. Для проведения экспериментальных исследований эффектов воздействия высокоэнергетических частиц космической пыли на характеристики ЭКБ КН целесообразно использовать вышеописанную конструкцию импульсного взрывного ускорителя со следующими геометрическими параметрами: диаметр 80 мм, высота 100 мм, отличающийся составной полусферической кумулятивной линзой диаметром 50 и высотой 50 мм, что позволило создать устройство ускорения потоков микрочастиц до скоростей 1000–2500 м/с и проводить эксперименты по изучению процессов соударения высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой в лабораторных условиях, имитирующих взаимодействие потоков микрочастиц космической пыли с КА.

2. Разработана эффективная методика для анализа и расчета индукции магнитного поля при движении и взаимодействии заряженного высокоскоростного потока микрочастиц и неидеальной взрывной плазмы с металлической преградой, позволяющая произвести теоретические расчеты значений индукции магнитного поля в условиях высокоскоростного соударения потока микрочастиц с преградой, а также установить зависимость изменения индукции магнитного поля от энергии ускорителя (величины заряда).
3. Оригинальная методика тестирования ИМС, предназначенных для применения в КА, позволяет произвести оценку влияния ударной волны, ЭМИ и проникающих микрочастиц на величину деградации параметров интегральных микросхем, отличительной особенностью которой является использование ИМС в качестве детектора, по изменению выходных параметров которой можно оценить защитные свойства используемых для изготовления корпусов ИМС материалов.

Литература к главе 13

1. Leavy, J.F., Poll, R.A. Radiation Induced Integrated Circuit Latch-up // IEEE Trans. Nucl. Sci. – 1969. – Vol. NS-16. – № 6. – P. 96–103.
2. Гребен А.Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. – М.: Энергия, 1976. – 256 с.
3. Gates, H.T. Technique for Obtaining Hardened Semiconductor Devices by Irradiating Wafers / H.T. Gates, R.E. Darling // IEEE Trans. Nucl. Sci. – 1970. – Vol. NS-17, № 6. – P. 183–187.
4. Матисич Б. Вопросы расчета малошумящего интегрального предусилителя // Труды ин-та инженеров по электротехнике и электронике. – 1965. – Т. 53. – № 6. – С. 753.
5. Lacoe, R. CMOS scaling, design principles and hardening-by-design methodologies // 2003 IEEE NSREC. Short Course «Radiation effects in advanced commercial technologies: how design scaling has affected the selection of spaceborne electronics». July 2003, Monteray, California. – P. 111–142.
6. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Ластовский С.Б., Кульгачев В.И. Влияние электрического режима на радиационное изменение параметров МОП-транзисторов // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2005: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 7–8 июня 2005 г. / МИФИ. – М., 2005. – С. 163–164.
7. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Ластовский С.Б., Кульгачев В.И., Белоус А.И., Шведов С.В. Процессы релаксации в облученных транзисторных биполярных и МОП-структурах // Радиационная физика твердого тела: Труды XVII Междунар. совещания, Севастополь, 9–14 июля 2007 г. / НИИ ПМТ МГИЭМ (ТУ); редкол.: Г.Г. Бондаренко и др. – М., 2007. – С. 678–684.
8. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Ластовский С.Б., Кульгачев В.И. Влияние гамма-излучения на параметры различных транзисторных МОП-структур – элементов интегральных микросхем // Докл. БГУИР. – 2007. – № 1 (17). – С. 67–72.
9. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Голубев Н.Ф., Ластовский С.Б., Кульгачев В.И. Обеспечение работоспособности различных перспективных полупроводниковых приборов при радиационном воздействии // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 17-й Междунар. Крымской конф. (КрыМиКо'2007), Севастополь, 10–14 сентября 2007 г. – Севастополь: Вебер, 2007. – Т. 2. – С. 651–654.

10. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Ластовский С.Б. Методы радиационных исследований КМОП ИС // Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. – 2003. – № 4. – С. 57–60.
11. Бойченко Д.В., Кессаринский Л.Н., Борисов А.А., Шведов С.В. Сравнительное исследование радиационного поведения ИС стабилизаторов напряжения // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2005: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 7–8 июня 2005 г. / МИФИ. – М., 2005. – С. 81–82.
12. Артамонов А.С., Малюгин С.Л., Шведов С.В., Усов Г.И. Исследование радиационной стойкости быстродействующих КМОП ИС серии 1594Т // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2003: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 3–4 июня 2003 г. / МИФИ. – М., 2003. – С. 71–72.
13. Киргизова А.В., Петров А.Г., Яшанин И.Б., Шведов С.В., Усов Г.И. Сравнительная оценка уровней стойкости однотипных КМОП БИС ОЗУ на КНС и КНИ структурах к ионизирующим воздействиям // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2006: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 6–7 июня 2006 г. / МИФИ. – М., 2006. – С. 69–70.
14. Белоус А.И., Бондаренко В.П., Долгий Л.Н., Малышев В.С., Мудрый А.В., Сякерский В.С., Шведов С.В. Фотолюминесцентные исследования КНИ структур // Актуальные проблемы физики твердого тела — ФТТ-2007: Материалы Междунар. конф., Минск, 23–26 октября 2007 г. / Издат. БГУ; редкол.: Н.М. Олехнович и др.. – Минск, 2007. – Т. 2. – С. 12–15.
15. Бойченко Д.В., Кессаринский Л.Н., Шведов С.В. Сравнительное исследование радиационного поведения аналоговых ИС // Радиационная стойкость электронных систем – Стойкость-2007: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 5–6 июня 2007 г. / МИФИ. – М., 2007. – С. 17–18.
16. Фигуров В.С., Байков В.В., Шелковников В.В., Артамонов А.С., Шведов С.В. Основные результаты радиационных испытаний микросхем серии 5584 / // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2007: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 5–6 июня 2007 г. / МИФИ. – М., 2007. – С. 35–36.
17. Фигуров В.С., Байков В.В., Шелковников В.В., Шведов С.В. Экспериментальная оценка минимально возможного значения уровня бессбойной работы микросхем 5584ИЕ10Т по результатам испытаний на установках «БАРС-4» и «ГУ-200» // Радиационная стойкость электронных систем – Стойкость-2007: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 5–6 июня 2007 г. / МИФИ. – М., 2007. – С. 37–38.
18. Калашников О.А., Никифоров А.Ю., Емельянов В.А., Прибыльский А.В., Шведов С.В. Исследования радиационной стойкости РПЗУ 1568РР1 // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2001: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 5–6 июня 2001 г. / МИФИ. – М., 2001. – С. 53–54.
19. Яненко А.В., Киргизова А.В., Шведов С.В., Усов Г.И. Результаты исследования радиационной стойкости тестовых БИС ОЗУ // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2004: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 1–2 июня 2004 г. / МИФИ. – М., 2004. – С. 71–72.
20. Яненко А.В., Киргизова А.В., Петров А.Г., Демидов А.А., Усов Г.И., Шведов С.В. Контроль времени выборки данных КМОП БИС ПЗУ при дозовом воздействии // Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2005: Материалы Всеросс. науч. конф., г. Лыткарино, Россия, 7–8 июня 2005 г. / МИФИ. – М., 2005. – С. 209–210.

21. Bondarenko V.P., Bogatirev Y.V., Dolgyi L.N., Dorofeev A.M., Panfilenko A.K., Shvedov S.V., Troyanova G.N., Vorozov N.N., Yakovtseva V.A.1.2 μm CMOS/SOI on porous silicon // Physical and Technical Problems of SOI Structures and Devices / Ed. J.P. Colinge [et al]. – Netherlands: Kluwer Academic Publishers. – 1995. – P. 275–280.
22. Алиева Н.В., Белоус А.И., Бондаренко В.П., Долгий Л.Н., Лабунов В.А., Малышев В.С., Мудрый А.В., Сорока С.А., Усов Г.И., Шведов С.В. Исследование БИС СОЗУ 8К на основе КНИ структур // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2006 (МЭС-2006): Сб. трудов II Всероссийской науч.-технич. конф., Москва, 9–13 октября 2006 г. / Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН. М., – 2006. – С. 289–294.
23. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Ластовский С.Б., Кульгачев В.И., Гуринович В.А. Радиационные эффекты в биполярных и КМОП интегральных микросхемах // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 18-й Международной Крымской конференции (КрыМиКо'2008), Севастополь, 8–12 сентября 2008 г. – Севастополь: Вебер, 2008. – Т. 2. – С. 659–661.
24. Гирий В.А. и др. Влияние температуры облучения на радиационные процессы в МДП-структурах // Оптоэлектронная и полупроводниковая техника. – 1982. – № 2. – С. 78–81.
25. Демченко А.И., Сякерский В.С., Шведов С.В., Бондаренко В.П., Долгий Л.Н., Богатырев Ю.В. Исследование радиационностойкой элементной базы КМОП СБИС на КНИ подложках // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 19-й Международной Крымской конференции (КрыМиКо'2009), Севастополь, 14–18 сентября 2009 г. – Севастополь: Вебер, 2009. – Т. 2. – С. 728–729.
26. Mitchell, J.P. Radiation-Induced Space-Charge Buildup in MOS Structures / J.P. Mitchell // IEEE Trans. Electron Dev. – 1967. – Vol. ED-14. – № 11. – P. 764–774.
27. Holmes-Siedle, A.G. The Physics of Failure of MIS Devices under Radiation / A.G. Holmes-Siedle, K.H. Zaininger // IEEE Trans. Reliability. – 1968. – Vol. R-17. – № 1. – P. 34–44.
28. Witteles, A.A. Neutron Radiation Effects on MOS FETs: Theory and Experiment / A.A. Witteles // IEEE Trans. Nucl. Sci. – 1968. – Vol. NS-15. – № 6. – P. 126–132.
29. Gwyn, C.W. Model for Radiation-Induced Charge Trapping and Annealing in the Oxide Layer of MOS Devices / C.W. Gwyn // J. Appl. Phys. – 1969. – Vol.40, № 12. – P. 4886–4892.
30. Lang, D.V. Deep-level transient spectroscopy: A new method to characterize traps in semiconductors / D.V. Lang // J. Appl. Phys. – 1974. – Vol. 45, № 7. – P. 3023–3032.
31. Lox, B. Transient response of p-n-junction / B. Lox, S.T. Newstadter // J. Appl. Phys. – 1984. – Vol. 25. – P. 1148–1154.
32. Берман Л.С., Лебедев А.А. Емкостная спектроскопия глубоких центров в полупроводниках. – Л.: Наука, 1981. – 176 с.
33. Вавилов В.С., Киселев В.Ф., Мукашев Б.Н. Дефекты в кремнии и на его поверхности. – М.: Наука, 1990. – 216 с.
34. Маркевич В.П., Мурин Л.И. Селективный захват межузельных атомов углерода в облученном кремнии // ФТП. – 1988. – Т. 22. – Вып. 5. – С. 911–914.
35. Defect reactions associated with divacancy elimination in silicon / V.P. Markevich [et al.] // J. Phys.: Condensed Matter. – 2003. – Vol. 15. – P. S2779–S2789.
36. Мильвидский М.Г., Челдышев В.В. Наноразмерные атомные кластеры в полупроводниках — новый подход к формированию свойств материалов. Обзор // ФТП. – 1998. – Т. 32. – Вып. 5. – С. 513–522.

ГЛАВА 14

ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПОТОКОВ МИКРОЧАСТИЦ

14.1. Влияние воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на механические и электрофизические свойства многослойных материалов

Высокоскоростной удар микрочастицы о поверхность преграды вызывает образование кратера с оплавленными краями, а ее проникание – плазменные процессы, сопровождающиеся импульсом электромагнитного и ионизирующего излучения, что экспериментально обнаружено при исследовании воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц SiC на преграду из алюминия (рис. 14.1).

Удар микрочастицы и возникновение в момент столкновения ударных волн при наличии статических зарядов способствуют развитию электрического пробоя диэлектрических и полупроводниковых материалов [1, 2]. В связи с накоплением статических зарядов на поверхности элементов КА, плазменных процессов, поверхностных и объемных ударных волн, давление которых может достигать 1–10 ГПа, увеличивается вероятность импульсного электрического пробоя в результате разряда накопившегося статического заряда и формирования электрической дуги.

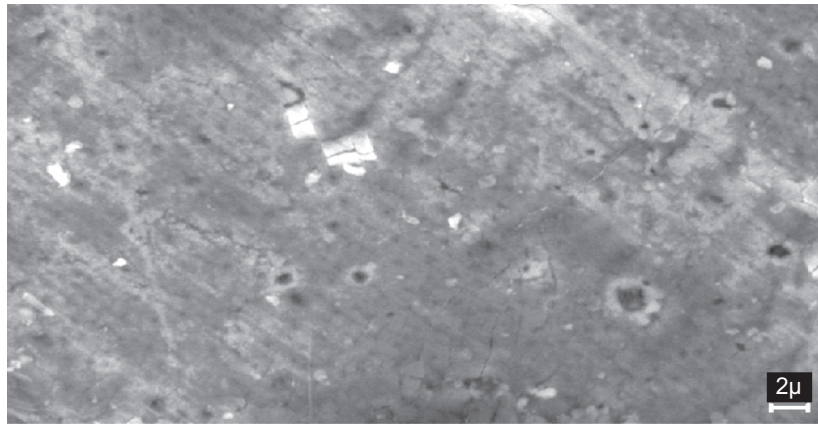


Рис. 14.1. Кратеры на поверхности алюминиевой фольги после воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц SiC размером 5–15 мкм

Таблица 14.1. Изменение свойств материалов при пробойных напряжениях

Свойства материала	Напряжение пробоя, *U* В									
	Пластмасса					Композиционный материал				
	0	1000	2000	3000	4000	0	1000	2000	3000	4000
Удельное электросопротивление, ρ, Ом·см	3×10^{14}	8×10^{13}	5×10^{9}	7×10^{8}	3×10^{8}	2×10^{14}	2×10^{14}	1×10^{14}	8×10^{13}	3×10^{11}
Диэлектрическая проницаемость, ε	4,5	2,1	1,8	1,7	1,8	17,6	17,3	17,0	16,8	14,0

Для проведения испытаний на электрический пробой в анализируемой авторами работе использовались образцы пластмассы, традиционно применяемой для корпусов ИМС, и образцы, изготовленные в виде пластин размером 40 × 20 мм и толщиной от 0,1 до 1,5 мм из КМ на основе эпоксидной смолы ЭД-20 и наполнителей из порошков Al_2O_3, SiO_2 и C_{60} с содержанием до 40 об. %.

При испытаниях на пробой диэлектрических материалов, в том числе композиционных в основном используют два способа: испытания производят при плавном или ступенчатом повышении напряжения. В любом случае число пробоев должно быть не менее пяти. Испытания проводили на приборе «Dielectric Rigidity» по ГОСТ 6433-71 при плавном повышении напряжения до 6000 В, в автоматическом режиме. При этом скорость подъема напряжения поддерживалась такой, чтобы пробой происходил через 10–20 с после начала подъема. После испытаний проверяли диэлектрические и проводящие свойства образцов. Установлено, что образцы из пластмассы не восстанавливали свои свойства уже после второго пробоя. Образцы из композиционного материала сохраняли свои свойства до четырех пробоев. В табл. 14.1 представлены результаты изменения диэлектрических свойств от напряжения пробоя.

Так же проводились исследования на электрическую прочность отдельных слоев композиции ММ в зависимости от толщины слоя. Электрический ток в диэлектрических материалах пропорционален напряженности электрического поля E (закон Ома). Однако в достаточно сильных полях ток нарастает быстрее, чем по закону Ома. При некотором критическом поле $E_{пр}$ наступает электрический пробой диэлектрика. Величина $E_{пр}$ называется электрической прочностью диэлектрика. При пробое однородное токовое состояние становится неустойчивым и почти весь ток начинает течь по узкому каналу. Плотность тока j в этом канале достигает очень больших значений, что приводит к необратимым изменениям в диэлектрике. Электрическая прочность определяется пробивным напряжением, отнесенным к толщине диэлектрика в месте пробоя:

$$E_{пр} = U_{пр}/h, \tag{14.1}$$

где h – толщина диэлектрика.

На рис. 14.2 приведены результаты исследования зависимости электрической прочности образцов из эпоксидной матрицы с наполнителем из порошка SiO_2 и материала из пластмассы от их толщины. Из полученных результатов следует, что с увеличением толщины диэлектрика величина пробивного напряжения снижается. Электрическая прочность зависит от свойств материала, наличия структурных дефектов, в особенности на поверхности образца.

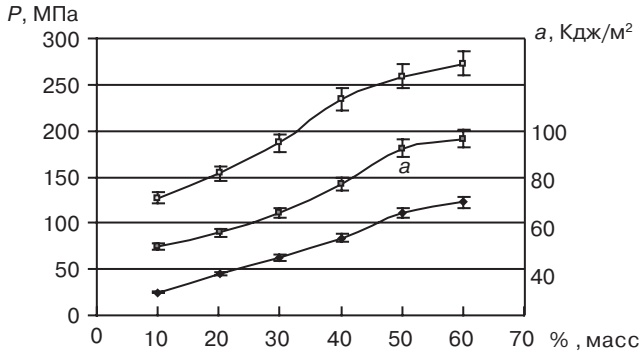


Рис. 14.2. Влияние содержания порошка Al_2O_3 на разрушающее напряжение слоя при растяжении (σ_p), изгибе (σ_u) и ударную вязкость (a)

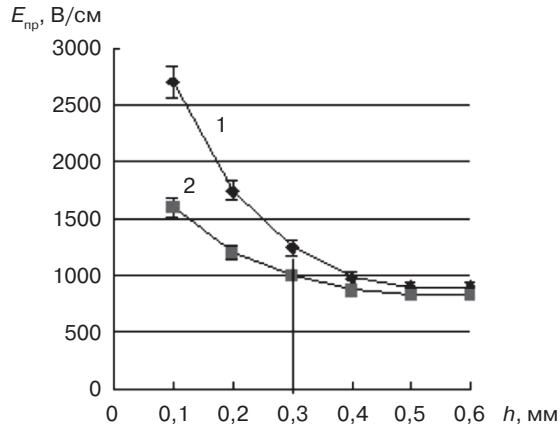


Рис. 14.3. Зависимость электрической прочности от толщины КМ. 1 – КМ с наполнителем из порошка SiO_2; 2 – образцы из пластмассы

Электрическая прочность, определенная в результате испытаний, не является физической характеристикой материала, так как зависит от ряда дополнительных факторов (температура, влажность, форма электродов и т.п.). Поэтому полученные результаты служат лишь для контроля качества и сравнения материалов между собой. Более полную информацию о поведении КМ в электрическом поле может дать исследование комплексной диэлектрической проницаемости, ее зависимости от введения в полимерную матрицу модифицирующих добавок неорганического происхождения вследствие усиления локального поля на границах раздела полимерная матрица – наполнитель.

Проведены исследования образцов КМ в качестве матрицы, в которых использовали эпоксидную смолу с наполнителями из порошков SiO_2 и Al_2O_3 с размером частиц 1–10 мкм. Концентрация наполнителя в матрице изменялась от 10 до 40 об. %, так как при большем наполнении ухудшаются физико-механические свойства КМ.

Анализ приведенных на рис. 14.2 и 14.3 зависимостей: разрушающего напряжения при растяжении (σ_p), изгибе (σ_u) и ударной вязкости, проводимости от со-

держания наполнителя, влияния толщины слоя на величину электрической прочности показал, что перечисленные выше характеристики для размера частиц наполнителя 1–10 мкм и толщины слоев 0,2–0,4 мм увеличивают свои значения с увеличением количества наполнителя до 40 об. %. Дальнейшее повышение % содержания наполнителя в матрице приводит к увеличению пористости, дефектности структуры и ухудшению свойств КМ.

Образцы для измерений комплексной диэлектрической проницаемости представляли собой плоскопараллельные пластины диаметром от 50 до 75 мм. Толщина образцов h изменялась от 0,5 до 2 мм. Точность измерения толщины образцов составляла ±1 мкм, а разброс значений Δh под измерительным электродом не превышал 2%. Измерение ε' и ε'' КМ осуществляли в стандартной системе электродов с помощью измерительного моста Haefely Trench Tettex AG Instrument при частоте внешнего электрического поля 50 Гц в диапазоне от 2 до 12 кВ. Погрешность измерения ε' и ε'' не превышала 2 и 5% соответственно. Образцы для определения пробивного напряжения ($U_{пр}$) изготавливали методом заливки композиции (эпоксидная смола – порошковый наполнитель) в форму. Для исключения скользящих разрядов по поверхности и повышения напряжения возникновения частичных разрядов образцы помещали в ячейку, заполненную трансформаторным маслом с электрической прочностью не менее 50 кВ/мм. Испытания образцов производили в однородном электрическом поле. Пробой образцов осуществляли при плавном подъеме переменного напряжения $f = 50$ Гц со скоростью 2 кВ/с. Измерение пробивного напряжения производили с помощью электростатического киловольтметра С-196 с классом точности 1,0.

При соответствующей толщине испытывали не менее пяти образцов. Доверительный интервал для среднего значения U при электрической прочности $E_{\text{пр}}$ образцов рассчитывали по формуле [2]

$$\Delta(U_{пр}; E_{gh}) = \pm t_{\alpha} \frac{\sigma}{\sqrt{N}}, \tag{14.2}$$

где t_{α} – критерий Стьюдента при доверительной вероятности 95%; σ – среднеквадратичное отклонение $U_{пр}$ или $E_{пр}$; N – общее количество образцов данной толщины.

Введение мелкодисперсного наполнителя в объем полимера модифицирует его структуру за счет межфазных взаимодействий и образования граничного слоя вблизи частиц наполнителя. В работе [2] показано, что при наполнении полимера (полиэтилена) с объемной концентрацией $C = 40$ об. % эффективное значение действительной составляющей комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эфф}$ при частоте 50 Гц возрастает почти в пять раз по сравнению с полимером.

Результаты исследования зависимостей действительной ε', $\varepsilon'' = f(E)$ и тангенса угла диэлектрических потерь tgδ, КМ показали, что при концентрации наполнителя $C = 10$ об. % (табл. 14.2) повышение напряженности внешнего электрического поля или уровня испытательного напряжения (при одной и той же толщине диэлектрика) в 3,5 раза приводит к увеличению ε' примерно на 1%, а ε'' – в 3,5 раза. При $C = 30$ и 40 об. % (табл. 14.3, 14.4) ε' возрастает на 20 и 30% соответственно, а ε'' – в 5–6 раз.

Увеличение действительной и мнимой составляющих комплексной диэлектрической проницаемости, особенно при $C \geq 30$ об. %, свидетельствует о том, что дисперсия комплексной диэлектрической проницаемости КМ при фиксированной частоте внешнего электрического поля обусловлена прежде всего нелинейной зависимостью поляризации от напряженности поля в керамической фазе (Al_2O_3). Линейная часть зависимости $\varepsilon'' = f(\varepsilon')$ при $U \leq U_{0к}$ описывается уравнением [2]

$$\varepsilon'' = \overline{\alpha\varepsilon_i'} U_i / U_{0к}, \tag{14.3}$$

где ε'' и ε' – значения мнимой и действительной составляющих комплексной диэлектрической проницаемости при i-м уровне напряжения U_i; α – коэффициент пропорциональности.

Нелинейная часть зависимости $\varepsilon'' = f(\varepsilon')$ при $U > U_{0к}$ апроксимируется уравнением типа [120]:

$$\varepsilon_i'' = \frac{\Delta\varepsilon}{1 + (U_к / U_i)^2}, \tag{14.4}$$

где $\Delta\varepsilon$ – ширина дисперсии комплексной диэлектрической проницаемости.

При $U_i = U_{0к}$, $\varepsilon_i' = \varepsilon_ц'$, $\varepsilon_i'' = \varepsilon_{max}''$ точка пересечения (14.3) и (14.4) выполняется при условии

$$\overline{\alpha}\varepsilon_i' U_i / U_{0к} \frac{\Delta\varepsilon}{1 + (U_к / U_i)^2} = \frac{\Delta\varepsilon}{2}. \tag{14.5}$$

Так как $\Delta\varepsilon = 2\varepsilon_{max}'$, то из уравнения (3.51) получим:

$$U_к = U_{0к}\varepsilon_{max}'' / (\varepsilon_ц'\overline{\alpha}) = U_{0к} tg\delta_{max} / \overline{\alpha}; \tag{14.6}$$

$$\overline{\alpha} = \frac{\sum_{i=1}^{N} tg\delta_i U_i / U_{0к}}{N}, \tag{14.7}$$

где $tg\delta_i$ – значение тангенса угла диэлектрических потерь при U_i; N – количество измерений.

Таблица 14.2. Результаты измерений ε', $tg\delta$, ε'' для композиции ЭП + 10 об. % Al_2O_3 (h = 360 мкм)

U, кВ	ε'	$tg\delta$, 10^{-2}	ε''
2,0	3,327	0,32	0,011
3,0	3,335	0,42	0,014
4,0	3,340	0,55	0,018
5,0	3,349	0,70	0,023
6,0	3,356	0,90	0,030
7,0	3,364	1,09	0,037
8,0	3,377	1,17	0,042
9,0	3,389	1,26	0,045
10,0	3,394	1,29	0,051

Таблица 14.3. Результаты измерений ε', tgδ, ε'' для композиции ЭП + 30 об. % Al_2O_3 (h = 360 мкм)

U, кВ	ε'	tgδ, 10^{-2}	ε''
2,0	8,021	3,00	0,241
3,0	8,319	4,55	0,379
4,0	8,550	6,60	0,564
5,0	8,756	10,02	0,893
6,0	9,011	14,2	1,280
7,0	9,300	16,7	1,553
8.0	9,436	17,8	1,680
9,0	9,695	18,9	1,832
10,0	9,708	19,3	1,917

Таблица 14.4. Результаты измерений ε', tgδ, ε'' для композиции ЭП + 40 об. % Al_2O_3 (h = 360 мкм)

U, кВ	ε'	tgδ, 10^{-2}	ε''
2,0	12,405	0,050	0,620
3,0	13,099	0,079	1,035
4,0	13,545	0,110	1,490
5,0	14,262	0,170	2,425
6,0	15,223	0,0200	3,046
7,0	15,534	0,0202	3,107
8.0	16,041	0,0204	3,209
9,0	16,256	0,0204	3,286
10,0	16,371	0,0205	3,315

Результаты расчета $U_{0к}$,$U_к$, $E_{0к}=U_{0к}/h$, $E_к = U_к/h$, $\varepsilon_{0к}$ и $\varepsilon_к = \varepsilon_ц'$ для КМ различной толщины приведены в табл. 14.5.

На рис. 14.4 приведены экспериментальные зависимости средних значений пробивного напряжения $U_{пр}$ КМ от толщины. Видно, что при одной и той же толщине образцов КМ h = 0,6 мм повышение концентрации наполнителя в 4 раза приводит к уменьшению $U_{пр}$ примерно в 1,7 раза. При сравнении экспериментальных данных (рис. 14.4) с результатами расчета (табл. 14.5) можно отметить, что значения $U_{пр}$ соответствуют $U_к$, рассчитанному по формуле (14.6).

Это означает, что $U_{0к}$ соответствует напряжению начала ионизационных процессов в КМ за счет концентрации локального поля на границе раздела матрица – наполнитель, а $U_к$ является критическим напряжением, при котором происходит пробой КМ. Средние значения $\varepsilon_{0к}$ и $\varepsilon_к$ для КМ различной толщины, соответствующие $U_{0к}$ и $U_к$ с ошибкой, не превышающей 5%, являются величинами постоянными и зависят только от концентрации наполнителя в полимерной матрице.

Установленные закономерности изменения действительной и мнимой составляющих комплексной диэлектрической проницаемости от напряженности электрического поля при частоте 50 Гц с достоверностью 95% позволяют прогнозировать величину пробивного напряжения или электрической прочности КМ на основе полимерной матрицы без их пробоя.

Таблица 14.5. Расчетные значения критических параметров для КМ на основе эпоксидной смолы с различной концентрацией наполнителя Al_2O_3

C, об. %	$U_{0к}$, 10^3 В	$U_к$, 10^3 В	$E_{0к}$,10^6В/м	$E_к$, 10^6 В/м	$\varepsilon_{0к}$	$\varepsilon_к$
10	4,180	8,365	16,75	34,51	3,38	3,44
	5,06	10,63	14,08	29,2		
	5,79	11,15	11,84	23,46		
	8,365	11,87	8,39	16,75		
30	2,92	7,528	9,86	24,21	9,43	12,36
	4,03	9,932	7,45	19,30		
	4,813	11,711	6,38	16,23		
	5,561	12,61	5,68	14,27		
40	2,73	4,954	9,98	17,58	14,56	17,2
	4,2	5,12	7,64	13,62		
	5,17	9,36	6,751	11,46		
	6,32	9,87	5,234	9,73		

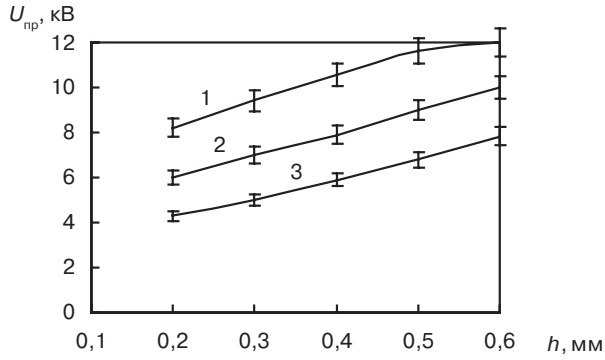


Рис. 14.4. Зависимость пробивного напряжения от толщины образцов на основе эпоксидной смолы и концентрации наполнителя Al_2O_3: 1 – 10 об. %; 2 – 30 об. %; 3 – 40 об. %

При высоких давлениях на фронте ударных волн у диэлектрических и полупроводниковых материалов резко снижается их удельное электросопротивление, что может привести к короткому замыканию и выходу из строя полупроводниковых приборов [2]. Проведены исследования влияния ударных волн на изменение удельного электросопротивления ряда материалов, применяемых для изготовления элементов и корпусов ИМС. На рис. 14.5 представлены результаты влияния давления ударных волн на изменение удельного электросопротивления однослойных и многослойных материалов. Установлено, что при повышении давления ударной волны меньше всего снижается удельное электросопротивление у четырехслойной композиции. Особенно быстрое падение удельного сопротивления с увеличением давления наблюдается у материала из пластмассы, применяемой в настоящее время отечественными предприятиями для изготовления корпусов ИМС.

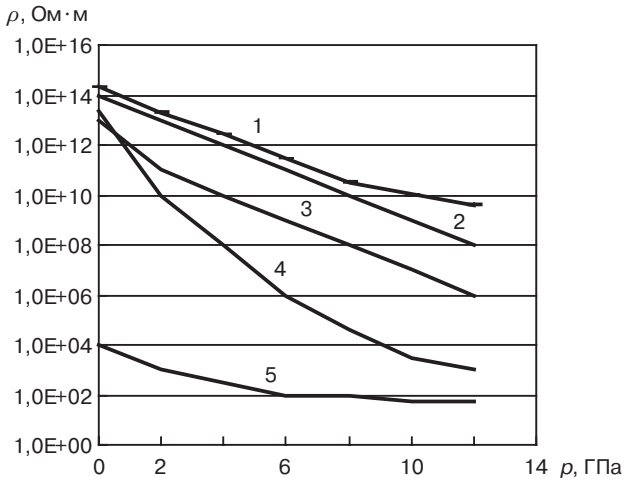


Рис. 14.5. Зависимость удельного электросопротивления материалов от давления, создаваемого ударной волной: 1 – четырехслойный композиционный материал; 2 – образец из (ЭП+SiO_2); 3 – образец из (ЭП+Al_2O_3); 4 – образец из пластмассы; 5 – образец из фуллерена (ЭП+C_{60})

Из приведенных на рис. 14.5 зависимостей следует, что при фоновом давлении ударной волны до 10 ГПа удельное сопротивление у четырехслойной композиции уменьшается на 4 порядка с $3 \cdot 10^{14}$ до $1 \cdot 10^{10}$ (кривая 1), в то время как у образца из пластмассы, применяемой для корпусов ИМС, на 10 порядков с $9 \cdot 10^{13}$ до $8 \cdot 10^{3}$ (кривая 4). Это связано с тем, что на границе раздела между слоями образуется волна отражения, которая снижает действие ударной волны. Даже для однослойных композиций введение в матрицу из эпоксидной смолы наполнителей из порошков SiO_2 и Al_2O_3 приводит к снижению действия ударной волны на изменение удельного электросопротивления (кривые 2, 3).

14.2. Анализ процессов магнитодинамического взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с металлической преградой

Эксперименты по изучению взаимодействия высокоскоростных ПМЧ с материалами и исследование зависимости изменений индукции МП проводили по схеме, изображенной на рис. 14.6 [2]. В результате взаимодействия потока микрочастиц и их проникания в образец в виде цилиндра из стали 10 последий намагничивается, вокруг него формируется МП (рис. 14.6), величина которого зависит от структуры, магнитных свойств материала и ионизации потока частиц.

14.2.1. Исследование электромагнитного излучения

Регистрацию магнитного поля как одной из составляющих электромагнитного излучения осуществляли с помощью разработанного прибора и трехкоординатного датчика Холла по методике, представленной в гл. 13 [2].

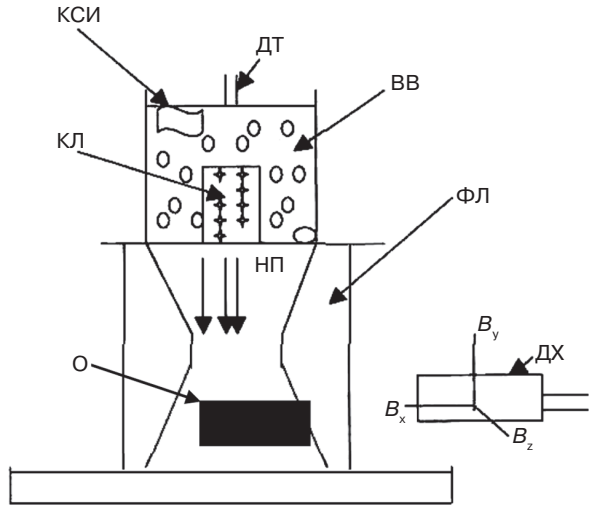


Рис. 14.6. Схема эксперимента и измерения электромагнитного поля. ДТ – детонатор; КЛ – кумулятивная линза; ВВ – взрывчатые вещества; ФЛ – фокусирующая линза; НП – направление потока; ДХ – датчик Холла; КСИ – контакт синхроимпульса; О – образец

В результате измерений были зарегистрированы спектры электромагнитного излучения амплитудой 0,1–1,5 В при длительности импульса $(5–12) \cdot 10^{-6}$ с на расстоянии 0,15 м от эпицентра взрыва. На рис. 14.6 представлен один из результатов измерений импульса ЭМИ, полученных при проведении экспериментов высокоскоростного соударения потока микрочастиц SiC с преградой. Составляющие вектора индукции магнитного поля B определяли из измерений э.д.с. датчиков Холла по каждому каналу согласно формуле (13.6). По результатам измерений рассчитывали среднее значение вектора индукции магнитного поля $B_{ср}$. Если в момент времени t на экране монитора э.д.с. по каналам X, Y, Z равны U_x, U_y, U_z соответственно в [мВ], то соответствующие составляющие вектора магнитной индукции определяются в [мТл] по формулам (13.12). Относительная погрешность измерения не превышала ±5%. Измеренное значение индукции магнитного поля, проведенное с помощью прибора РЭМИ-01, в зависимости от технологических параметров изменялось от 5 до 80 мТл.

Среднее значение магнитной индукции, полученное по результатам измерений: $B_{ср} = 45{,}9$ мТл. Теоретические расчеты магнитной индукции по представленной модели: $B_{ср} = 49{,}5$ мТл, что на 7–8% выше значений измеренных. Это объясняется как погрешностью измерений, так и тем, что измерения проводили на расстоянии 10–15 см от преграды.

В момент взрыва продукты сдетонировавших взрывчатых веществ представляют собой смесь газообразных и конденсированных веществ при давлении 20–40 ГПа и температуре 3000–5000 К. Подобные состояния типичны для низкотемпературной неидеальной многокомпонентной и многофазной плазмы с малой концентрацией заряженных частиц, которые также участвуют в процессе формирования потока частиц [2].

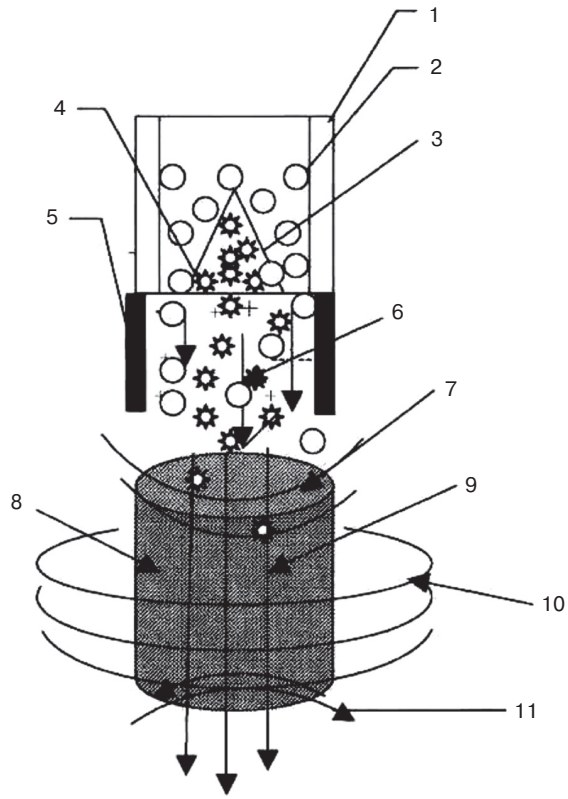


Рис. 14.7. Схема формирования электромагнитного поля при воздействии потока микрочастиц SiC на преграду: 1 – корпус заряда; 2 – взрывчатое вещество (ВВ); 3 – кумулятивная воронка; 4 – частицы порошка; 5 – регулирующая опора; 6 – поток ионизированных частиц порошка и плазмы; 7 – ударная волна; 8 – металлический образец; 9 – силовые линии электрического поля, E; 10 – силовые линии магнитного поля; 11 – отраженная волна *U*, В, *t*, мкс

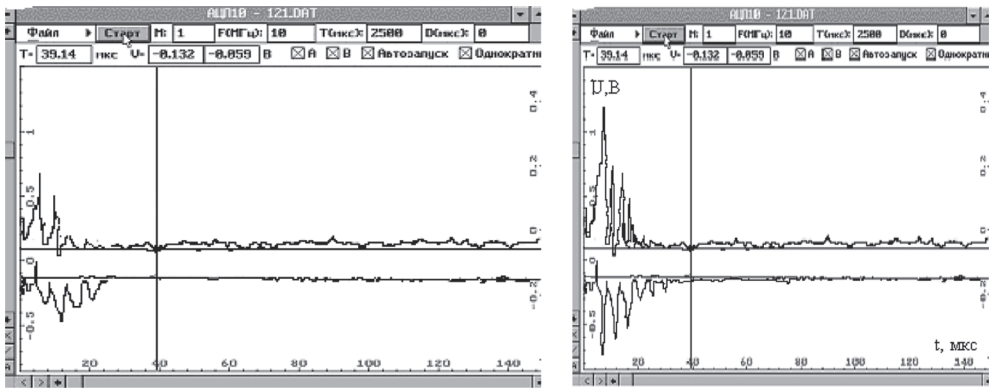


Рис. 14.8. Вид дисплея компьютера с зарегистрированными сигналами, возникающими при воздействии потоком микрочастиц SiC на сталь 40

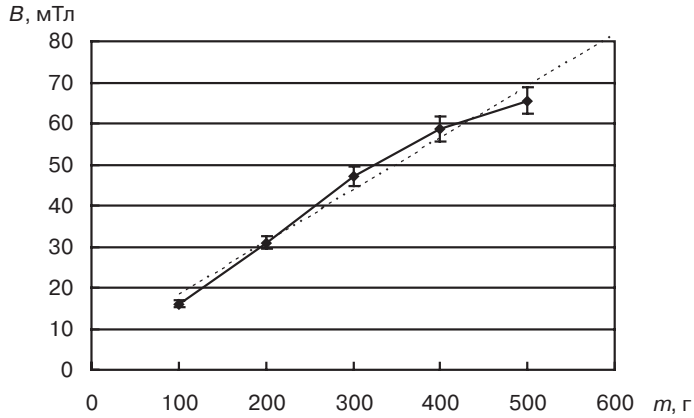


Рис. 14.9. Зависимость индукции магнитного поля от энергии ПМЧ (массы заряда ВВ)

В цитируемых авторами работах была установлена зависимость индукции магнитного поля от изменения энергии потока микрочастиц, обусловленной массой заряда ускорителя. На рис. 14.9 представлено влияние энергии потока микрочастиц на изменение индукции магнитного поля. Экспериментальные исследования показали, что значение индукции магнитного поля увеличивается с увеличением энергии потока микрочастиц.

Это связано с тем, что большие градиенты скоростей потока за фронтом ударной волны в конденсированных ВВ могут приводить к распределению электрических зарядов в детонационной плазме, что необходимо учитывать при эксперименте. Распределение электрических зарядов вызывает соответствующее распределение электрического поля и потенциала [2].

Известно, что в неидеальной плазме взрыва при введении в нее частиц порошка за счет распределения зарядов на поверхности частиц образуются магнитные диполи. Движение диполей в электрическом поле приводит к созданию магнитного поля. Магнитное поле оказывает существенное влияние на формирование потока ускоренных взрывом частиц. В магнитном поле поверхность потока стабилизируется и его изменение в результате наличия градиента скорости осуществляется равномерно вдоль оси. Дополнительное введение частиц порошка различного размера приводит к изменению индукции магнитного поля и оказывает влияние на процесс кумуляции.

В работе [2] были проведены измерения индукции магнитного поля при введении в поток кумулятивной струи частиц с размером от 20 до 200 мкм. Результаты этих измерений приведены на рис. 14.10. График зависимости магнитной индукции от размера частиц порошка, вводимого в поток неидеальной плазмы взрыва, не является линейной функцией. Зависимость интенсивности электромагнитного излучения от размеров частиц увеличивается до максимального значения с изменением размера частиц от 20 до 100 мкм и резко уменьшается с увеличением размера от 150 до 300 мкм. С увеличением размеров частиц свыше 150 мкм резко увеличивается неидеальность плазмы за счет увеличения числа нейтралов и снижения электрического потенциала плазмы.

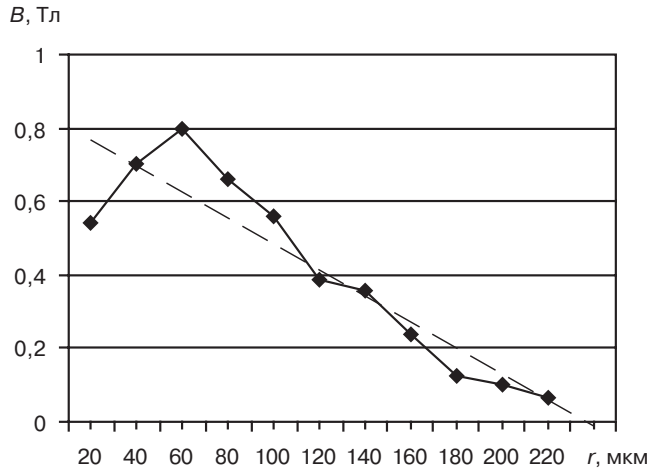


Рис. 14.10. Изменение магнитной индукции от размера вводимых частиц

14.2.2. Исследование ионизирующего излучения, возникающего при соударении высокоскоростных потоков микрочастиц с металлической преградой

Исследование ионизирующего излучения проведено по методике, приведенной в гл. 13. На фотодетекторах, расположенных в щели вдоль направления потока частиц, получены засветки в виде чередующихся полос шириной 2–6 мм (рис. 14.11*а*, *б*). Анализ структуры засветок и измерение их размерностей производили с полученных негативов на оптическом микроскопе «Leika» при увеличениях от 50х до 1000х. Определение интенсивности засветок и обработку полученных результатов производили по компьютерной программе «Профиль 1,0».

Для оценки интенсивности засветки производили калибровку рентгеновской пленки засветкой на аппарате ДРОН-3 при режиме $U = 23$ кВ, $J = 3{,}5$ мА (U – ускоряющее напряжение, J – ток). Время засветки t – 1 с. С учетом времени процесса 100 мкс энергия излучения на засветку одной зоны составляет $(0{,}5–1{,}2) \cdot 10^{-2}$ Дж. Установлено, что структура линий засветки (треки) обладает признаками, характерными для траектории движения элементарных заряженных частиц в магнитном поле. Длина треков составляла $(10–15) \cdot 10^{-3}$ м, ширина одного трека $(2–4) \cdot 10^{-6}$ м, плотность треков составляла ~ 300 мм$^{-2}$.

Установлено, что форма треков в эмульсиях различна, особенно это характерно для фотопленок, расположенных вдоль боковой поверхности цилиндрического образца. Это и непрерывные прямые треки, и длинные треки сложной формы, напоминающие спирали или меандр. На рис. 14.12 представлены фотопленки, расположенные вдоль боковой поверхности образцов цилиндрической формы: а) вокруг образца из алюминия, б) вокруг образца из стали.

Более подробное изучение засветок под микроскопом с увеличением в 200–600 раз представлено на рис. 14.12*в–е*. На рис. 14.12*д–е* представлен типичный вид треков, напоминающий форму меандра. На рис. 14.12*е* представлен увеличенный фрагмент трека, из которого хорошо видно, что трек имеет сложный узор.

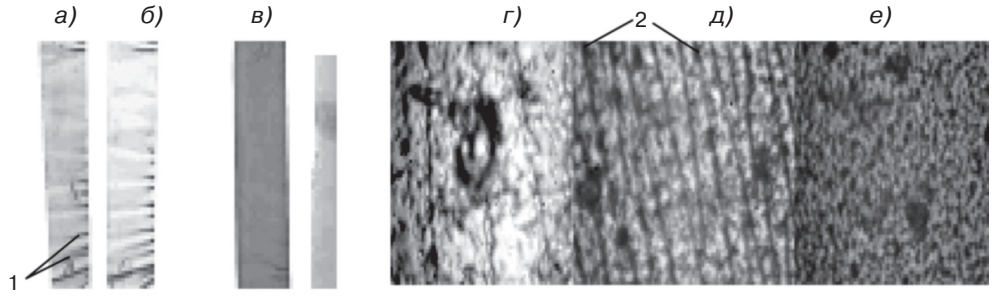


Рис. 14.11. Пленка, засвеченная при воздействии микрочастиц SiC на стальную преграду в радиальном направлении: трехкратная обработка (*а*); однократная обработка (*б*); эталон (*в*); 500х (*г*); 300х (*д*); структура пленки вне зоны засветки, 300х (*е*); 1 – полосы засветки; 2 – треки

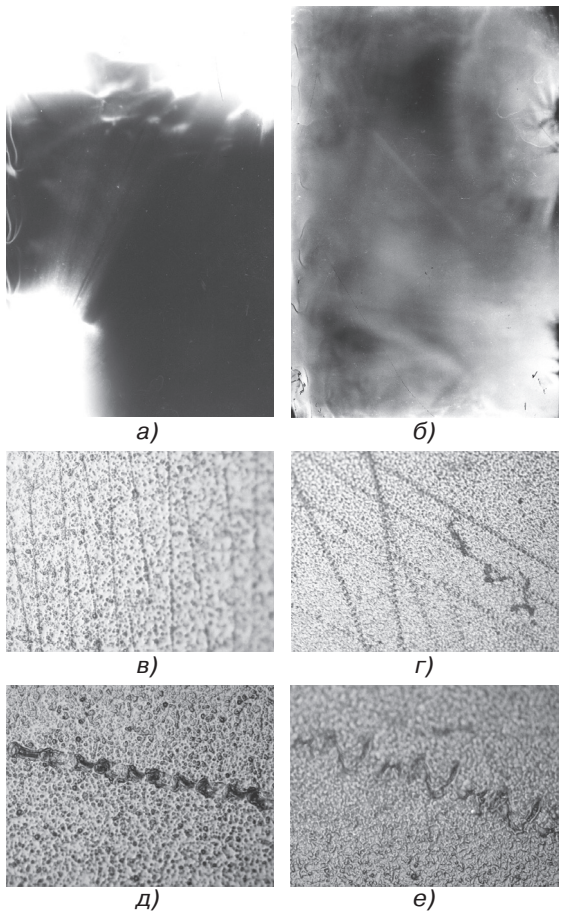
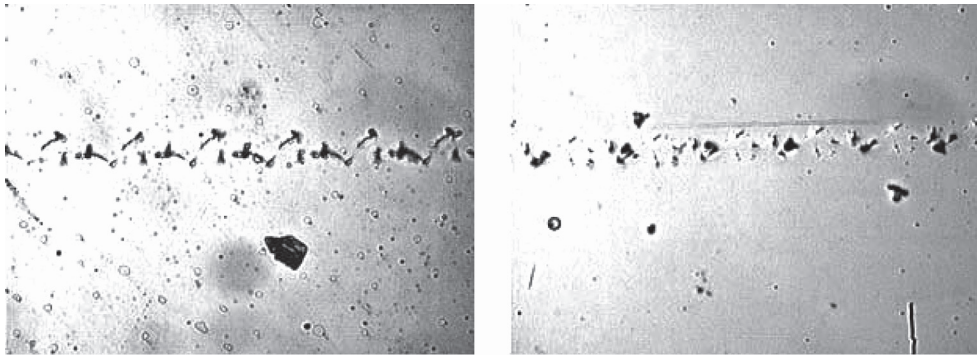


Рис. 14.12. Засветка фотодетекторов и виды треков, полученные в результате воздействия потока микрочастиц SiC на образцы из Al и стали; вокруг образца из алюминия (*а*, *в*, *д*); вокруг образца из стали (*б*, *г*, *е*). х1 (*а*, *б*); х200 (*в*); х400 (*г*); х500 (*д*); х600 (*е*)



x1500 x1500

Рис. 14.13. Дефекты в пластине Si после воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц SiC

Учитывая место расположения фотодетектора за защитной преградой, размер трека и форму, невозможно объяснить его происхождение регистрацией α-, β-, γ-излучения (напомним, что рентгеновская пленка завернута в несколько слоев черной бумаги). Детектирование треков на пленках позволяет утверждать, что траектория движения источника, вызывающего почернение, находится в плоскости фотоэмульсии, так как вид трека по всей его длине не изменяется. Оценка энергии частицы по длине пробега в фотоэмульсии дает величину $E \geq 80–100$ МэВ.

Аналогичные дефекты и треки наблюдаются на поверхности полупроводниковых пластин кремния, которые располагаются в тех же местах взамен фотодетекторов (рис. 14.13).

Полированные монокристаллические пластины Si подвергали воздействию высокоскоростного потока микрочастиц SiC при скоростях разгона 1200–1500 м/с. После обработки часть пластин исследовалась в оптическом микроскопе при увеличениях 1500х без предварительной подготовки (рис. 14.13*а*, *б*), поверхность части пластин промывалась этиловым спиртом.

На основании вышеизложенного в этом разделе можно сформулировать следующие основные выводы.

1. Установлено, как теоретически, так и экспериментально, что границы раздела между слоями разной плотности в многослойных материалах существенно влияют на эффективность проникания микрочастиц. В случае, если плотности слоев А и В $\rho_A/\rho_B < 0{,}3$, проникание частиц практически прекращается в тонком слое вблизи границы раздела слоев, что позволило обоснованно конструировать защитные экраны на основе многослойных материалов.
2. Получены зависимости разрушающего напряжения, ударной вязкости и проводимости композиционного материала толщиной 0,2–0,4 мм от содержания наполнителя фракцией 1–10 мкм. Установлено, что дальнейшее повышение процентного содержания наполнителя в матрице приводит к увеличению пористости, дефектности структуры и ухудшению физико-механических свойств.

3. Результаты исследования зависимостей действительной ε', мнимой составляющей комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon'' = f(E)$ и тангенса угла диэлектрических потерь tgδ КМ показали, что при концентрации наполнителя C = 10 об. % повышение напряженности внешнего электрического поля или уровня испытательного напряжения (при одной и той же толщине диэлектрика) в 3,5 раза приводит к увеличению ε' примерно на 1%, а ε'' – в 3,5 раза. При C = 30 и 40 об. % ε' возрастает на 20 и 30% соответственно, а ε'' – в 5–6 раз, что позволяет прогнозировать величину пробивного напряжения или электрической прочности КМ на основе полимерной матрицы без их пробоя с достоверностью 95%.
4. Установлена зависимость изменения индукции магнитного поля от энергии ускорителя (величины заряда). Получено экспериментальное подтверждение теоретических расчетов с соответствующими значениями 45,9 и 49,5 мТл.
5. Установлены изменения индукции магнитного поля при введении в поток частиц размером от 20 до 200 мкм. Интенсивность электромагнитного излучения увеличивается до максимального значения с изменением размера частиц от 20 до 100 мкм и резко уменьшается с увеличением размера от 150 до 300 мкм. С введением частиц размером свыше 150 мкм резко увеличивается неидеальность плазмы за счет увеличения числа нейтралов и снижения электрического потенциала плазмы.
6. Установлено, что при соударении высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой процесс их взаимодействия сопровождается рядом дополнительных эффектов: образованием ударных волн с фоновым давлением ~ 10 ГПа, импульсным электромагнитным излучением с индукцией магнитного поля до 49 мТл и ионизирующим излучением с энергией до 100 МэВ. Многофакторность процесса взаимодействия потока микрочастиц с преградой позволила определить основное направление в построении и конструировании защитных материалов от воздействия приведенных выше факторов.

14.3. Моделирование процессов соударения высокоскоростных потоков пылевых микрочастиц с космическими аппаратами

В данном разделе рассмотрим некоторые впервые полученные [2] результаты моделирования взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой, имитирующих соударение микрочастиц космической пыли с космическими аппаратами, а также экспериментальные результаты исследований воздействия потоков микрочастиц и сопутствующих поражающих факторов на изменения в материалах, в том числе деградацию элементов микроэлектроники

Определение причин отказов систем управления и навигации космических аппаратов (КА), наблюдавшихся в ходе длительных полетов, представляет собой весьма актуальную задачу. Выход из строя систем управления в ходе длительных полетов существенно снижает надежность и соответственно повышает затраты в

этой области. В частности, это требует дополнительного дублирования спутников-ретрансляторов, ведет к увеличению количества запусков КА. В настоящее время экспертами активно разрабатывается гипотеза, что одной из вероятных причин отказов электронных систем КА являются потоки космических пылевых частиц и высокоэнергетических (галактических) ионов, движущиеся в околоземном и межпланетном пространстве и имеющие скорости от 1 до 80 км/с и более [1]. Космическая пыль образуется частицами размером от нескольких до 1000 мкм (рис. 14.14). Основная масса микрочастиц космической пыли (до 80%) имеет размер от 1 до 100 мкм [1, 2].

Соударения сгустков пылевых частиц с металлическими модулями летательных аппаратов долгое время рассматривались только с позиции эрозии внешней поверхности. При бомбардировке внешней поверхности искусственных спутников Земли (ИСЗ) потоками микрочастиц космической пыли имеют место три типа взаимодействия:

- проникновение частиц в материал;
- выброс из зоны удара облака испаренных материалов и осколков;
- эмиссия ударной плазмы, представляющая потенциальную опасность для последующего возникновения электрического разряда между заряженными элементами ИСЗ [3].

Например, анализ состояния солнечных батарей (СБ) космической станции «Мир», космического телескопа Хаббл (США) и других космических аппаратов показал, что слоистые структуры СБ чувствительны к потокам космической пыли [4–6]. На поверхности СБ образуется кратер (рис. 14.15), выброс плазмы и пара, в слоистой структуре батареи распространяется ударная волна. Микрорентгенспектральным анализом установлен элементный состав частиц космической пыли Si, Fe, C, S (рис. 14.14), что позволило определить выбор микрочастиц для проведения лабораторных экспериментов. Доказано существование некоторой области взаимодействия микрочастиц с КА, так называемого сверхглубокого проникания (SDP), в рамках которого эффективность пробивания микрочастицами металлов на много порядков выше, чем у макротел [7, 8]. В связи с этим актуальным является моделирование и исследование влияния и возможных повреждений конструкций ударами микрочастиц размером < 100 мкм с относительно низкими скоростями порядка 1–5 км/с, которые соответствуют скоростям соударения КА с МЧКП [9].

Существующую проблему можно решить, создавая модели процессов соударения сгустков космической пыли с КА (рис. 14.16) и изучая воспроизводимые при этом явления и возможные последствия выхода из строя электронных систем управления в земных условиях. Задача состоит в создании ускорителя, имитирующего взаимодействие потоков частиц космической пыли и «галактических» ионов с КА, схем, эквивалентных взаимодействию потоков заряженных частиц с преградой, методик и приборов регистрации поражающих факторов. Разработка новых методик моделирования процесса высокоэнергетического взаимодействия потоков вещества, факторов их влияния на изменение тонкой структуры микросхем позволяет проводить тестирование, оценивать надежность и работоспособность микросхем в экстремальных условиях.

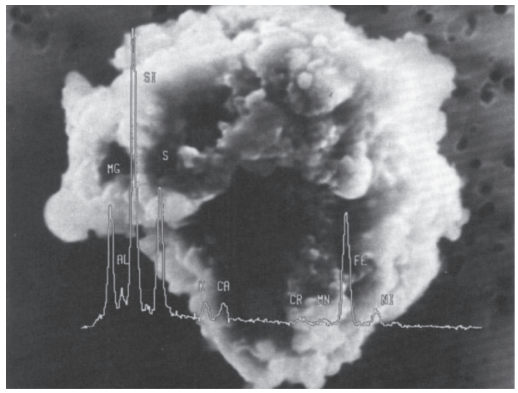
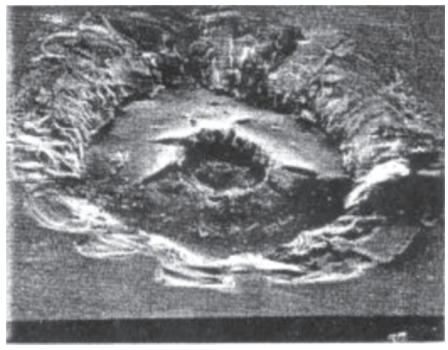
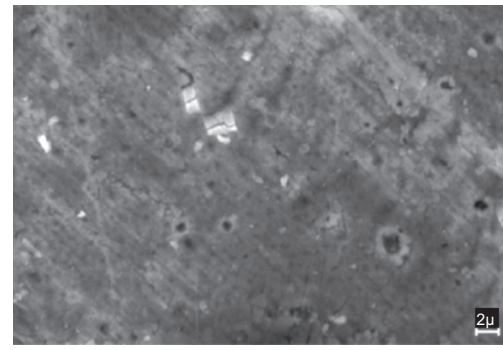


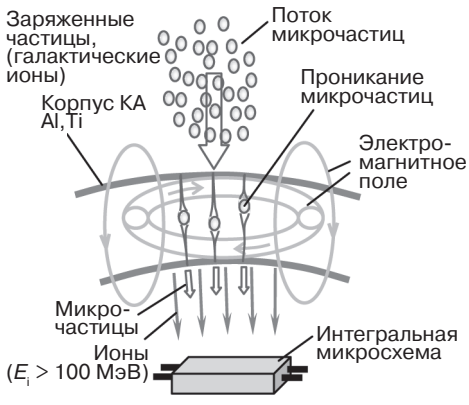
Рис. 14.14. Частица космической пыли и ее состав



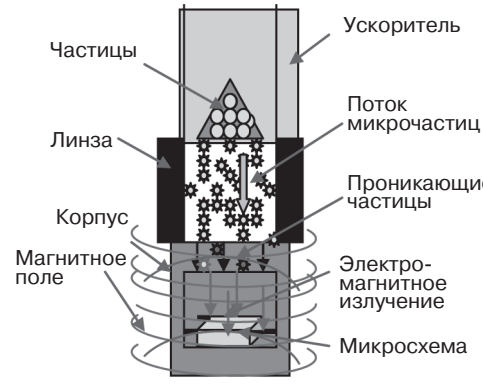


а) *б)*

Рис. 14.15. Микрократеры, образовавшиеся на поверхности преграды после воздействия потоком микрочастиц: микрократер на солнечной батарее космического телескопа Хаббл (*а*); микрократеры на модельном образце из алюминия, полученные в лабораторных условиях (*б*)



а)



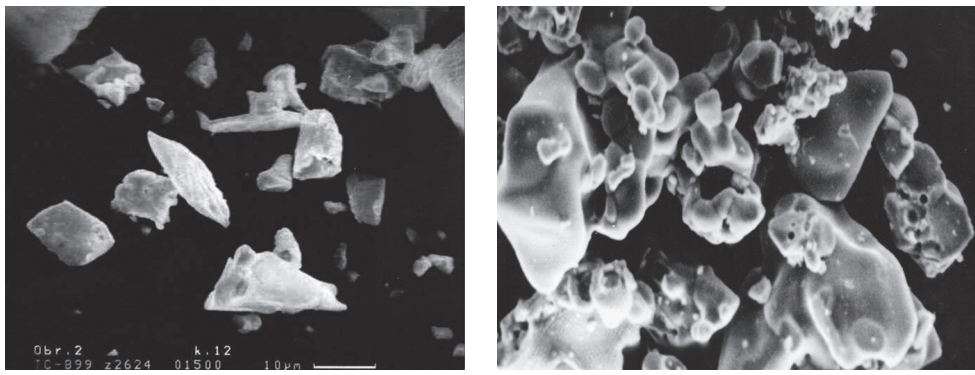
б)

Рис. 14.16. Схемы аналогии взаимодействия потоков частиц с КА и преградой в земных условиях: соударение частиц космической пыли с КА (*а*); соударение частиц в лабораторном эксперименте (*б*)

Соударение высокоскоростных потоков частиц с преградой сопровождается ударно-волновым процессом, высоким давлением, проникание частиц, электромагнитным импульсом и ионизирующим излучением, т.е. комплексом эффектов. Определить влияние каждого из них или в комплексе на изменение выходных параметров микросхем является достаточно сложной задачей и требует как теоретических, так и экспериментальных исследований.

Рассмотрим более подробно используемые при экспериментальных исследованиях материалы и собственно методики исследований

В качестве материала контейнера (преграды) в работе [14] использовали сталь-40 и алюминий. В качестве тестовых объектов для определения влияния высокоскоростных потоков и проникающих частиц на изменение электрофизических параметров служили конкретные интегральные микросхемы производства ОАО «Интеграл» и образцы из алюминия. В экспериментах использовали микросхемы в металлическом корпусе двух видов: интегральные логические микросхемы и специализированные (для космических применений) микросхемы (АС10). Последний вариант микросхемы предназначен для работы на борту летательных аппаратов. Динамическую обработку осуществляли при следующих стандартных параметрах: фоновое давление составляло порядка 10 ГПа, средняя скорость частиц 800–1500 м/с, время воздействия ~50 мкс. В качестве материала микрочастиц применяли порошок SiC с размером частиц 63–70 мкм. Энергоносителем служило взрывчатое вещество – аммонит 6ЖВ, количество взрывчатого вещества 200 грамм на один эксперимент. Для исследования процессов взаимодействия сгустка частиц с преградой использовали порошки SiC и Al_2O_3 фракций 50–100 мкм (рис. 14.17*а*, *б*). Преградой служили образцы цилиндрической формы диаметром 10–50 мм и высотой 30–100 мм, изготовленные из конструкционных сталей и алюминия. Исследование зависимости изменений индукции магнитного поля проводилось с помощью разработанной методики и аппаратуры (РЭМИ-01). Напряженность электромагнитного поля измерялась трехкоординатным датчиком Холла, установленным на расстоянии 10–15 см от эпицентра взрыва.



а) *б)*

Рис. 14.17. Микрочастицы для проведения эксперимента: частицы SiC (*а*); частицы Al_2O_3 (*б*)

Сигнал передавался через систему усиления на аналогово-цифровые преобразователи и выводился на экран дисплея компьютера. По результатам измерений проводились расчеты индукции магнитного поля.

Ускоритель и схема для обработки материалов потоком высокоскоростных частиц

Ускорители с применением ВВ отличаются простотой конструкции и дешевизной [10–11] и нашли широкое применение в практике. При их использовании поток микрочастиц формируется при обжатии зарядом ВВ контейнера с частицами порошка. При использовании в качестве контейнера полых цилиндров из бериллия удалось достичь скоростей струи до 90 км/с [12].

Принцип действия разработанных ускорителей основан на необходимости создания физических условий для разгона частиц до скоростей порядка 1–3 км/с. Для осуществления таких скоростей метания тел используется кумуляция энергии взрыва и воздействие ударных волн от зарядов взрывчатых веществ (ВВ).

Используемое ВВ характеризуется различными параметрами. В разработанной схеме кумулятивного разгона частиц в качестве взрывчатого вещества использован насыпной аммонит 6ЖВ. При метании с использованием энергии взрыва заряда ВВ часть энергии переходит в кинетическую энергию порошка, обеспечивая необходимую скорость потока частиц.

Эксперименты по изучению динамической обработки материала высокоскоростным потоком порошковых частиц и зависимости изменений индукции магнитного поля проводились по схеме, изображенной на рис. 14.18.

Исследовательские работы белорусских ученых последних лет позволили создать установку (рис. 14.19), имитирующую условия взаимодействия потоков микрочастиц с КА, и прибор для регистрации ЭМИ, сопровождающего процесс [2].

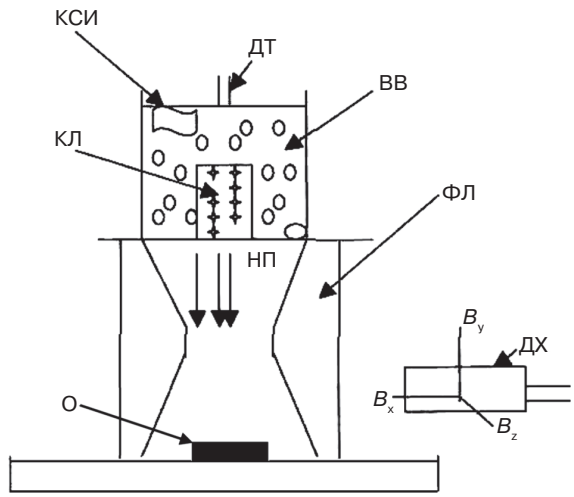


Рис. 14.18. Схема эксперимента обработки преграды потоком микрочастиц и измерения электромагнитного поля: ДТ – детонатор, КЛ – кумулятивная линза, ВВ – взрывчатые вещества, ФЛ – фокусирующая линза, НП – направление потока, ДХ – датчик Холла, КСИ – контакт синхроимпульса; О – образец

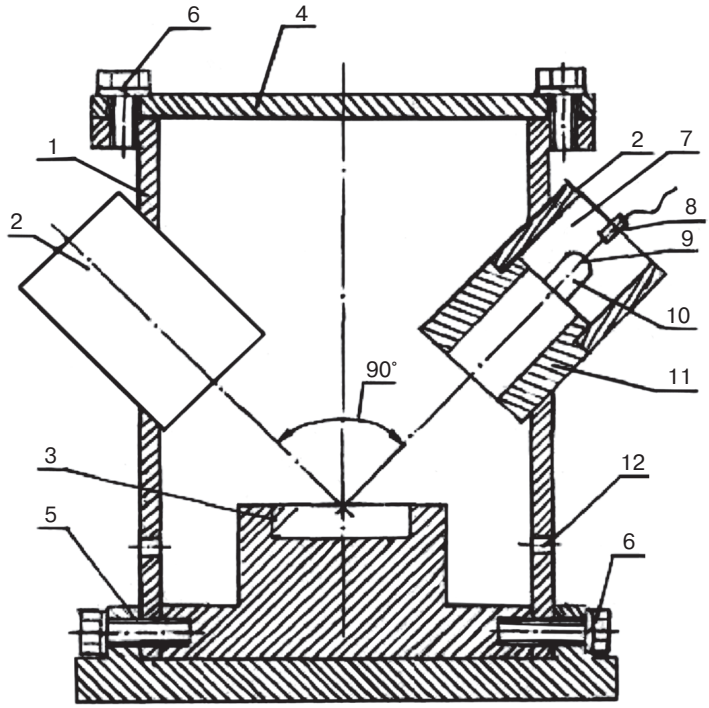


Рис. 14.19. Схема устройства для разгона микрочастиц с двумя ускорителями: 1 – камера; 2 – взрывные ускорители с болтами крепления крышки; 3 – предметный стол; 4 – крышка камеры; 5 – днище камеры; 6 – элементы крепления; 7 – взрывчатое вещество; 8 – детонатор; 9 – кумулятивная воронка; 10 – микрочастицы; 11 – регулирующая опора; 12 – отверстие для выхода газообразных продуктов взрыва

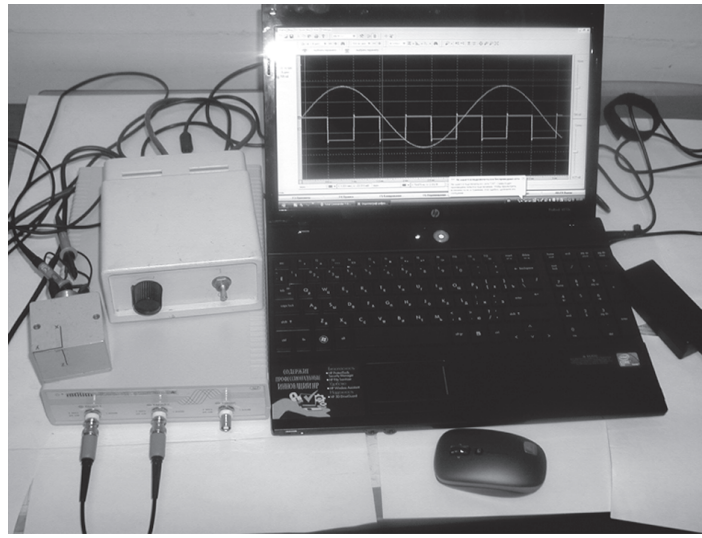


Рис. 14.20. Прибор регистрации электромагнитного излучения

Для разгона ПМЧ и проведения исследований разработана специальная камера с двумя ускорителями, схема которой приведена на рис. 14.19.

Результаты исследований

Проникание микрочастиц в преграду сопровождается каналированием материала преграды. Такие каналы можно наблюдать на продольных срезах преграды вдоль движения частицы при металлографических исследованиях. Канал, по которому проходит частица, на всем протяжении оказывается захлопнутым. Лишь в зоне торможения микрочастицы образуется полость, которая может иметь различный вид – от формы типа полости от внутреннего взрыва до щели в виде трещины с размерами порядка 1–3 мкм.

Эксперименты по изучению зависимости изменений индукции магнитного поля проводились по схеме (рис. 14.18). Проведено экспериментальное исследование зависимости индукции магнитного поля от изменения энергии ускорителя (массы зарядов ВВ) (рис. 14.21).

Из графика следует, что значение индукции магнитного поля увеличивается с увеличением энергии ускорения. Однако нет прямой пропорциональной зависимости, т.е. это значение изменяется не прямолинейно. Это связано с тем, что большие градиенты за фронтом инициирующей ударной волны в конденсированных ВВ могут приводить к распределению электрических зарядов в детонационной плазме. Распределение электрических зарядов вызывает распределение электрического поля и потенциала. Распределение потенциала было обнаружено при исследовании электропроводности детонационной плазмы вдоль распространения детонации в работе [13].

Введение частиц порошка различного размера приводит к изменению индукции магнитного поля и оказывает влияние на процесс кумуляции. Были проведены измерения индукции магнитного поля при введении в поток кумулятивной струи частиц Al_2O_3 размером от 21 до 200 мкм. Результаты измерений приведены на рис. 14.22.

С увеличением размера частиц свыше 150 мкм резко увеличивается неидеальность плазмы за счет увеличения числа нейтралов и снижения электрического потенциала плазмы.

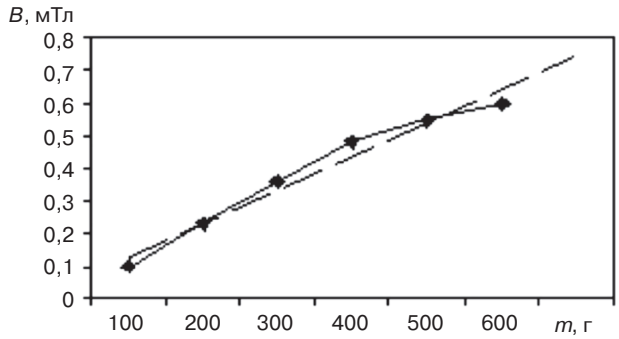


Рис. 14.21. Зависимость индукции магнитного поля от энергии ускорителя (массы заряда ВВ)

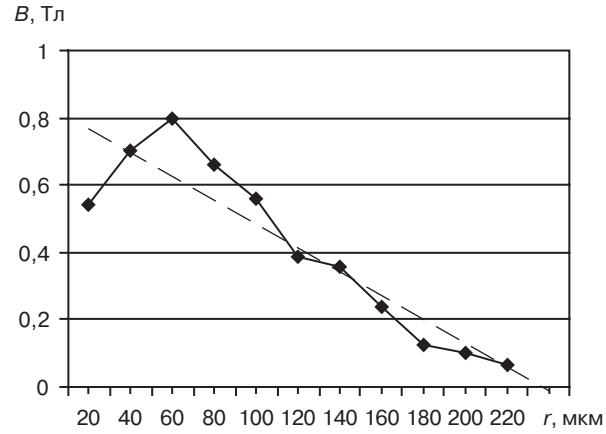


Рис. 14.22. Изменение магнитной индукции от размера вводимых частиц

При высоких давлениях на фронте ударных волн у диэлектрических и полупроводниковых материалов резко снижается их удельное электрическое сопротивление. Это может приводить к короткому замыканию и выходу из строя полупроводниковых приборов. Проведены исследования влияния ударных волн на изменение удельного электрического сопротивления ряда материалов, применяемых для изготовления элементов и корпусов микросхем. На рис. 14.23 представлены результаты влияния давления ударных волн на изменение удельного электрического сопротивления однослойных и многослойных материалов. Установлено, что при повышении давления ударной волны меньше всего снижается удельное электрическое сопротивление у четырехслойной композиции.

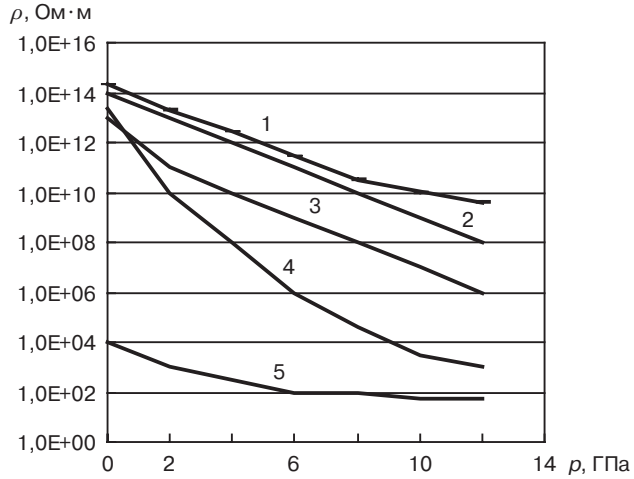


Рис. 14.23. Зависимость удельного электросопротивления материалов от давления, создаваемого ударной волной: 1 – четырехслойный композиционный материал; 2 – образец из SiO_2; 3 – образец из Al_2O_3; 4 – образец из пластмассы; 5 – образец из фуллерена C_{60}

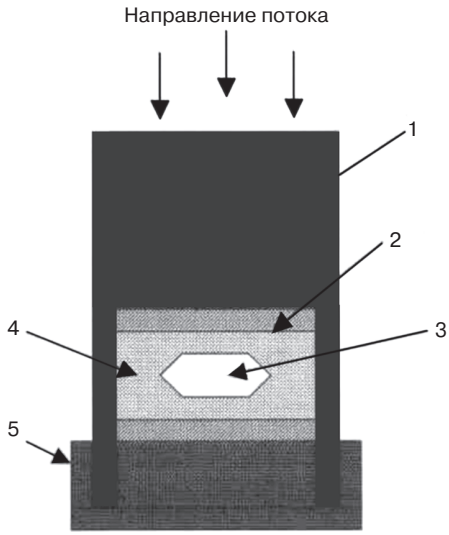


Рис. 14.24. Схема расположения микросхемы в контейнере: 1 – контейнер, 2 – фторопласт, 3 – микросхема, 4 – поролон, 5 – крышка контейнера

Рассмотрим более детально экспериментальные результаты исследования механизма поражения испытываемых интегральных микросхем.

В результате выполнения проведенных экспериментов в работе [2] было установлено, что при соударении высокоскоростного потока частиц (скорость 800–1200 м/с) процесс сопровождается следующими эффектами:

- образуется ударная волна и ряд вторичных ударных волн, а также генерируемые ими высокочастотные процессы и условия резонанса;
- формируется импульс электромагнитного излучения, магнитные и наведенные электрические поля;
- существует фактор теплового воздействия;
- происходит проникание микрочастиц.

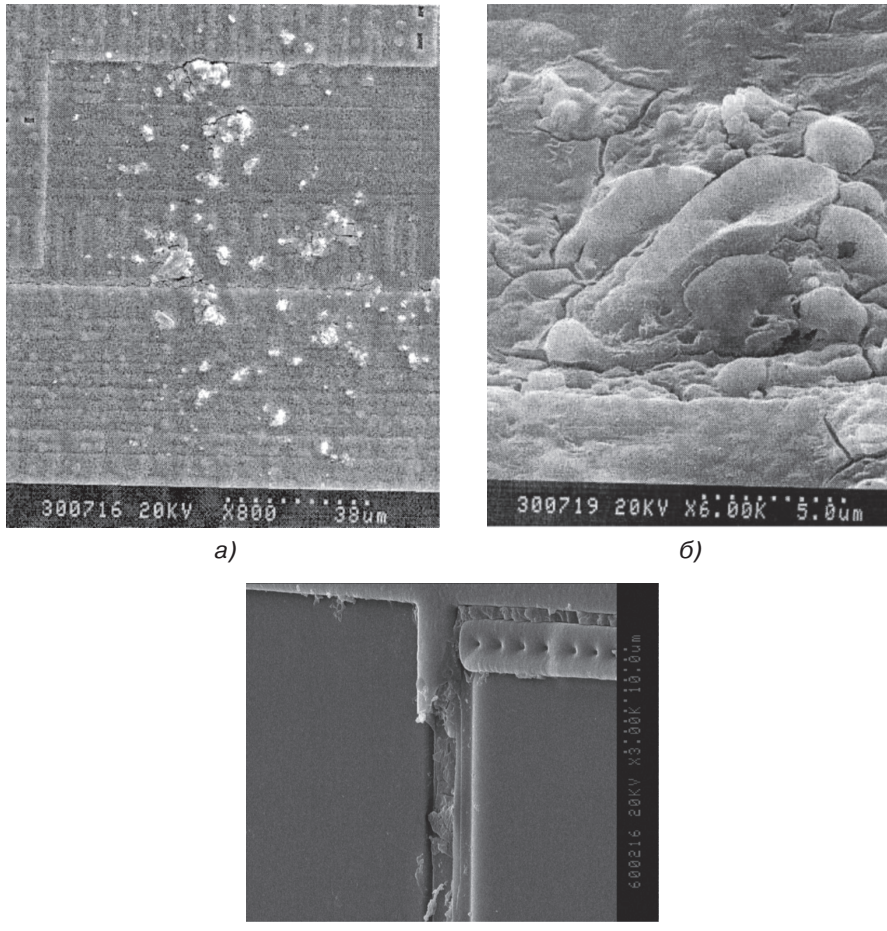
Каждый из этих факторов может влиять на изменение структуры материалов, их функциональные и физико-технические свойства, отклонение параметров от заданных в системах электронного оборудования.

На рис. 14.24 показана схема и конструкция контейнеров для размещения в них интегральных микросхем и проведения экспериментов по исследованию материалов и микросхем, подвергшихся воздействию высокоэнергетического потока микрочастиц. Для предотвращения соударения микросхемы о стенки контейнера свободное пространство заполнялось демпфирующим материалом.

Предварительно микросхемы тестировались по выходным параметрам. После обработки высокоскоростным потоком (~1000–1200 м/с) частиц (фракции 50–100 мкм) контейнер разбирался, из него вынимались микросхемы. Контейнер проверялся на повреждения. Извлеченные микросхемы исследовались в соответствии со стандартами предприятия-изготовителя.

В соответствии с планом эксперимента микросхемы после обработки в контейнере исследовались с помощью оптических приборов визуально, рентгенографически и тестировались на специальном стенде. В случае отклонения рабочих параметров микросхем от диапазона допустимых значений такие микросхемы вскрывались

и исследовались на наличие дефектов. Выполненный цикл исследований [2] позволил зарегистрировать появление дефектов на поверхности кристалла микросхемы, приводящих к ее отказу. На рис. 14.25 представлены характерные зоны повреждения кристалла микросхемы, полученные с помощью растрового электронного микроскопа. В зонах повреждения наблюдаются места существенного локального разогрева. который приводит к возникновению и росту новых кристаллов из материала микросхемы (рис. 14.25*а*, *б*). Механические повреждения в виде разрывов и сколов наблюдались в местах проволочных соединений, дорожек и контактных площадок (рис. 14.25*в*). Образование таких повреждений можно объяснить возникновением градиента напряжений в местах разнородных материалов. Можно предположить, что это является результатом распределения ударно-волновых возмущений, сложная картина которых возникает из-за совпадающих во времени отражений от границ раздела разнородных по структуре материалов.



а) *б)*

в)

Рис. 14.25. Повреждения поверхности, контактных площадок, проволочных межсоединений микросхемы после динамического нагружения

Говоря о перспективных материалах, которые можно было бы использовать для защиты микросхем от воздействия вышерассмотренного механизма повреждения, следует отметить, что многослойные и композитные среды в зависимости от материалов, из которых они состоят, и условий, в которых находятся, могут как отражать ЭМИ, так и поглощать его. Способность к отражению и поглощению электромагнитных волн (ЭМВ) может быть использована для создания экранирующих и поглощающих материалов (ПМ), в частности радиопоглощающих материалов. Создание современных материалов с заданными характеристиками, в том числе с малым коэффициентом отражения возможно только с применением многослойных композиционных материалов.

К таким перспективным материалам следует отнести фуллерены, углеродные нанотрубки и порошковые наполнители, расположенные в диэлектрической матрице с различными диэлектрическими свойствами.

Таким образом, проведенные исследования показали принципиальную возможность использования взрывных ускорителей в этой относительно новой области научных исследований: экспериментах по моделированию процессов соударения микрочастиц (космической пыли), их воздействия на защитные материалы и элементы микроэлектроники в экстремальных условиях их эксплуатации.

Результаты подобных работ по исследованию различных материалов, подвергавшихся воздействию высокоэнергетических частиц, могут позволить выработать основные технические требования как к полупроводниковым материалам, непосредственно используемым в технологическом цикле создания интегральных микросхем, так и к материалам корпусов микросхем космического применения. На основании этих требований также можно будет проводить работы по созданию новых материалов в полупроводниковой технологии, а также получать материалы с улучшенными защитными свойствами корпусной части, что позволит увеличить сроки эксплуатации интегральных микросхем в условиях космоса и других специальных условиях. Следует учитывать, что основными факторами при соударении высокоскоростных потоков частиц (сгустков космической пыли), которые могут оказать воздействие на элементы микроэлектроники транзистор, микросхемы, элементы памяти и т.п. могут быть:

- ударные волны, а также генерируемые ими высокочастотные процессы и условия резонанса;
- электромагнитное и ионизирующее излучение, индуцируемые магнитные и наведенные электрические поля;
- проникающие микрочастицы.

14.4. Влияние эффекта сверхглубокого проникновения на надежность электронных устройств космических аппаратов

Одна из гипотез, объясняющих часть аномальных сбоев и отказов электроники космических аппаратов, базируется на возможном эффекте кратковременного возникновения внутри космического аппарата достаточно высокого уровня элект-

ростатической энергии, что выводит электронные системы управления из штатных рабочих режимов. При таком подходе требуется теоретически объяснить как возможные механизмы генерации в космическом летательном аппарате (КЛА) подобного электромагнитного поля, так и расход энергии этого поля на повреждение микросхем.

В открытом космосе пылевые образования – «сгустки» являются более распространенными объектами, чем планеты, звезды или астероиды. Вероятность соударения подобных сгустков пыли с КЛА в условиях нашей Солнечной системы достаточно высока [15]. Из-за особенностей гравитации такие пылевые облака формируются в виде относительно длинномерных «сгустков» (десятки и тысячи миллиметров). При средней скорости соударения в околоземном пространстве ≈ 5000 м/с время динамического нагружения защитных оболочек с пылевыми объектами с размерами частиц 1–100 мкм составляет десятки микросекунд – секунды [16, 17].

При ударе пылевых сгустков в защитные металлические преграды процесс проникания дискретной микрочастицы происходит в условиях действия фонового давления. Подобно протыканию резиновой пластины, отверстие позади ударника в режиме сверхглубокого проникания (SDP) захлопывается [18]. Из-за этой особенности (закрытие отверстий) длительное время специалистами по анализу причин отказов ракетно-космической техники не признавалась даже теоретическая возможность пробивания пылевыми частицами металлических преград. Как экспериментальный критерий пробоя обычно принимали очевидную и зарегистрированную приборами разгерметизацию космического аппарата. Отсутствие же разгерметизации при соударениях со сгустками космической пыли полагали доказательством отсутствия подобного эффекта проникания.

Только после цикла дополнительных теоретических и экспериментальных исследований явления сверхглубокого проникания, называемого также эффектом Ушеренко (обнаружен и опубликован белорусским профессором С.М. Ушеренко в 1974 году), была экспериментально доказана возможность проникания частиц на глубины в 100–10 000 калибров ударника.

Сверхглубокое проникание (SDP) реализуется при внедрении сгустка микрочастиц размерами менее 0,5 мм и в рамках диапазона скоростей 300–6000 м/с. Качественное отличие от макроудара заключается в закрытом характере взаимодействия ударника внутри материала преграды.

В настоящее время уже существует множество моделей, в которых даются различные объяснения скачкообразному падению сопротивления проникаию. К наиболее известным из них следует отнести модель проникания через систему трещин (на кончике трещины), а также модель проникания в материал преграды в период времени динамического фазового перехода [18–20].

Гипотеза о проплавлении канала при преобразовании кинетической энергии удара в тепло была отвергнута на раннем этапе – слишком велика разница между кинетической энергии частицы при ударе и требуемой теплотой плавления.

Длительное время не удавалось определить энергию генерации электромагнитного поля и потоков высокоэнергетических ионов на выброс струй плотной плазмы из объема преграды. Основной причиной торможения экспериментальных исследований являлось то, что длительность процесса SDP не превышает 10^{-3} с [19].

В рамках обычного классического удара не возникает источник дополнительной энергии. Поэтому в работе [19] внимание сконцентрировалось на микропроцессах, реализуемых в SDP при формировании каркасной субструктуры в объеме преград, а целью исследований являлась количественная оценка уровня генерации дополнительной электрической энергии и перехода этой энергии в факторы, приводящие к отказу микросхем.

Рассмотрим более детально особенности процесса генерации электрического поля. Электромагнитное поле на первой стадии SDP формируется при движении частиц внутри твердого тела, при котором имеет место классический механизм трения с потерей массы и возникновение в материале электрически заряженных частиц. Движение миллионов этих заряженных частиц инициирует соответствующие электромагнитные поля. Пульсация внутри таких «солитонов» высокого давления приводит к физическому эффекту пульсации плотной плазмы внутри преграды, а ударно-волновые процессы перемещают в металлах обобществленные электроны.

Вокруг преграды при движении зарядов возникает электромагнитное поле. Известно, что при SDP массивная преграда является источником высокоэнергетических ионов. При SDP в железной преграде возникают ионы, причем энергия единичного иона составляет ≈100 МэВ [21], а кинетическая энергия формируемого сгустка частиц не превышает 50 кДж. Вблизи преграды ионы железа двигаются в электромагнитном (электрическом) поле. Под действием пульсирующего поля заряженные частицы ускоряются, тормозятся и меняют направление движения. При выполнении оценочных расчетов в работе [20] использовался принцип занижения – расчет всех энергетических параметров выполнялся по вариантам с заведомым занижением конечного результата. Проходя через пленочные детекторы, заряженные частицы создают треки. В первом приближении такой процесс рассматривался как движение заряда в постоянном электрическом поле. В качестве модельного заряда рассматривался ион железа, который заряжен положительно.

Рассмотрим более детально методику эксперимента, проведенного в цикле работ.

В качестве регистратора процесса движения ионов в эксперименте использовали пленочные детекторы (рис. 14.26 и 14.27), изготовленные из рентгеновской медицинской пленки. Эти пленки размещали в пакет между двумя слоями черной непрозрачной бумаги.

Рассматриваем зоны засветки на рис. 14.27 при увеличении ×100. При использовании пленочных датчиков в форме оболочки было получено изображение на цилиндрической поверхности с диаметром 30 мм (рис. 14.27).

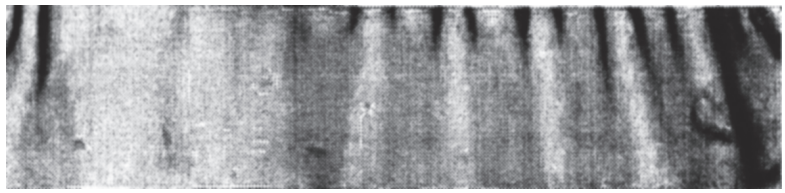


Рис. 14.26. Пленочный детектор после регистрации потоков ионов, перемещающихся вдоль оси стальной мишени, ×5

Рис. 14.27. Развертка цилиндрического пленочного детектора после облучения

Микроструи из плотной плазмы выходят с внутреннего торца стального стержня и действуют на пластинку кремния. С учетом масштаба снимка оцениваем поперечный размер плазменной микроструи a (рис. 14.28). Средний поперечный размер пробоя датчика составляет $a = 2{,}56 \cdot 10^{-5}$ м.

Материал плазменной микроструи под действием электромагнитного поля ионизируется. Струя под большим давлением внедряется в твердую поверхность и, перемещаясь под действием силового поля, записывает сигнал. Электромагнитное поле имеет пульсирующий характер, а запись сигнала это отражает. Форма полосы повреждений соответствует пилообразному изменению параметров электромагнитного поля, управляющего движением микроструи плотной плазмы. В качестве материала пластинки использовали монокристалл кремния.

Оцифровка изображений засветки потоком высокоэнергетических ионов (рис. 14.27) производилась с измерением углов и расстояния между точками на изображениях при известном масштабе. Оцифровка импульсов (рис. 14.29*г*) производилась по той же методике.

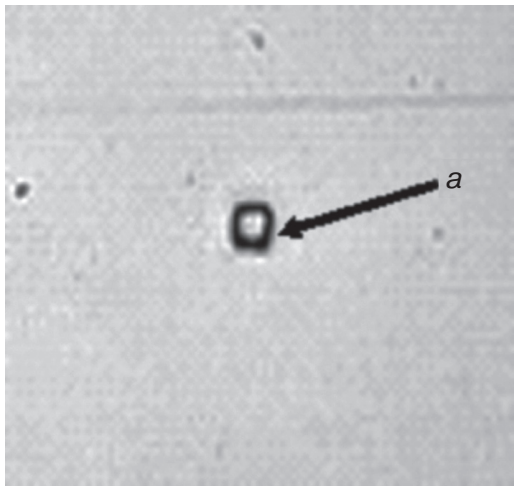


Рис. 14.28. Пробой детектора – кремниевой пластинки плазменной струей, ×300

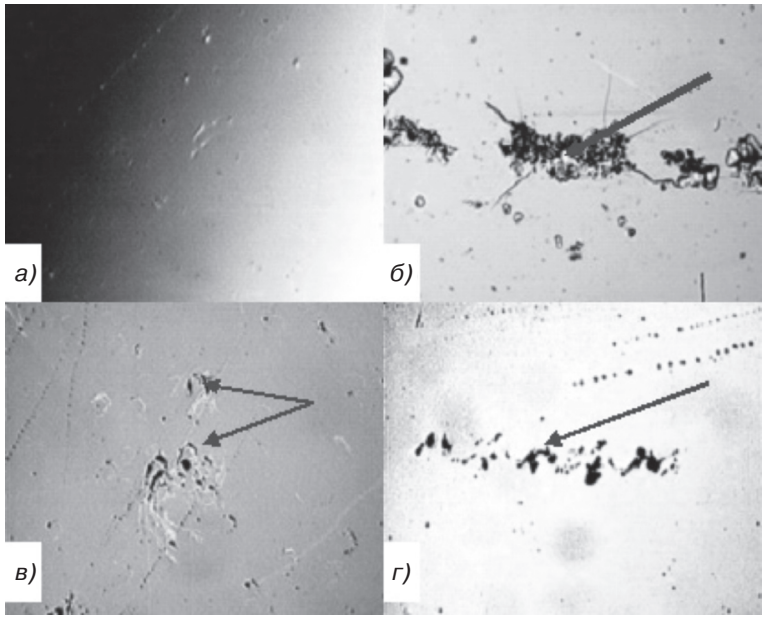


Рис. 14.29. Пластинки монокристалла кремния до и после воздействия: исходный материал, ×400 (*а*); монокристалл после механического повреждения, ×200 (*б*); запись SDP сигнала, ×200 (*в*); запись SDP сигнала, ×400 (*г*)

Проведение с учетом масштаба замеров геометрических элементов на фотографиях (рис. 14.27, 14.29) позволяет в первом приближении выполнить оценку параметров электрического поля. Цифровая обработка фотографий (рис. 14.29*в*, *г*) позволяет оценить частотную характеристику поля. Ион железа перемещается в пленочном детекторе (рис. 14.27) на 1 мм длины. При этом затрачивается энергия, равная 10 МэВ [21].

Для проведения дальнейших расчетов необходимо определить массу и размеры этих ионов.

В ядерной физике для измерения масс широко используется *атомная единица массы* (*а.е.м.*):

$$\mathbf{1}\ \boldsymbol{а.е.м.} = 1/12 M_{am}(^{12}\mathrm{c}).$$

Эта единица удобна тем, что ее величина близка к массе нуклона.

1 *а.е.м.* $= 1{,}66 \times 10^{-24}$ г. Тогда $M_{Fe} = 56$ а.е.м. $= 1{,}66 \times 10^{-24}$ г $\times 56 = 92{,}9 \times 10^{-24}$ г $=$ $= 92{,}9 \times 10^{-27}$ кг.

Принимая, что размер иона примерно равен размеру атома железа, плотность железа $\rho = 7{,}8958578 \cdot 10^3$ кг/м^3, а грамм-атомная масса 55,85 г. Значит, один грамм-атом железа занимает объем

$$V = \frac{55{,}85}{7{,}8958578} = 7{,}073\ \text{см}^3 = 7{,}073 \cdot 10^{-6}\ \text{м}^3,$$

а на один атом железа приходится объем

$$V_{Fe} = \frac{7{,}073}{6{,}023 \cdot 10^{23}} = 1{,}1743863 \cdot 10^{-23}\,\text{см}^3 = 1{,}1743863 \cdot 10^{-29}\,\text{м}^3.$$

Если представить атом в форме шара, то его объем примем равным

$$V = \frac{4\pi r^3}{3}.$$

Тогда радиус атома железа

$$r = \sqrt[3]{\frac{3V_{Fe}}{4\pi}} = \sqrt[3]{2{,}805 \cdot 10^{-24}} = 1{,}2599 \cdot 10^{-8}\,\text{см} = 1{,}2599 \cdot 10^{-10}\,\text{м}.$$

Отсюда площадь сечения атома железа равна

$$S = \frac{\pi D^2}{4} = \pi r^2 = 1{,}246 \cdot 10^{-16}\,\text{см}^2 \cdot 4 = 4{,}984 \cdot 10^{-20}\,\text{м}^2.$$

Для оценки скорости иона использовался 80-мм цилиндр, вдоль длины которого фиксировались 16 полос засветки с шириной 1 мм. Длину зоны засветки можно определить из выбранной фотографии (рис. 14.26).

Таблица. 14.6. Результаты оцифровки пленочного датчика (рис. 14.26)

№ п/п	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**	**13**	**14**	**15**	**16**
L, мм	4	6	9	8	4	10	10	11	11	12	12	10	12	12	15	16
E, МэВ	60	100	90	80	40	100	100	110	110	120	120	100	120	120	150	160
B, мм	1	2	2	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	2	2

Примечание. В табл. 14.6 приведены следующие величины: L – длина зоны проникания ионов (засветки), E – энергия иона в этой зоне, B – ширина зоны проникания (засветки).

В описываемом эксперименте прохождение по рентгеновской пленке иона на расстояние 10 мм соответствует затратам энергии для иона, равным 100 МэВ.

На рис. 14.30 показана схема разгона иона железа при сверхглубоком проникании. При повороте на 90° энергия иона возрастает до 490 МэВ.

$$1\ \text{эВ} = 1{,}602 \times 10^{-19} \times 1 = 1{,}602 \cdot 10^{-19}\ \text{Дж}.$$

Энергия единичного «галактического» иона железа на выходе из зазора на внешнюю поверхность железного цилиндра составляет ≈ (250–490) · 10^6 эВ или (400 · 10^{-13}–784 · 10^{-13}) Дж. Среднее значение энергии составляет 592 · 10^{-13} Дж.

Кинетическая энергия до поворота иона 168 · 10^{-13} Дж, а скорость $\upsilon_з = 1{,}9 \cdot 10^7$ м/с = = 19,06 · 10^3 км/с.

Кинетическая энергия после поворота иона $E_k = \frac{m\upsilon^2}{2}$, тогда $\upsilon = \sqrt{\frac{2E}{m}}$, $\upsilon_{\min}$ = = 29331 км/с, $\upsilon_{\max}$ = 41064 км/с, $\upsilon_{ср}$ = 35197 км/с.

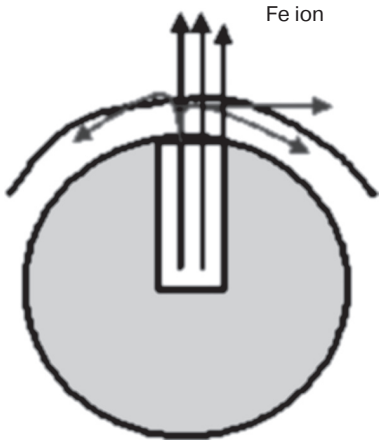


Рис. 14.30. Схема движения иона железа при сверхглубоком проникании

Поворот иона реализуется при прохождении через пленочный детектор с толщиной $\delta = 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ м при скорости $\upsilon_{ср} = 35{,}19 \cdot 10^{6}$ м/с. Передача энергии поля иону и ускорение при повороте реализуется за время $\tau_{ср} = \delta/\upsilon_{ср} = 0{,}140 \cdot 10^{-10}$ с ($\tau_{\min} = 0{,}170 \cdot 10^{-10}$ с; $\tau_{\max} = 0{,}1217 \cdot 10^{-10}$ с).

При этом усредненная результирующая скорость единичного иона в электрическом поле, определенная по схеме (рис. 14.31), составляет:

$$\upsilon_{4\,ср} = \sqrt{\upsilon_2^2 + \upsilon_3^2} = 40{,}4 \cdot 10^{6}\,\text{м/с}.$$

В результате на основе полученных данных можно оценить значения временных параметров возникающего электрического поля.

По предложенной методике оцифровки изображений определялась длина линии, окаймляющей пик, – L (рис. 14.29*в*, *г* и рис. 14.32). При этом получаем среднее значение $L_m = 20{,}13 \cdot 10^{-5}$ м.

Длина струи, внедряемой в пластину монокристалла кремния, составляет $L_j \geq 10^{8}$ мкм. При этом скорость внедрения составляет $v_p \geq 1300$ м/с [10]. Тогда время формирования единичного (точечного) пробоя с $a = 2{,}56 \cdot 10^{-5}$ м составляет $\tau_{\sin} = 1/v_p = 8{,}307 \cdot 10^{-9}$ с. Время формирования линии L_m (рис. 14.32) определяем через зависимость $T = \dfrac{\tau_{\sin} L_m}{a}$, и длительность периода колебания поля составляет $T = 65{,}3 \cdot 10^{-9}$ с. Частоту колебаний поля определим через $f = \dfrac{1}{T}$, $f = 15{,}313 \cdot 10^{6}$ Гц. Токи частотой от 100 кГц до 30 МГц принято называть токами высокой частоты.

Скорость перемещения головной части микроструи под действием электрического поля по оси X определим через среднюю длину между амплитудными значениями $b_{ср} = 15{,}245 \cdot 10^{-5}$м, как $v_j = \dfrac{b_m}{\tau_L}$. Тогда $v_j = 2334$м/с, $v_r = \sqrt{v_j^2 + v_P^2} = 2671$м/с. В результате скорость микроструи (v_r) за счет управляющего поля увеличилась по сравнению с v_p в два раза.

Далее следует оценить значение энергетических параметров этого электрического поля. Известно, что $F_m = qE = ma = mv/\tau$. Следовательно, сила, с которой действует на ион электрическое поле, составляет примерно

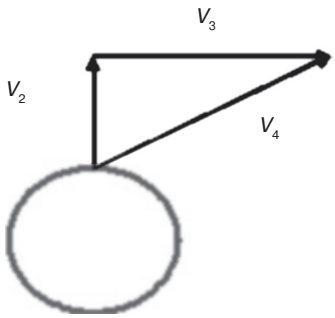


Рис. 14.31. Определение результирующей скорости иона

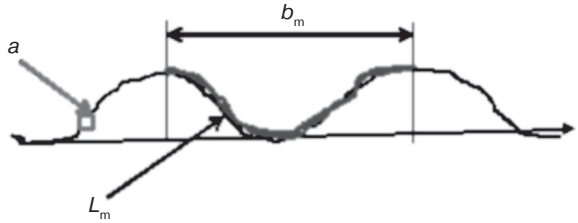


Рис. 14.32. Схема колебания микроструи плотной плазмы под действием электрического поля: здесь a – поперечный размер (мкм) единичного пробоя микроструей, b_m – среднее значение расстояния между амплитудными значениями (мкм), L_m – средняя длина линии между амплитудными значениями

$$F_m = \frac{m\upsilon_4}{\tau_L} = 49{,}7 \cdot 10^{-9}\ \text{Н}.$$

Длина среднего трека на рис. 14.27 составляла 34 мм. Объем зоны, по которой двигался единичный ион, также зависит от площади поперечного сечения иона S и примерно составляет $V_t = S \cdot l = 169{,}9544 \cdot 10^{-23}$ м^3.

В первом приближении объемная плотность энергии ω_e в электрическом поле, в котором разгонялся ион, составляет

$$\omega_e = \frac{E_w}{V_t} = 3{,}4833 \cdot 10^{10}\ \text{Дж/м}^3,$$

где E_w – энергия, затраченная на разгон иона железа; V_t – объем зоны, по которой двигался единичный ион:

$$\omega_e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon E^2}{2} = 3{,}4833 \cdot 10^{10}\ \text{Дж/м}^3,$$

где ε_0 – электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума) в ф/м; ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды для воздуха, приравненная к 1.

Напряженность электрического поля E можно определить по уравнению

$$E = \sqrt{\frac{2\omega_e}{\varepsilon_0 \varepsilon}} = 62{,}7 \cdot 10^9 \text{ В/м}.$$

Соответственно, заряд иона можно определить через уравнение:

$$q = \frac{\overline{F}}{\overline{E}} = 7{,}924 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}.$$

Экспериментально показано, что заряд электрона равен $e = 1{,}602176487(40) \times \times 10^{-19}$ Кл. Поэтому заряд разгоняемого иона по абсолютной величине приблизительно в пять раз больше, чем заряд электрона. Вокруг цилиндрического образца возникает электромагнитное поле. Тороидальное поле перпендикулярно оси движения потока ударников [22].

Диаметр стальной оболочки, на которой размещен пленочный детектор, составлял 30 мм, а диаметр стального защитного контейнера – 50 мм. Диаметр тороидальной антенны составлял 70 мм, длина 200 мм, а число витков 66. Площадь сечения тороида $7{,}065 \cdot 10^{-4}$ м^2. Объем тороидальной катушки $V_{bob} = 769{,}3 \cdot 10^{-6}$ м^3. Объем металлического контейнера ($\varnothing 50 \times 200$) $V_{cont} = 392{,}5 \cdot 10^{-6}$ м. Тогда $\Delta V = V_{bob} - V_{cont} = = 376{,}8 \cdot 10^{-6}$ м^3. При такой оценке энергия электрического поля в зазоре между антенной и контейнером в каждый период T составляет примерно 13 125 кДж. Кинетическая энергия соударения со сгустком пылевых частиц 50 КДж, т.е. примерно в 262 раза меньше.

Теперь можно оценить величину энергии, затрачиваемой на повреждение микросхемы.

В работе [22] показана схема обработки сгустком порошковых частиц и варианты повреждений после проникания через защитную оболочку.

Микросхема в заземленном металлическом контейнере была подвергнута обработке пылевыми сгустками в режиме сверхглубокого проникания. Были получены различные варианты повреждений этих микросхем. Одним из вариантов экспериментально регистрируемого повреждения являются испарения покрытия на токовводе в месте контакта с поверхностью чипа (рис. 14.33) [23].

В результате воздействия высокочастотного электромагнитного поля на зону контакта между токоподводом и неметаллической основой микросхемы (монокристалл Si) наблюдается испарение алюминия. Параметры испарения покрытия приведены в табл. 14.7.

Таблица 14.7. Изменение параметров токоподвода в микросхеме под действием электромагнитного излучения

Длина участка испарения алюминия покрытия, мкм	Внешний диаметр покрытия токоввода, мкм	Внутренний диаметр покрытия токоввода, мкм	Объем покрытия на проводе, мм^3	Масса покрытия – $M_{Coverage}$, кг	Удельная теплота испарения, МДж/кг	Скорость испарения, г/(см^2·с)
57	19	17	$3590 \cdot 10^{-9}$	$9{,}6 \cdot 10^{-9}$	10,5	$0{,}85 \cdot 10^{-4}$

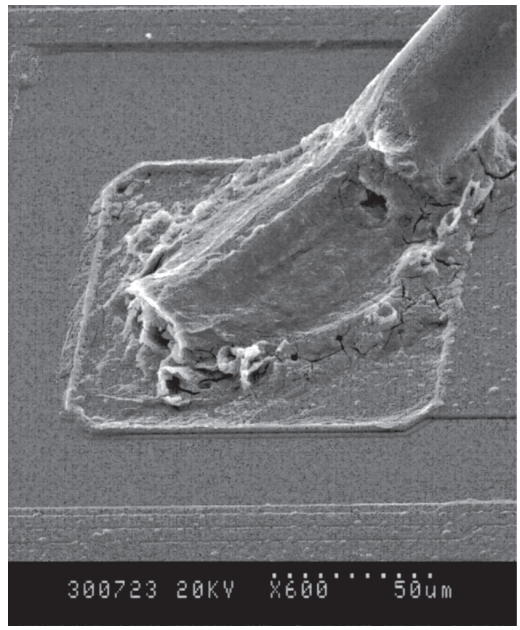


Рис. 14.33. Зона контакта между металлическим токоподводом с алюминиевым покрытием и керамической подложкой микросхемы (монокристалл кремния)

Микрочип использован в качестве контрольного объекта для оценки затрат энергии на повреждение. Микрочип в космическом аппарате, как правило, размещают в объеме защитной оболочки. Энергия, затрачиваемая на испарение покрытия, составляет $E_{исп} = M_{Coverage} \cdot Q_{evaporation} = 10^2 \cdot 10^{-6}$ Дж.

Алюминий: температура испарения при давлении паров 10^{-2} мм рт. ст. – 996 °С [10]. Тогда минимальное время для испарение алюминия составляет: $\tau(\text{с}) = M_{Coverage}/S_{Coverage} \cdot 0{,}85 \cdot 10^{-4} = 3230$ с = 53 мин. = 0,89 ч.

Энергия электромагнитного поля, которое было генерировано в рамках термоядерного синтеза при сверхглубоком проникании сгустка частиц через защитную металлическую оболочку, в локальной зоне контакта [19] в течении 0,899 ч расходуется на испарение покрытия токоподвода к микрочипу [24]. Это подтверждает выдвинутую в Российской Федерации гипотезу, что процесс повреждения микросхем системы управления может происходить длительное время после генерации и закачки электрической энергии внутри системы управления. Процесс генерации электромагнитной энергии при СГП длится максимально в период времени 10^{-3} с.

Таким образом, анализ экспериментальных результатов по генерации электрического поля внутри металлической емкости в режиме сверхглубокого проникания и по затратам энергии на испарение покрытия (алюминия) токоподводов на границе раздела металла и керамики позволяет сделать следующие основные выводы.

- Высокоэнергетические ионы и микроструи плотной плазмы, созданные в стальной преграде при SDP, управляются электрическим полем.

- В «горячих» точках внутри преграды возникают «галактические» ионы железа с положительным зарядом, который по абсолютной величине в пять раз выше, чем заряд электрона. К моменту выхода из стальной преграды такой ион имеет среднюю энергию 105 МэВ.
- Ионы двигаются: меняют направление, ускоряются и тормозятся. До выхода из преграды (поворота) средняя скорость ионов составляет 19 000 км/с, а после поворота и движении по окружности 35 000 км/с.
- Определены параметры электрического поля: напряженность – 62,7 ГВ/м; сила, действующая на единичный заряд, – $49{,}7 \cdot 10^{-9}$ Н; частота колебаний поля f – 15,3 МГц.
- Плотность энергии электрического поля при SDP $\omega_e = 34{,}8$ МДж/м^3.
- Энергия генерируемого электрического поля в зазоре в каждый период ($T = 65$ нс) составляет ≈ 13 125 КДж.
- Время на испарение алюминиевого покрытия, т.е. время существования электрического поля в объеме защитной оболочки, не менее 0,89 ч.

Анализ вышеприведенного материала показывает, что причиной выхода из строя электронных блоков системы управления космического аппарата действительно может быть механизм поражения КА в процессе его контакта с пылевыми сгустками в режиме SDP.

Литература к главе 14

1. http://www.nasa.gov/mission _pages/shuttle/shuttlemissions/ sts117/ news/STS-117-12.html| title=STS117MCCStatusReport#12|publisher =НАСА|author=НАСА]
2. Белоус А.И., Овчинников В.И., Турцевич А.С. Особенности конструирования микроэлектронных устройств для космических аппаратов. – Гомель, 2014.
3. Акишин А.И., Новиков Л.С. Электризация космических аппаратов. – М.: Знание, Космонавтика, Астрономия, 1986. – С. 64–188.
4. Акишин А.И., Новиков Л.С. Методы имитации воздействия окружающей среды на материалы космических аппаратов. – М.: НИИЯФ МГУ, 1986. – С. 82
5. Акишин А.И., Новиков Л.С. Физические процессы на поверхности искусственных спутников Земли. – М.: Изд-во МГУ, 1987. – С. 89.
6. [http://www.energia.ru/rus/news/news-2007/news_06-22-01.htmlРКК «Энергия» Новости
7. Ульянов А.А. Метеоритика, метеориты и присутствующие в них минералы // Соросовский образовательный журнал. – 2001. – № 2. – С. 55–61.
8. Григорян С.С. О природе «сверхглубокого» проникания твердых микрочастиц в твердые материалы // Докл. АН СССР. – 1987. – Т. 292. – № 6. – С. 1319–1323.
9. Горобцов В.Г., Козорезов К.И., Ушеренко С.М. Исследование влияния бомбардировки микрочастицами на структуру стальной мишени // Порошковая металлургия: Сб. науч. ст. / НАН Беларуси; редкол.: П.А.Витязь и др. – Минск, 1982. – Вып. 6. – С. 19–22.
10. Титов В.М., Фадеенко Ю.И., Титова Н.С. Разгон твердых частиц кумулятивным взрывом // Доклады АН СССР. – 1968. – Т. 180. – Вып. 5. – С.1051–1053.
11. Лобанов В.Ф., Фадеенко Ю.И. Кумуляция продуктов детонации полого цилиндрического заряда //Физика горения и взрыва. – 1974. – Т. 10. – № 1. – С. 119–124.
12. Баум Ф.А., Орленко Л.П., Станюкович К.П. и др. Физика взрыва. – М.: Наука, 1975. – С. 423–432.

13. Редерер Х. Частицы и поля в космической окрестности Земли // Земля и Вселенная. – 1970. – № 4. – С. 12–15.
14. Овчинников В.И. Технология получения многослойных материалов для защиты интегральных микросхем от высокоскоростных потоков микрочастиц. Диссертация на соискание ученной степени кандидата технических наук по специальности 05.02.07 – Технология и оборудование механической обработки. Минск. Работа выполнена в Государственном научном учреждении «Институт порошковой металлургии». 2014. – 198 с.
15. Amara Graps. Cosmic Dust and its Evolution. mailto:amara@amara.com. Latest update: July 2000. Can be retrieved at: http://www.amara.com/ftpstuff/dustevolve.txt
16. Новиков Л.С. Воздействие твердых частиц естественного и искусственного происхождения на космические аппараты. – М.: МГУ НИИ ядерной физики. Университетская книга, 2009. – 104 с.
17. Impact-ionization mass spectrometry of cosmic dust. Thesis by Daniel E. Austin. Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy. California Institute of Technology. Pasadena, California. 2003. – P. 167–168.
18. Ушеренко С.М. Сверхглубокое проникание частиц в преграды и создание композиционных материалов. НИИ ИП с ОП. 1998. – 210 с.
19. The physics of superdeep penetration phenomenon. J. Owsik, K. Jach, S. Usherenko and other. Journal of Technical Physics, J. Tech. Phys., 49, 1, 3–25, 2008. Polish Academy of Sciences, Institute of Fundamental Technological Research, Warszawa. Military University of Technology, Warszawa.
20. Usherenko S.M., Koval O.I., Usherenko Yu.S. Estimation of the energy expended for superdeep penetration. Journal of engineering physics and thermophysics. – Vol. 77. – № 3. – 2004. – P. 641–646.
21. Usherenko S.M., Lyutina D.A. Electric field generated at energy conducting from metal target. Works of the international conference – «Shock waves in condensed matter». Kiev, Ukraine, 16–21 September, 2012. – P. 404–409.
22. Damage of Integrated Circuits by High-Velocity Microparticles Penetrating Thick-Wall Obstacles. O.V. Roman, O.A. Dybov, G. . Romanov, S.M. Usherenko. Technical Physics Letters. – Vol. 31. – No. 1. – 2005. – P. 46–47.
23. Лапшинов Б.А. Нанесение тонких пленок методом вакуумного термического испарения. Методические указания к лабораторной работе по дисциплинам «Технология материалов и изделий электронной техники» и «Технология создания технических систем» / Московский государственный институт электроники и математики. М., 2006. – 30 с.
24. Ушеренко Ю.С., Ушеренко С.М. Накопление энергии при введении сгустка пылевых частиц. Высокоэнергетические системы, процессы и их модели. (Сборник научных статей). Днепропетровск: Акцент ПП, 2013. – С. 97–109.

ГЛАВА 15

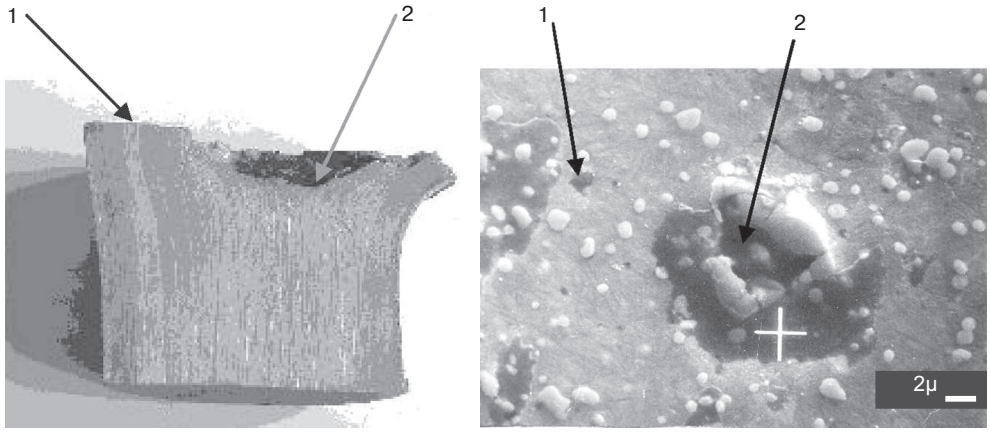
ИЗМЕНЕНИЕ СТРУКТУРЫ И СВОЙСТВ ОДНО- И МНОГОСЛОЙНЫХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫМ ПОТОКОМ МИКРОЧАСТИЦ

15.1. Исследование воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структуру однослойных материалов

Действие ударной волны и соударение высокоскоростного потока микрочастиц с металлическими преградами приводит к целому ряду изменений в их структуре, наблюдаемых на макро-, мезо- и микроуровнях. Главная задача исследования – установить влияние воздействия потока микрочастиц на структурные изменения в преграде, имитирующих влияние потоков космической пыли на структуру элементов КА.

В качестве модельных материалов для проведения экспериментов в работе [1] использовали армко-железо, сталь 40, титан и алюминий. Образцы готовились в виде цилиндров длиной 100 мм и диаметром 60 мм. Для разгона потока микрочастиц SiC с размером частиц 50–60 мкм применяли разработанный ускоритель со следующими параметрами: диаметр и высота заряда 70 и 90 мм соответственно, расстояние метания 100 мм, диаметр регулирующей опоры 60 мм. В качестве ВВ использовали аммонит 6ЖВ с плотностью ρ_{0k} = 1100 кг/м^3 и скоростью детонации D_k = 4000 м/с. Скорость потока частиц составляла 1400–1500 м/с. Определение закономерностей дефектообразования в материалах в результате воздействия высокоскоростного потока и проникания микрочастиц, проведено методами оптической микроскопии, СЭМ и ПЭМ. На рис. 15.1 показана характерная особенность динамического воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц – образование макро- и микрократеров на поверхности образцов преграды. Микрорентгено-спектральным анализом в области микрократеров зарегистрирован химический элементный состав микрочастиц SiC и материала образца преграды (рис. 15.1*б*). Было установлено, что при ударе о поверхность преграды часть потока микрочастиц отражается, разлетаясь под разными углами в пространстве, часть потока тормозиться на поверхности преграды. И только часть микрочастиц, ~1–2%, проникает в материал преграды на разную глубину.

Рассмотрим более детально воздействие потоков микрочастиц на структурные изменения как в металлах, так и в полимерных материалах.



а) *б)*

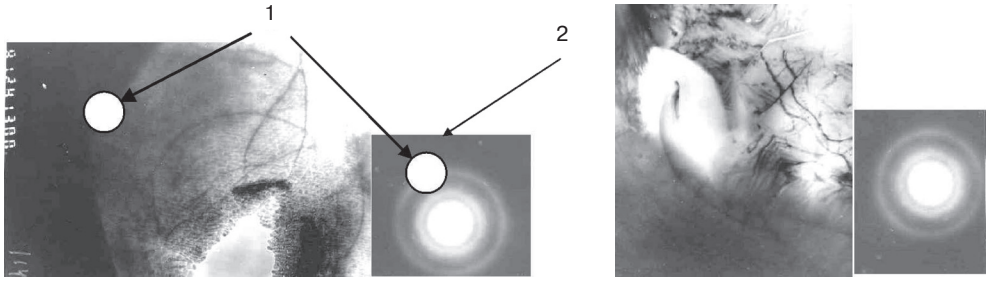
Рис. 15.1. Образцы преград после воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц SiC фракции 50–60 мкм: продольное сечение, образец из стали 40: 1 – поверхность образца после обработки потоком частиц SiC; 2 – макрократер (*а*); поверхность образца из алюминия после обработки потоком частиц SiC: 1 – частицы порошка SiC; 2 – зона образования микрократера (*б*)

15.1.1. Влияние воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структурные изменения в металлах

Исследование структуры образцов на разных расстояниях от поверхности соударения [1] показало, что распределение микрочастиц по глубине характеризуется значительной неоднородностью. Результаты исследований воздействия потока микрочастиц SiC на микроструктуру образцов из стали 40 и стали 10 представлены на рис. 15.1–15.5.

При движении частиц в преграде формируются каналы и примыкающие к ним зоны претерпевают наибольшие изменения. В поверхностном слое каналов не обнаружено дефектов деформации типа дислокаций и микродвойников. Электронограммы свидетельствуют о том, что тонкий поверхностный слой каналов находится в аморфном состоянии (рис. 15.1). Это объясняется оплавлением металла от тепла, выделяемого при трении проникающей в преграду частицы, и высокой скоростью его последующего охлаждения за счет передачи тепла в массивную металлическую преграду.

Особенностью ударно-волновых процессов в кристаллах является очень быстрый (за времена порядка 10^{-11}–10^{-12} с) подъем давления во фронте УВ, что создает большие деформации в поверхностном слое преграды и формирует проходящую по преграде волну искажений кристаллической решетки зерен на движущейся границе сжатое состояние – исходное состояние материала преграды. Это обстоятельство вызывает дробление зерен металлов на более мелкие кристаллиты, что подтверждается областями когерентного рассеяния (ОКР, табл. 15.1), полученными при рентгеноструктурных исследованиях.



а) *б)*

Рис. 15.2. Микроструктура вблизи канала проникшей частицы SiC: аморфизированная зона в области проникания частицы в сталь 40, ×100 000 (*а*); область проникания микрочастицы в сталь 40, ×60 000 (*б*): 1 – области снятия электронограмм; 2 – фрагмент микрочастицы SiC

Таблица 15.1. Размеры ОКР кристаллитов металлов до и после воздействия потока микрочастиц SiC

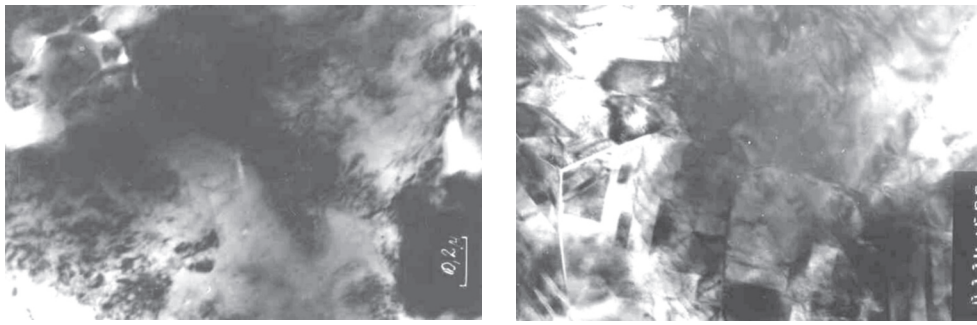
Материал преграды	Кристаллографическое направление	$D_{исх}$, нм	$D_{обж}$, нм
Армко-Fe	100	65	16
	111	66	18
Ti	110	100	40
Al	100	80	28
	111	75	32

Размеры ОКР кристаллитов после взрывного воздействия лежат в пределах 10–100 нм, причем дробление увеличивается симбатно с ростом давления и повышением жесткости обжимаемого материала. Поскольку увеличение импульсного давления всегда сопровождается ростом температуры, то одновременно с ударным дроблением зерен идет процесс их срастания вследствие тепловой рекристаллизации. Именно поэтому при динамическом нагружении взрывом не удавалось раздробить кристалл до рентгеноаморфного состояния все более сильными ударными волнами. Величину ОКР (10–15 нм) не удается снизить повторным ударным сжатием того же материала. Аморфизации структуры можно добиться в результате нагружения металлов высокоскоростным потоком микрочастиц при их проникании (рис. 15.2) [1].

Микроэлектронограммы от выделенных участков (рис. 15.2) свидетельствуют о том, что вдоль траекторий движения микрочастиц структура материала преграды аморфизируется.

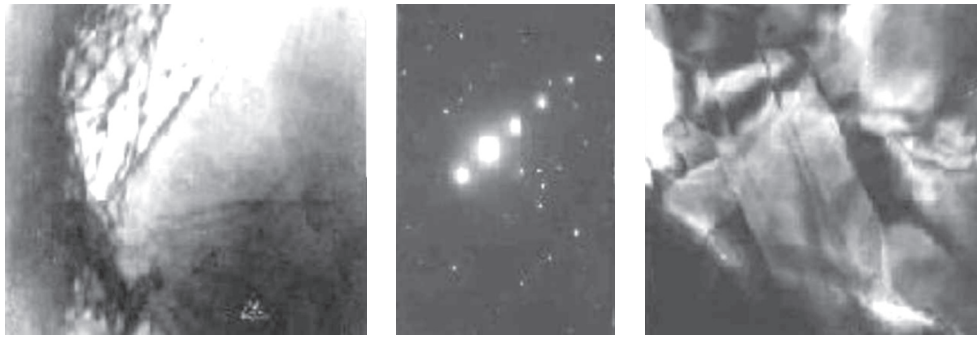
В более удаленных от канала зонах структура преграды характеризуется малой степенью деформации. Но по направлению от этих зон к каналам и проникшим частицам выявляется сильно фрагментированная ячеистая и дислокационная структура, прилегающая к аморфной зоне (рис. 15.3).

На рис. 15.4 представлено формирование дислокационного ансамбля, возникновение микрополос и микродвойников (рис. 15.4*в*). Эти типы дефектов зарождаются на концентраторах напряжений – границах зерен и распространяются на большие расстояния независимо от их кристаллографической ориентации.



а) *б)*

Рис. 15.3. Дислокационная структура в стали 10 после воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц SiC: микроструктура с высокой плотностью дислокаций, ×80 000 (*а*); сдвиговая деформация и образование микротрещины, ×60 000 (*б*)



а) *б)* *в)*

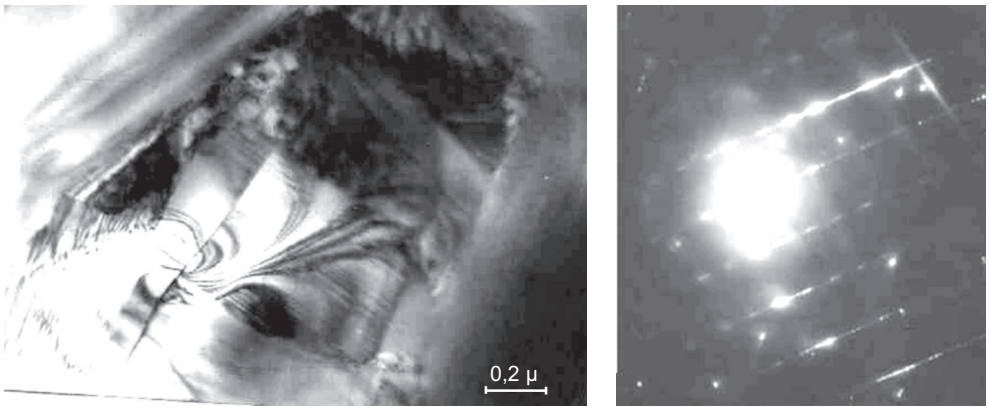
Рис. 15.4. Микроструктура стали 40 после воздействия потока микрочастиц SiC (фракции 50–60 мкм), ×60 000: формирование дислокационного ансамбля на границе зерна (*а*); микроэлектронограмма (*б*); микродвойники в теле зерна (*в*)

По границам зерен наблюдается сдвиговая деформация (рис. 15.5). В зонах, непосредственно прилегающих к траектории движения частиц, не содержится дефектов деформации, а вблизи канала выявляется сильно фрагментированная ячеистая и дислокационная структура (рис. 15.6). Встречающиеся на пути движения микрочастиц границы зерен способствуют снижению скорости их движения.

В зернах в результате ударно-волнового сжатия должны возникать большие концентрации дислокаций, которые, как известно, подчиняются закону [1]

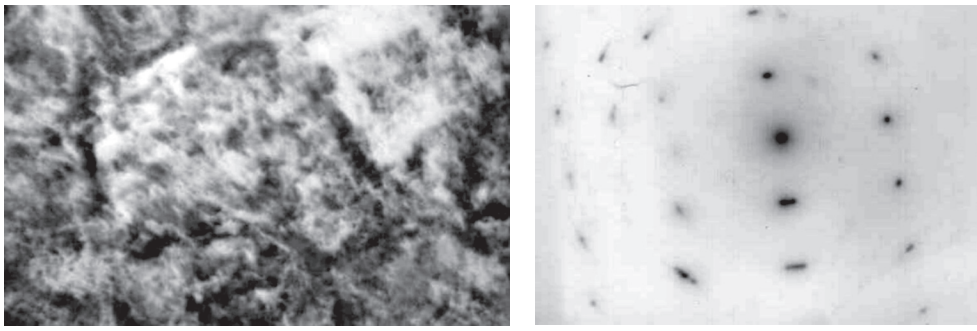
$$\rho_D = \frac{3n}{D^2}, \tag{15.1}$$

где n – число дислокаций на каждой из шести граней блока.



а) *б)*

Рис. 15.5. Сдвиговая деформация фрагментов субструктуры в стали 40 после воздействия потока микрочастиц SiC (фракции 50–60 мкм): ×60 000 (*а*); микроэлектронограмма (*б*)



а) *б)*

Рис. 15.6. Ячеистая структура в стали 40 после воздействия потока микрочастиц SiC (фракции 50–60 мкм): ×60 000 (*а*); микроэлектронограмма (*б*)

При $n = 1$, используя значения D из табл. 15.1, получаем, что плотность дислокаций должна составлять 10^{10}–10^{12} см$^{-2}$. Такие плотности дислокаций были получены экспериментально при ударно-волновой обработке преград из стали потоком частиц SiC, ускоренных взрывом. Методом рентгенофазового анализа установлено, что в рассматриваемых условиях обработки плотность дислокаций имеет следующие значения: в стали 40 $\rho = 2{,}1 \cdot 10^{11}$ см$^{-2}$, в стали 10 $\rho = 2{,}4 \cdot 10^{11}$ см$^{-2}$.

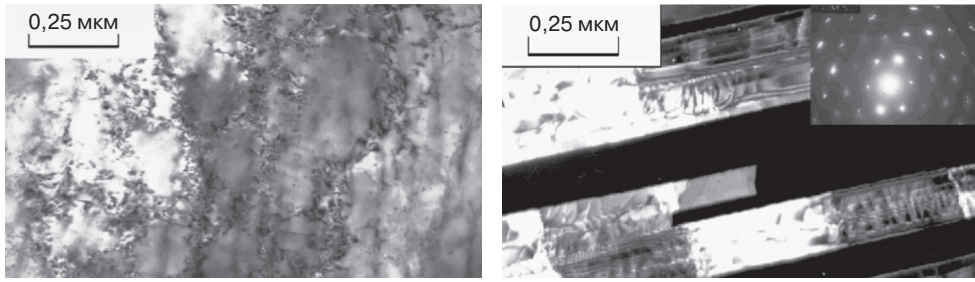
В конструкциях КА широко применяются такие металлы, как алюминий, титан, и их сплавы. Для подтверждения общих закономерностей структурных изменений и дефектообразования, вызванных процессами высокоскоростной деформации в сталях, проведены исследования микроструктуры алюминия.

На рис. 15.7, 15.8 представлены результаты исследований влияния воздействия ПМЧ SiC на микроструктуру образцов из алюминия.

На рис. 15.7*а* представлена ячеистая дислокационная структура фольги, вырезанной на глубине ~15 мм от поверхности образца, после воздействия высо-

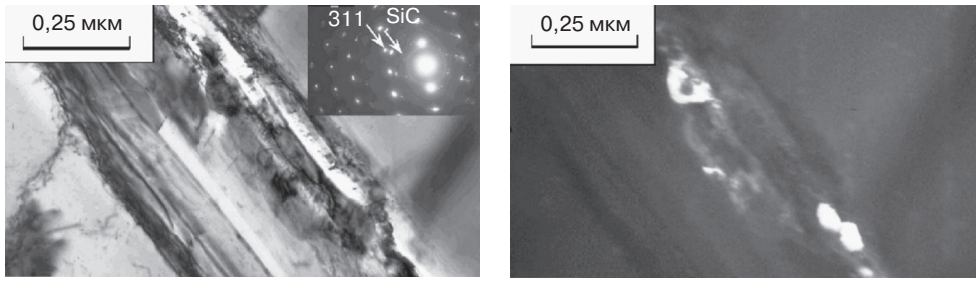
коскоростным потоком частиц SiC. Известно, что по размеру дислокационных ячеек, формирующихся в алюминии при нагружении ударными волнами, можно оценить величину давления, действовавшего в каждой из рассматриваемых областей. Следовательно, ячеистая структура (с размером ячеек 0,15–0,3 мкм), приведенная на рис. 15.9*а*, образовалась под действием давления ~15–20 ГПа, а ячейки с размером 0,7 мкм – при ~5 ГПа. Поскольку размер ячеек в различных участках алюминиевого образца не превышает ~0,7 мкм, то такая структура формировалась под действием высокоскоростной деформации. Ширина двойников в алюминии составляет 7–120 нм.

На рис. 15.8*б* представлен темнопольный снимок деформационных двойников толщиной 60–120 нм, полученный на продольном срезе образца Al на глубине ~14 мм от поверхности нагружения. Наблюдение неоднородного контраста в двойниках (рис. 15.7*б*) связано с тем, что двойникование при воздействии высокоскоростным потоком микрочастиц осуществляется кооперативным перемещением дислокаций по параллельным плоскостям, при этом скольжение отдельных дислокаций может быть остановлено, что приводит к нарушению укладки атомов.



а) *б)*

Рис. 15.7. Микроструктура алюминия после воздействия потока микрочастиц SiC с размером 50–60 мкм: ячеистая дислокационная структура, светлопольное изображение (*а*); пакеты двойников, темнопольное изображение (*б*)



а) *б)*

Рис. 15.8. Участок канала проникания микрочастиц SiC в алюминий после воздействия потока микрочастиц SiC (фракции 50–60 мкм): светлопольное изображение (*а*); темнопольное изображение частиц SiC в рефлексах 015 SiC и 014 SiC (*б*)

На рис. 15.8 представлен участок канала проникания микрочастицы в алюминий. Часть области состоит из вытянутых пластин или двойников толщиной 50–120 нм. Структурные исследования показали, что эта область переходит в участок сильно локализованного течения. Течение носит преимущественно сдвиговый характер, степень деформации составляет ~50%. Часть пластин представляет собой двойники (рис. 15.8*а*). Внутри некоторых сильно искаженных пластин присутствуют частицы SiC, размеры которых составляют ~30 нм, и более мелкие частицы размерами 5–10 нм (рис. 15.8*б*). Следовательно, часть области на рис. 15.8 состоит из деформационных двойников, тогда как другая ее часть представляет канал проникания частицы, внутри которого видны остатки частицы в виде осколков. При воздействии потоком микрочастиц на алюминий происходит измельчение зерен в 1,5–2 раза.

В микроструктуре преград из алюминия после воздействия потоком микрочастиц, как и в сталях, наблюдается высокая плотность дислокаций, ячеистая дислокационная структура, двойники деформации и области локализованного течения. Образование отдельных участков с высокой плотностью дислокаций, ячеистой дислокационной структурой, двойниками деформации, областями локализованного течения обусловлено возникновением локальных напряжений ударного сжатия, наведенных воздействием высокоскоростного потока микрочастиц, создающего давления 8–20 ГПа, что характерно и для микроструктур других металлов: титана и меди.

Таким образом, в результате исследования воздействия высокоскоростных МЧ на металлическую преграду установлены общие закономерности дефектообразования и структурных изменений в металлических материалах.

15.1.2. Влияние воздействия высокоскоростного потока микрочастиц на структурные изменения в полимерных материалах

Учитывая, что разрабатываемые композиционные материалы имеют полимерную основу, а микросхемы – пластмассовый или комбинированный корпус, в работе [1] были проведены исследования механизма взаимодействия потоков микрочастиц с преградой из полимерного материала (фторопласта). Выбор фторопласта становится очевидным при сравнении характеристик фторопласта с соответствующими свойствами одного из металлов, например алюминия. Выбор алюминия для сравнения обусловлен тем, что его плотность сопоставима с плотностью фторопласта ($\rho \approx 1800$ кг/м^3 для фторопласта и $\rho \approx 2730$ кг/м^3 для алюминия). Температура размягчения фторопласта ~125 °С, что ниже температуры плавления алюминия (~660 °С). Это очень существенно для достижения термического разупрочнения в области контакта микрочастица – преграда и заметно снижает минимальный уровень энергии взаимодействия. С другой стороны, при примерно одинаковом уровне теплоемкости ($c_p \approx 0{,}7$ кДж/(кг·К) для фторопласта и $c_p \approx 0{,}9$ кДж/(кг·К) для алюминия), их теплопроводность различается на три порядка ($\lambda \approx 0{,}2$ Вт/(м·К) для фторопласта и $\lambda \approx 273$ Вт/(м·К) для алюминия) [170]. Это означает, что коэффициент температуропроводности фторопласта ($\alpha \approx 1{,}59 \cdot 10^{-7}$ м^2/ с) ниже, чем у алюминия ($\alpha \approx 1{,}1 \cdot 10^{-4}$ м^2/с). Это препятствует отводу тепла из зоны взаимодействия,

что облегчает процесс разупрочнения и размягчения материала преграды в области непосредственного взаимодействия с проникающей микрочастицей. Таким образом, исходя из соотношения тепловых параметров фторопласта и алюминия, проникание для первого из них должно реализовываться легче, чем для второго.

Однако многие используемые на практике схемы разгона микрочастиц оказываются разрушительными для фторопласта. Аналогичная проблема возникает и для алюминия, поскольку мощный поток частиц приводит к разрушению верхней части образцов. Поэтому для экспериментальной проверки выдвигаемого здесь предположения об аналогии механизма проникания в металлы и неметаллические материалы использовалась специальная схема разгона, обеспечивающая щадящий режим взаимодействия. Для предотвращения возможности развития макротрещин фторопласт помещался в стальную обечайку (рис. 15.9*а*). Одновременно проверялись защитные свойства фторопласта, в камеру в качестве детектора помещалась микросхема.

Диаметр заготовки из фторопласта составлял 40 мм, как и для алюминия. В нижней части камеры размещали микросхемы. Толщина преграды составляла 40 мм. В качестве ускоренных микрочастиц использовали порошок SiC фракцией 50–63 мкм. Для экспериментальной проверки проникания микрочастиц SiC во фторопласт и сравнения его с прониканием в металлы воздействию потоком микрочастиц были подвергнуты образцы двух видов:

- первые были изготовлены в полном соответствии со схемой, приведенной на рис. 15.9*а*;
- вторые изготавливали целиком из алюминия с камерой для ИМС в нижней части (рис. 15.9*б*).

После воздействия потоком микрочастиц образцы сохранили свою целостность, хотя на верхней поверхности каждого из них образовался кратер (рис. 15.9). Отличие заключалось в том, что для фторопласта кратер был несколько глубже (примерно на 20–25%), чем для алюминия, хотя по форме они оказались схожими.

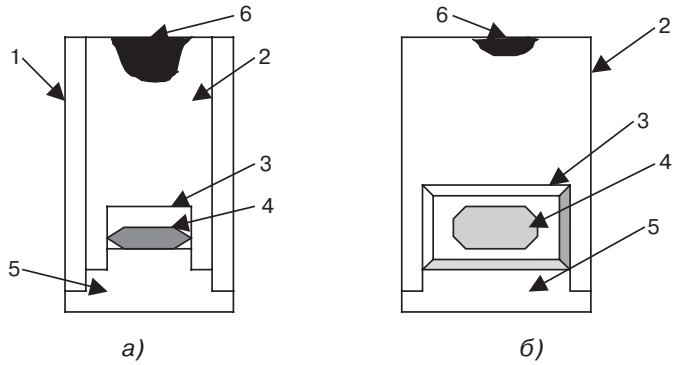


Рис. 15.9. Схемы исследования воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на ИМС: размещение во фторопластовой камере (*а*); размещение в алюминиевой камере (*б*): 1 – стальная обечайка; 2 – фторопластовый (алюминиевый) корпус; 3 – камера; 4 – микросхема; 5 – запирающая пробка; 6 – поверхность образца (кратер)

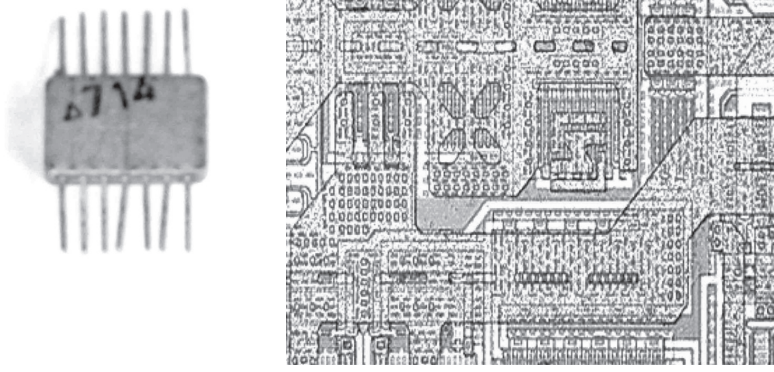
Регистрацию микрочастиц, проникших во фторопласт и алюминий, производили на микрошлифах поперечных срезов, выполненных через каждые 10 мм от поверхности, с помощью оптического и сканирующего электронного микроскопа.

Было установлено, что число микрочастиц для образцов из фторопласта примерно в 1,7 раза превышает количество зафиксированных частиц в алюминии, что позволяет сделать заключение о более активном проникании микрочастиц во фторопласт [1].

15.2. Изменение вольт-амперных характеристик «незащищенных» интегральных микросхем серийного производства при воздействии высокоскоростным потоком микрочастиц

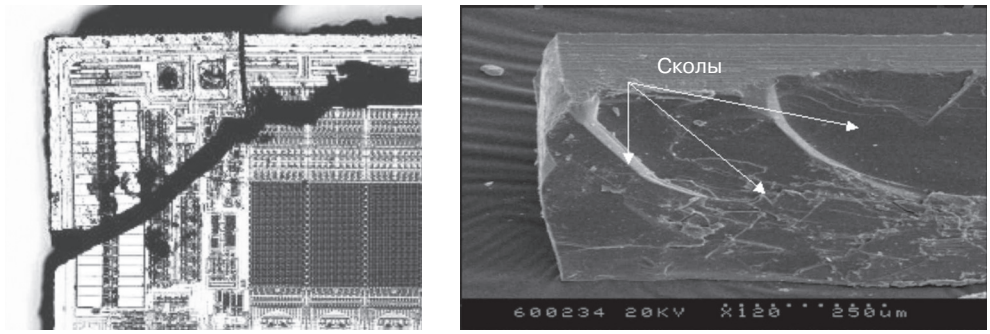
В качестве объектов для экспериментального исследования воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на деградацию элементов микроэлектроники использовались серийные ИМС производства ОАО «Интеграл» двух видов: в металлическом «военном» корпусе и микросхемы (АС10) в «гражданском» пластмассовом корпусе. Последние в соответствии с техническим заданием на микросхему были предназначены для работы на борту КА (рис. 15.10*а*). Отличительной особенностью методики испытаний являлось то, что сами эти ИМС выполняли роль детекторов. В соответствии с техническими условиями выбранные микросхемы исследованы визуальным осмотром, просвечиванием рентгеновским излучением и тестированием выходных электрических параметров на специальном стенде.

На рис. 15.10*б* представлена структура компоновки элементов микросхемы до обработки потоком микрочастиц.



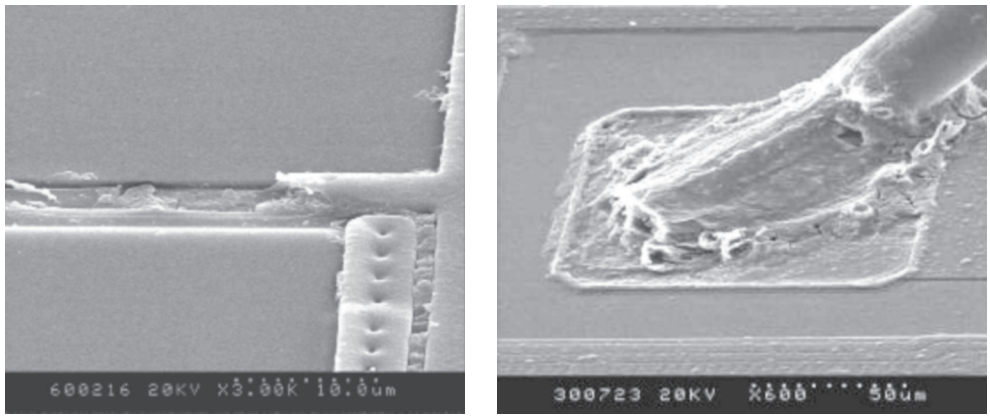
а) *б)*

Рис. 15.10. Микросхема АС10: общий вид, ×1 (*а*); топография микросхемы, ×100 (*б*)



а) *б)*

Рис. 15.11. Структура микросхемы после обработки потоком микрочастиц SiC, ускоренных взрывом: разрушение кристалла, ×50 (*а*); структура разрушения, ×100 (*б*)



а) *б)*

Рис. 15.12. Повреждения разводки кристалла микросхем: межэлементных соединений микросхемы (*а*); контактных площадок (*б*)

На рис. 15.11 представлены структурные изменения, произошедшие с микросхемой в результате воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц. В структуре микросхемы, представленной на рис. 15.11, видны механические повреждения в виде трещин и сколов, вызванных деформацией ударно-волнового происхождения. Повреждения обусловлены локализацией высоких давлений в микрообъемах и напряжений в области дефектов, являющихся концентраторами и очагами начала распространения трещин.

В результате выполненных исследований зарегистрированы дефекты на поверхности и в объеме кристалла микросхемы, приводящие к ее отказу. Механические повреждения в виде разрывов и сколов наблюдали в местах проволочных соединений, дорожек и контактных площадок (рис. 15.12*а*, *б*). Образование таких повреждений можно объяснить возникновением градиента напряжений в местах контакта разнородных материалов. Можно предположить, что это явля-

ется результатом распределения ударно-волновых возмущений, сложная картина которых возникает из-за несовпадающих во времени отражений от границ раздела разнородных по структуре материалов. Основным результатом ударно-волнового воздействия при высокоскоростном соударении потока микрочастиц с микросхемой являются механические повреждения в виде микротрещин, разрушений в области токоподводов, деформации с нарушением структуры микросхем.

15.3. Влияние высокоскоростных потоков микрочастиц на изменение вольт-амперных характеристик интегральных микросхем в корпусе из многослойного материала

Одним из способов предотвращения нарушающего функциональные свойства ИМС, повреждающего и разрушающего воздействия ПМЧ и сопровождающих его эффектов является создание корпусов из ММ с повышенным уровнем защитных свойств. Разработанный ММ авторы [1] применяли для изготовления экспериментальных корпусов ИМС (рис. 15.13).

Испытания ИМС в корпусах из ММ проводили обработкой высокоскоростными потоками частиц SiC с размером 50–60 мкм, по схеме и параметрах, приведенных выше для ИМС в пластмассовом корпусе.

Исследования микросхем после обработки показали, что основную нагрузку динамического ударно-волнового и электромагнитного излучения принимает на себя корпус из ММ, т.к. механических повреждений ИМС при их вскрытии не обнаружено. После испытаний в корпусе имели место дефекты и нарушения между слоями аморфной металлической фольги и слоя с наполнителем из SiO_2 (рис. 15.14).

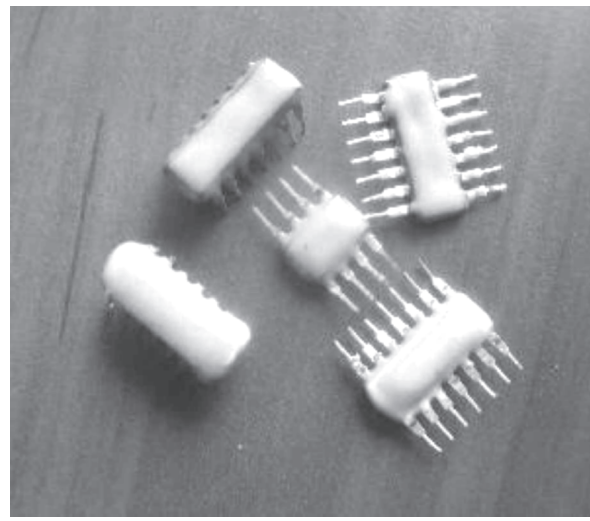


Рис. 15.13. Интегральные микросхемы в корпусах из ММ

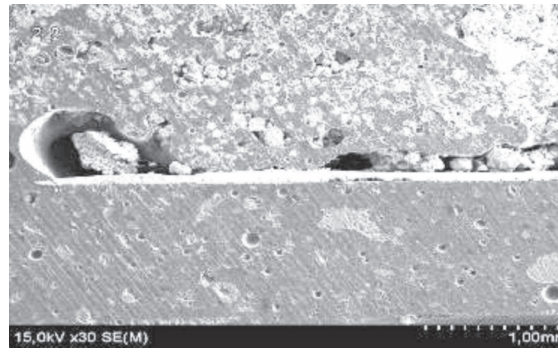
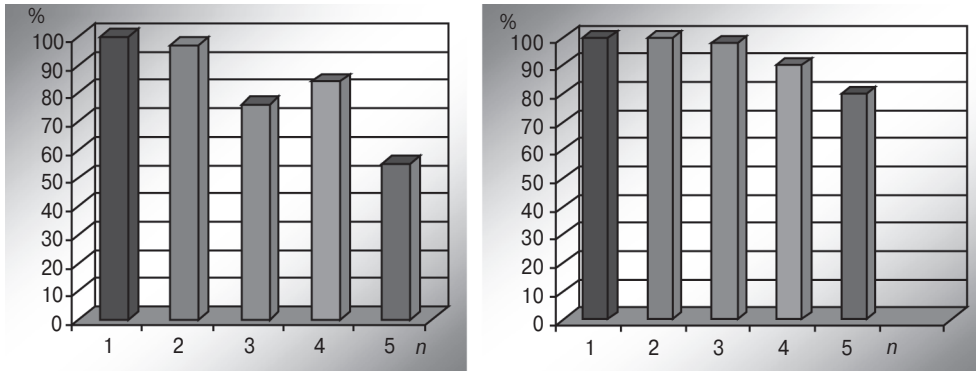


Рис. 15.14. Дефекты по границе раздела слоев корпуса ИМС из ММ



а) *б)*

Рис. 15.15. Гистограммы изменения работоспособности микросхем в зависимости от режимов обработки: микросхема в обычном корпусе (*а*), микросхема в корпусе из ММ (*б*): *n* – N микросхем; % – процент работоспособности ИМС; 1 – ИМС до обработки; 2 – ИМС, обработанная однократно в контейнере с толщиной стенки 100 мм; 3 – ИМС, обработанная однократно в контейнере с толщиной стенки 50 мм; 4 – ИМС, обработанная трехкратно в контейнере с толщиной стенки 100 мм; 5 – ИМС, обработанная трехкратно в контейнере с толщиной стенки 50 мм

На рис. 15.15 представлены гистограммы изменений рабочих параметров ИМС в корпусах из разных материалов в зависимости от условий воздействия. Показатели выходных электрических параметров ИМС в корпусе из ММ изменились на 10% при трехкратном воздействии. При однократном воздействии параметры микросхем остались в пределах требований технической документации. ИМС в обычном пластмассовом корпусе при тех же условиях испытаний имели отклонения выходных электрических параметров до 40% от технических требований (рис. 15.15*а*).

Микросхемы в корпусе из ММ, размещенные в контейнере с толщиной стенки 100 мм, даже при трехкратном воздействии практически не изменили своих рабочих параметров. Однако некоторые из микросхем, не имевшие механических повреждений имели отклонение выходных параметров от допустимых значений до 15%, что могло быть следствием импульсного электромагнитного излучения.

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования поражающих факторов: ударно-волнового высокоскоростным потоком микрочастиц и импульсного электромагнитного излучения на ИМС в корпусе из ММ показали, что применение ММ позволяет снизить деградацию ИМС, повысить надежность на 30%, уменьшить воздействие электромагнитного и ионизирующего излучения на 20–30%, повысить надежность и работоспособность интегральных микросхем, применяемых в КА в 1,2–1,4 раза, по сравнению с ИМС, производимыми ОАО «Интеграл», сохранить их эксплуатационные характеристики и целостность по отношению к ударно-волновому воздействию. В результате многослойный металлокерамический композиционный материал с содержанием углеродных и оксидных наполнителей для корпусной части микросхем и защитные экраны позволяют снизить проникание микрочастиц, разрушающее влияние фактора ударной волны за счет увеличения прочности в 1,5 раза по сравнению с используемыми в настоящее время аналогами.

Изложенный в данной главе материал позволяет сделать следующие выводы.

1. Экспериментально установлен и теоретически объяснен характер взаимодействия высокоскоростного потока микрочастиц с металлической и неметаллической преградой, обусловленный действием ударной волны и проникании микрочастиц в материал преграды, в результате которого происходит дробление зерна, размер которого уменьшается в 1,2–2,3 раза, плотность дислокаций увеличивается в 17–20 раз, а в области проникания микрочастиц образуются аморфизированные участки микроструктуры. Определены энергетические параметры потоков микрочастиц, приводящих к локальному разрушению материалов и микросхем, проведены эксперименты по воздействию высокоскоростных потоков микрочастиц на защитные материалы и интегральные микросхемы.
2. Установлено, что особенностью ударно-волновых процессов в металлах при воздействии высокоскоростным потоком частиц является очень быстрый (за время порядка 10^{-11}–10^{-12} с) подъем давления во фронте УВ, что создает большие деформации, искажения кристаллической решетки с повышением плотности дислокаций, образованием дислокационных ячеек, по размерам которых оценивали величину давления, действовавшего в каждой из рассматриваемых областей. Структура с размером ячеек 0,15–0,3 мкм образовалась под действием давления ~15–20 ГПа, а ячейки с размером 0,7 мкм – при ~5 ГПа.
3. Установлено, что при высокоскоростном соударении с потоком микрочастиц одной из причин нарушения материалов и микросхем является ударно-волновое воздействие, результатом которого являются механические повреждения в виде микротрещин, разрушений в области токоподводов, деформации с нарушением структуры микросхем, что позволило определить основные поражающие факторы интегральных микросхем и разработать конструкции корпуса и защитные экраны на основе многослойных материалов, позволяющих снизить деградацию ИМС, уменьшить воздействие электромагнитного и ионизирующего излучения на 20–30%, повысить надежность и работоспособность «защищенных» интегральных микросхем, предназначенных для применения в КА, в 1,2–1,4 раза по сравнению с «незащищенными» ИМС, производимыми ОАО «Интеграл».

4. Установлено, что в результате высокоскоростного взаимодействия потока микрочастиц с контейнером и расположенной в нем микросхемой отклонение рабочих параметров микросхем от допустимых значений составляет 20–40%, что актуализирует задачу разработки специальных материалов для корпусов ИМС и защитных экранов.

Литература к главе 15

1. Белоус А.И., Овчинников В.И., Турцевич А.С. Особенности конструирования микроэлектронных устройств для космических аппаратов. – Гомель, 2014.

ГЛАВА 16

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ЗАЩИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ КОРПУСОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

16.1. Требования, предъявляемые к многослойному материалу корпуса микросхемы

С учетом проведенного анализа литературы (гл. 12), разработанных методов и методик исследований композиционных и многослойных материалов (гл. 13), теоретических расчетов и экспериментальных данных параметров процесса взаимодействия высокоскоростного потока микрочастиц с преградой и их влияния на изменение механических, электрофизических и защитных свойств (гл. 14), воздействия на структуру и деградацию ИМС (гл. 15), а также в соответствии с типовыми условиями эксплуатации КА в настоящей главе определены состав и конкретные требования, которым должны соответствовать разрабатываемые материалы.

Стандартная последовательность действий разработчиков [1] технологии и соответствующих материалов заключалась в следующем. На основании известных технических требований к материалу был разработан его состав и структура – полимерная основа (эпоксидная смола), отвердитель, катализатор отверждения и их соотношение в полимерной композиции (8 : 1), используемой в качестве связующего звена. Далее выбирается материал наполнителя, определяется оптимальная схема наполнения для различных слоев КМ, а для многослойных композиций – последовательность чередования слоев в композиции. Уже на стадии проектирования ММ, в результате регулирования состава связующего звена, типа наполнителя и схемы конструирования композиции, должны быть созданы предпосылки для получения изделия с необходимыми эксплуатационными характеристиками.

На следующем этапе конструирования проводится технологическая отработка изделия с изготовлением экспериментальных образцов, проверяется соответствие свойств экспериментальных образцов из многослойного композита результатам выполненных расчетов и заданным техническим требованиям.

Основное направление получения многослойного материала – создание гибридных многослойных композитов (ГМК) многофункционального назначения (МФН). При разработке многослойного материала для корпусов ИМС необходимо путем послойной укладки композиционных материалов с различными наполнителями решить задачу создания оптимальной анизотропной структуры, кото-

рая должна соответствовать условиям эксплуатации конечного изделия (корпуса, защитного экрана и т.д.). С помощью таких технических приемов можно регулировать упруго-прочностные свойства, физико-механические, тепло- и электротехнические и другие характеристики не только материала, но и конечного изделия с учетом его конструкции и конкретных условий эксплуатации. Основные требования к разрабатываемому материалу можно сформулировать в таком виде.

Электрофизические свойства:

– тангенс угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 0{,}08–0{,}26$;
– диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 7{,}2–10{,}7$;
– объемное удельное электросопротивление $\rho_o = (5{,}0–8) \cdot 10^{11}$ Ом·м;
– поверхностное удельное электросопротивление $\rho_п = (3{,}0–6{,}0) \cdot 10^{12}$ Ом·м.

Конструктивные особенности

Каждый слой в многослойной композиции должен иметь свое назначение и выполнять определенные функции:

– упрочненный слой с наполнителем из порошка Al_2O_3 толщиной 0,2–0,4 мм – повышать $\sigma_в$;
– отражающий металлический слой в виде фольги из аморфной ленты $Fe_{40}Ni_{40}B_{14}P_6$ толщиной 0,2–0,3 мм – защищать от электромагнитного излучения;
– поглощающий слой с наполнителем из порошков фуллерена и углеродных нанотрубок толщиной 0,1–0,2 мм – снижать уровень воздействия излучений высоких энергий;
– слой с наполнителем из порошка SiO_2, толщиной 0,2–04 мм – повышать диэлектрические характеристики и совместимость с кремниевым кристаллом.

Требования к наполнителю:

– содержание порошковой компоненты в слое – 20–40 об. %;
– ***дисперсность порошков:***
  – фуллерена C_{60} – 50–500 нм;
  – оксида алюминия – 1–10 мкм;
  – оксида кремния – 1–10 мкм.

Состав многослойного материала

На основании исследований, результаты которых приведены в предыдущих главах, и установленных поражающих факторов (проникающих микрочастиц, действия ударных волн, импульсного электромагнитного и ионизирующего излучений) разработан многослойный материал для защиты от их воздействия, следующего состава:

– первый слой – полимерная матрица 75–60 об. % и наполнитель порошок оксида алюминия 25–40 об. % общей толщиной 0,2–0,4 мм, служит для защиты от ударно-волнового воздействия и проникающих микрочастиц, обладает повышенной ударной прочностью и прочностью на изгиб;
– второй слой – полимерная матрица 50–60 и 50–40 об. % наполнителя из смеси порошков фуллерена и углеродных нанотрубок (в соотношении 2 : 1) толщиной 0,1–0,2 мм поглощает ионизирующее излучение;

– третий слой – фольга из аморфной ленты $Fe_{40}Ni_{40}B_{14}P_6$ толщиной 0,2–0,3 мм с нанесенным на поверхность слоем оксида кремния, предназначен для снижения воздействия импульса электромагнитного излучения;
– четвертый слой – полимерная матрица 75–60 об. % и наполнитель порошок оксида кремния 25–40 об. % толщиной 0,2–0,4 мм, электроизоляционный.

16.2. Получение многослойных материалов для корпусов интегральных микросхем космического назначения

Рассмотрим влияние размера частиц наполнителя на свойства материалов. Известно [2], что размер частиц наполнителя влияет на свойства композиционных материалов. Композиционные материалы с дисперсной структурой характеризуются рядом специфических параметров [3]: формой, размером частиц, распределением дисперсной фазы по размерам частиц, удельной поверхностью наполнителя, протяженностью границы раздела фаз, плотностью упаковки частиц, соотношением фаз в системе и обобщенным параметром – среднестатистическим расстоянием между частицами (a).

От размера частиц зависит плотность упаковки и наполнения [4]. Основной характеристикой плотности упаковки дисперсных наполнителей является коэффициент упаковки, который определяет максимальную объемную долю (φ_m) частиц в заданном объеме. В работе [5] была получена зависимость $\varphi_m = f(d)$ для порошков алмаза и карбида бора различной дисперсности. Параметр φ_m определяли экспериментально как отношение насыпной плотности ($\rho_{нас}$, ГОСТ 11035-64) к истинной плотности ($\rho_{ист}$) наполнителя, определяемой пикнометрическим методом.

При исследовании зависимости $\varphi_m = f(d)$ для порошков SiO_2 были выделены три основные области распределения частиц по размерам: область I ($d \geq 40$ мкм), область II ($10 \leq d \leq 40$ мкм) и область III ($d < 10$мкм) (рис. 16.1).

Установлено, что для наполнителей с размером частиц > 40 мкм параметр φ_m практически не зависит от d и равен среднестатистической плотности кубической упаковки частиц (≈ 0,55). С уменьшением размера частиц плотность их упаковки и параметр φ_m снижаются, особенно быстро при размере частиц < 10 мкм. Это связано с изменением формы частиц и с образованием достаточно прочных и крупных конгломератов из частиц. Способность наполнителей образовывать конгломераты начинает проявляться при размере частиц < 40 мкм. Увеличение удельной поверхности наполнителя приводит к возрастанию доли граничного слоя в системе полимер + наполнитель и росту протяженности границы раздела фаз в композиционных материалах.

Начиная с $S_{уд} = 2300$ см^2/г, что соответствует диаметру частиц 10 мкм, применяемых в разработанной технологии получения КМ, доля межфазного слоя в системе полимер + наполнитель и поверхность раздела фаз резко возрастают, и доля полимера в граничных слоях может превышать 10 об. % при толщине слоя 0,1 мкм [6]. Это обусловливает зависимость характеристик композиционного материала от свойств граничного слоя.

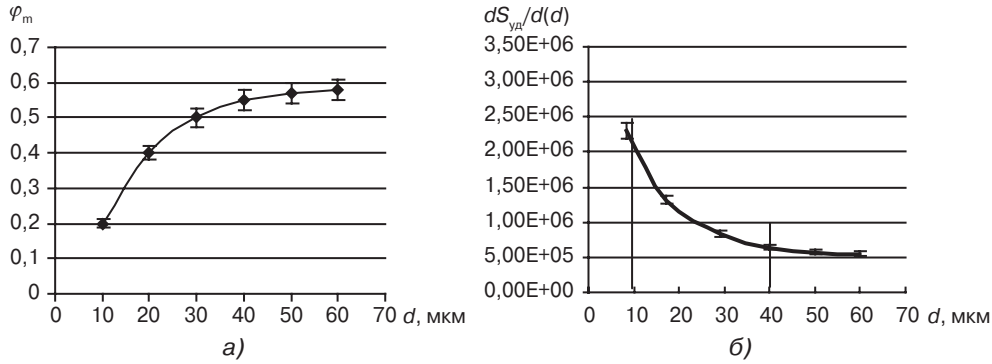


Рис. 16.1. Зависимость параметров φ_m (*а*) и $dS_{уд}/d$ (*d*) (*б*) от диаметра частиц порошка SiO_2

Размер микрочастиц влияет как на процесс формирования и параметры структуры композиционного материала, так и на свойства материала. При применении наполнителей с размером частиц > 40 мкм φ_m наполнителя в свободной засыпке и наполнителя в композиционном материале совпадают. Для наполнителей с d < 40 мкм, способных к конгломерации, значения φ_m для наполнителя в свободной засыпке и в КМ существенно различаются. При смешивании компонентов и формировании структуры композиционного материала диспергируемость наполнителя с размером частиц < 40 мкм в полимере зависит от вязкости полимера, параметров смешивания, состояния смесительного оборудования и диспергирования, которое сопровождается разрушением исходных конгломератов наполнителя в процессе смешивания. Разрушение конгломератов приводит к возрастанию φ_m наполнителя в композиционном материале, а также к повышению плотности его упаковки в полимерной матрице.

При введении в полимер наполнителя с d < 10 мкм не достигаются требуемые значения $\varphi_m \approx 0{,}55$; чем меньше частица, тем меньше φ_m, что наблюдается при смешении эпоксидной смолы с наполнителем из фуллерена C_{60} и углеродных нанотрубок, размер которых составляет 200–500 нм. Это связано с повышением устойчивости конгломератов наполнителя при смешении и появлении в системе полимер + наполнитель пустот и пор. Следовательно, процесс формирования структуры КМ и его свойства зависят от размера частиц наполнителя.

Таким образом, все дисперсные наполнители, применяемые для полимеров, по размеру частиц делят на три основные группы: первая группа – с диаметром частиц $d \geq 40$ мкм; вторая группа – с диаметром частиц $10 \leq d < 40$ мкм; третья группа – с диаметром частиц $d < 10$ мкм. В основу такого деления положены как свойства исходных дисперсных наполнителей, так и физико-химические процессы, определяющие формирование и параметры структуры наполненных полимерных композиционных материалов [7, 8].

Свойства полученных КМ, представленные в табл. 16.1, определяются свойствами и количественным соотношением полимерной матрицы и наполнителей, при этом чем выше дисперсность, тем меньше должно быть содержание наполнителей, что характерно для наноразмерных наполнителей типа фуллеренов и уг-

лероdных нанотрубок. Свойства ММ многофункционального назначения определяются не простым суммированием свойств отдельных слоев или средними значениями, а взаимодействием исходных компонентов с матрицей, физико-химическими свойствами границ раздела и свойствами формирующихся межфазных слоев.

Таблица 16.1. Свойства материалов на основе полимерной матрицы из эпоксидной смолы в зависимости от содержания наполнителя

Наполнитель	Свойства	Содержание наполнителя, масс. %				
		10	20	30	40	50
Al_2O_3	$\sigma_и$, МПа	24	25	27	29	26
	ε, 10^6, Гц	5,6	6,3	6,5	7,2	7,3
	ρ, Ом·м	10^{13}	$2 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$	$7 \cdot 10^{14}$	$4 \cdot 10^{14}$
C_{60} + УНТ	$\sigma_и$, МПа	17	21	18	19	19
	ε, 10^6, Гц	3.4	5,8	4,1	3,7	5,0
	ρ, Ом·м	$4 \cdot 10^9$	$6 \cdot 10^8$	$5 \cdot 10^6$	$4 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^3$
SiO_2	$\sigma_и$, МПа	19	21	24	27	27
	ε, 10^6, Гц	7,4	8,2	8,3	9,6	9,4
	ρ, Ом·м	$5 \cdot 10^{13}$	$9 \cdot 10^{13}$	$2 \cdot 10^{14}$	$6 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{14}$
ММ	$\sigma_и$, МПа	26	26	27	32	30
	ε, 10^6, Гц	11,1	12,7	13,8	17,2	16,8
	ρ, Ом·м	$2 \cdot 10^{13}$	$5 \cdot 10^{13}$	$7 \cdot 10^{13}$	$3 \cdot 10^{14}$	16,8

16.3. Формирование макро- и микроструктуры многослойных материалов

Макроструктура многослойных материалов состоит из слоев композиционного материала на основе полимерной матрицы и порошковых наполнителей. Каждый слой выполняет определенную защитную функцию от одного из поражающих факторов: действия ударной волны, электромагнитного излучения, ионизирующего излучения, проникания микрочастиц.

Микроструктура каждого слоя композиционных материалов состоит из матрицы и равномерно распределенных в ней частиц наполнителя. Для достижения равномерного распределения частиц дисперсной фазы порошка в полимерной матрице авторы применяли процесс смешивания миксером со скоростью 100–200 об./мин.

При смешивании на смесь действует напряжение сдвига, которое вызывает в системе сдвиговые деформации и перемещение частиц относительно друг друга. Направление сдвиговой деформации в процессе смешивания изменяется, в результате происходит распределение частиц дисперсной фазы по объему. Идеальной называется смесь, в любой точке которой вероятность присутствия каждого компонента остается постоянной. Однако из-за большого числа факторов, действующих при смешивании, идеального смешивания в гетерогенной системе достигнуть нельзя. В порошкообразном состоянии наполнитель состоит из агломератов. При их смешивании с полимером происходит разделение крупных агломератов на более мелкие. Одновременно происходит смачивание вновь образующейся поверх-

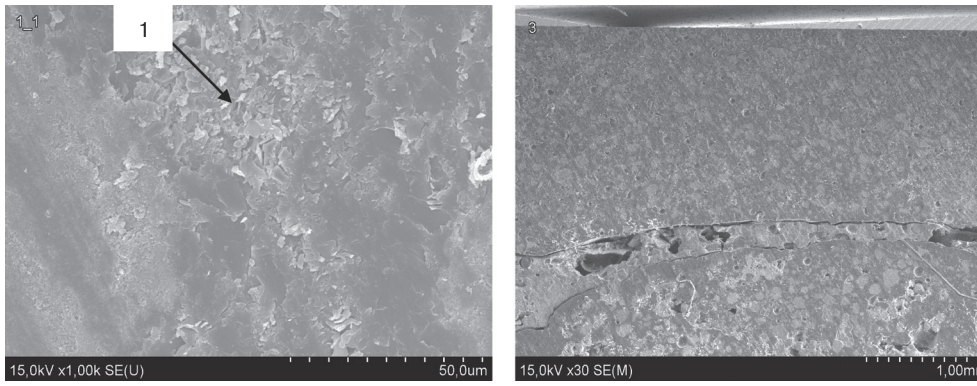
ности частиц наполнителя полимером. При всей тщательности смешивания разрушение агломератов до первичных частиц во многих случаях не происходит. До первичных частиц можно разделить только сравнительно грубодисперсные наполнители с размером частиц 1 мкм и более. При недостаточном перемешивании и разделении на отдельные частицы агломераты могут сохраняться в структуре полимерной матрицы, как это видно на рис. 16.2, и отрицательно влиять на свойства материала.

В результате многочисленных экспериментов процесса смешивания связующего эпоксидной смолы и порошковых наполнителей, были установлены оптимальные скорости смешивания для наполнителей из порошков Al_2O_3 и SiO_2 с размером частиц 1–10 мкм и содержанием 35–40% масс. – 100–120 об./мин, а для фулерена C_{60} и углеродных нанотрубок с размером частиц 200–500 нм и содержанием 20–25 масс. % – 140–150 об./мин.

Важное значение при получении композиционных материалов имеет адгезия между наполнителем и связующим материалом (матрицей). При неправильном подборе состава в процессе полимеризации между матрицей и наполнителем происходит отслоение с образованием полости (рис. 16.3).

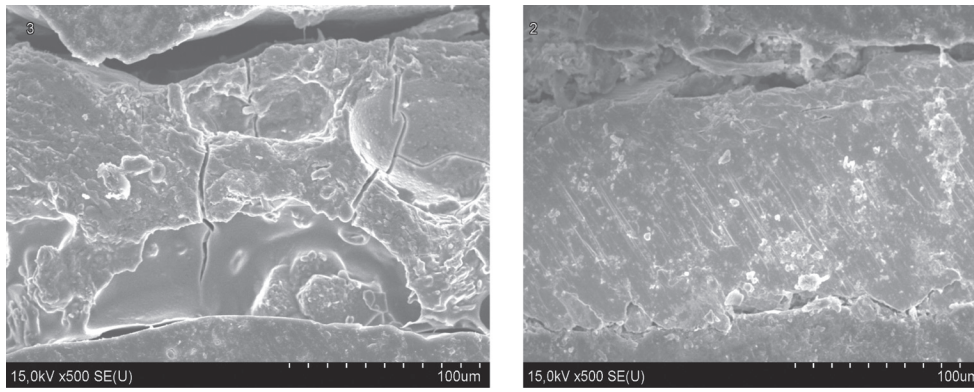
При механических воздействиях, приложении нагрузки и деформации места плохой адгезии матрицы и наполнителя отслоения между ними являются концентраторами дополнительных напряжений, очагами начала развития трещины и последующих разрушений [9, 10]. На рис. 16.3 приведен результат динамического ударно-волнового воздействия высокоскоростного потока микрочастиц, в процессе которого в структуре композиционного материала образовались трещины, но материал при этом не разрушился.

Роль армирующих частиц сводится не столько к упрочнению матрицы, сколько к перераспределению приложенной нагрузки между матрицей и наполнителем. Причем важное назначение матрицы – это передача нагрузки частицам наполнителя. Отметим, что свою роль частицы наполнителя выполняют только в том случае, если их содержание превышает 25 масс. % [11–14].



а) *б)*

Рис. 16.2. Дефекты в структуре слоя композиционного материала: структура КМ с конгломератом 1 (*а*); структура с расслоением (*б*)



а) *б)*

Рис. 16.3. Образование трещин в КМ после воздействия высокоскоростным потоком микрочастиц

Простейшие способы получения многофункциональных композиционных материалов (смешивание с наполнителем, модификация полимерной матрицы, модификация строения отдельных слоев) не могут дать желаемых результатов. Более широкие возможности при производстве изделий с высокими физико-техническими свойствами лежат в переходе к *сложным многослойным композиционным структурам* [8, 15–16]. Такие структуры содержат расположенные в заданном порядке различные функциональные слои. Преимущества таких материалов состоят в относительной простоте соединения слоев в сложные структуры; большом разнообразии свойств соединяемых материалов; возможности варьировать свойства в широких пределах; возможности создания многофункциональности на поверхности и в объеме; прогнозируемости с большой вероятностью свойств композита; управляемой анизотропии свойств.

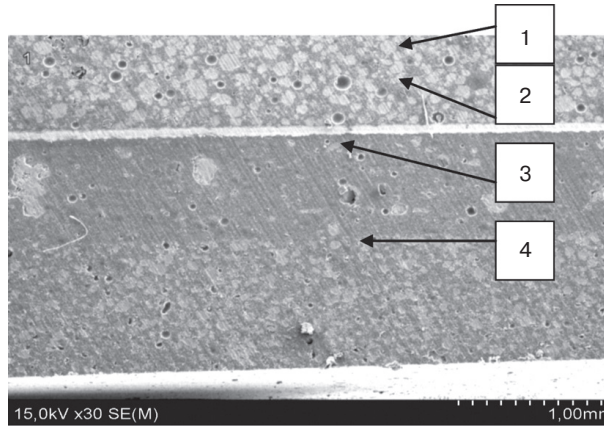


Рис. 16.4. Структура четырехслойного материала: 1 – слой с Al_2O_3; 2 – слой из аморфной ленты $Fe_{40}Ni_{40}B_{14}P_6$; 3 – слой с фуллереном C_{60} и нанотрубками; 4 – слой с SiO_2

Методом полимеризации, последовательной заливкой слоев друг на друга из жидких смесей двухкомпонентных композиций, с использованием слоя из магнитомягкого материала с нанесенным детонационным способом слоем диэлектрика, в настоящее время уже получены многослойные композиционные материалы. Преимущество данного способа соединения композиции в многослойную структуру – возможность получения бездефектной структуры с хорошим распределением наполнителей и адгезией между слоями. Подтверждением результата правильного технологического подхода в получении защитного материала является структура ММ, приведенная на рис. 16.4.

16.4. Последовательность реализации технологического процесса получения многослойных материалов

Технологический процесс (ИПФС.01165.02337) получения ММ из порошковых композиций на основе полимерной матрицы (рис. 16.5) включает следующие операции:

- подготовка формы для заливки смеси;
- подготовка порошковых наполнителей;
- взвешивание порошков;
- приготовление полимерной матрицы (смешивание смолы с отвердителем в соотношении 8 : 1);
- приготовление смеси (введение в полимерную матрицу порошковых наполнителей), для каждого слоя свой наполнитель;
- заливка смеси в форму с наполнителем порошка Al_2O_3 (первый слой);
- заливка смеси с наполнителем из фуллерена C_{60} (второй слой);
- нанесение адгезионного слоя SiO_2 на фольгу из аморфной ленты $Fe_{40}Ni_{40}B_{14}P_6$ методом взрывного детонационного напыления;
- размещение в форму фольги с напыленным предварительно покрытием из порошка SiO_2 для улучшения адгезии с четвертым слоем (третий слой);
- заливка смеси в форму с наполнителем из порошка SiO_2 (четвертый слой);
- размещение в форму интегральной микросхемы;
- заливка смеси в форму с повторением операций в обратной последовательности;
- сушка в микроволновой печи.

Для реализации технологического процесса необходимо использовать следующее оборудование: прибор ситового анализа РОПАТ мод. 029 для рассева порошка на фракции, электронные весы ВК-600 ГОСТ 24104-2001 для взвешивания необходимого количества порошка и определения процентного соотношения в композиции, миксер для смешивания полимерной матрицы с порошковым наполнителем, устройство взрывного легирования для нанесения диэлектрического слоя на металлическую фольгу, СВЧ печь MW73VR 800 Вт для сушки ММ.

Выполнение технологических операций при получении слоев для многослойных композиционных материалов необходимо осуществлять в следующем порядке.

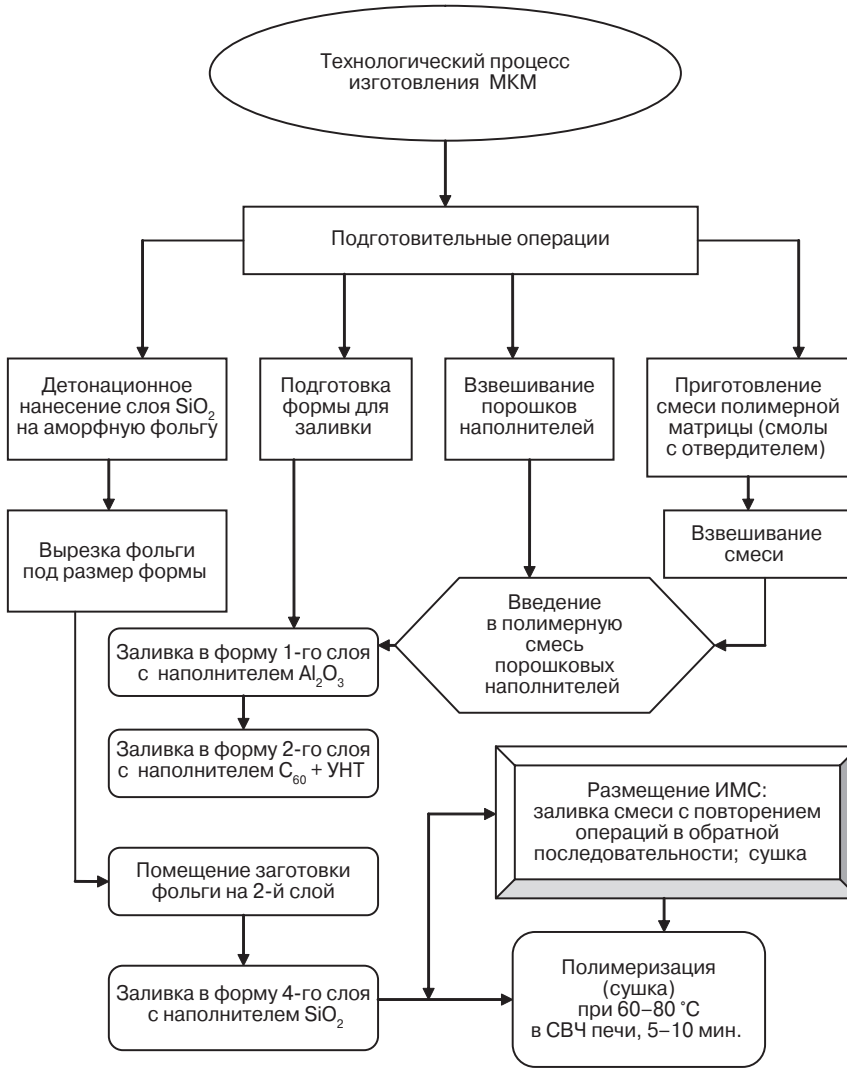


Рис. 16.5. Схема технологического процесса получения многослойного защитного материала

Подготовка исходных материалов

Перед приготовлением смеси порошка с эпоксидной смолой исходные порошковые материалы должны быть классифицированы по фракциям на приборе ситового анализа 029 или иным методом.

Подготовить навески порошков и просушить их в микроволновой печи при температуре 80–150 °С в течение 5–10 мин. (влажные порошки) и 4–5 мин. (сухие) перед введением в полимерную матрицу.

Сушить порошковый материал необходимо для лучшего разделения агломератов и равномерного распределения частиц порошка в полимерной матрице. Сухие и влажные порошки сушить отдельно.

Порошки оксидов алюминия и кремния фракции 50–100 мкм сушить при температуре 60–80 °С в течение 2–3 мин. Порошок «вермикулит» сушить при температуре 100–120 °С в течение 5–10 мин. Нанопорошки фуллерена и углеродных нанотрубок сушить не обязательно (в случае использования других порошков для определения оптимальных режимов сушки использовать рекомендации завода – изготовителя порошка). При сушке руководствоваться инструкцией для пользователя на микроволновую печь MW73VR.

После сушки порошков оксида алюминия и кремния определяется пропорциональный и гранулометрический состав порошков, вводимых в полимерную матрицу для получения слоя композиционного материала с применением программы «Гранулометрия».

Рассеять исходные порошки по фракциям на приборе ситового анализа 029, руководствуясь требованиями технологического процесса.

Взвешивание порошков

Количество порошка, необходимого для введения в полимерную матрицу, необходимо определять путем взвешивания на лабораторных весах с точностью до 0,1 г в пересчете на 40–45% от общей массы ММ.

Подготовка полимерной матрицы

Состав полимерной матрицы готовить непосредственно перед использованием путем тщательного перемешивания.

Загустевшую эпоксидную смолу предварительно подготовить погружением флакона на 8–10 мин. в сосуд с водой при температуре 50–70 °С.

В мерный стакан налить 8 частей (например 8 мл) эпоксидной смолы и добавить в нее 1 часть отвердителя (1 мл) (в объемном соотношении 8 : 1), тщательно перемешать. Перелить полученную полимерную массу в полиэтиленовый стакан и снова тщательно перемешать. Взвесить стакан с приготовленной полимерной массой.

Все работы с эпоксидной смолой проводить под вытяжной вентиляцией.

Смешивание наполнителя с полимерной матрицей

В приготовленный состав жидкой полимерной матрицы ввести взвешенное заранее количество порошка оксида алюминия (Al_2O_3) не менее 40–45 масс. %. Для получения равномерного распределения частиц порошка тщательно все перемешать миксером до получения однородной массы.

Полученную смесь тонким слоем толщиной не более 0,4–0,5 мм залить в приготовленную полистирольную форму прямоугольной формы размером 10×40 мм. На жидкий слой композита для лучшей адгезии к слою положить предварительно вырезанную по размеру формы фольгу из аморфного материала или фольгу другого металла с высокими магнитными свойствами.

Установить формочку со слоем полимерной матрицы с порошковым наполнителем и слоем из фольги никеля, железа, аморфной ленты или любого другого материала с высокими магнитными свойствами в микроволновую печь. Произвести сушку композиции в микроволновой печи при температуре 60–70 °С.

Нанесение последующих слоев

Аналогичным способом подготовить жидкую массу полимерной матрицы в композиции с другим порошковым наполнителем (SiO_2). Подготовленную смесь

тонким слоем (0,4–0,5 мм) нанести на металлическую фольгу. Произвести сушку композита, как указано выше. Полученный многослойный композиционный материал можно использовать для корпусов интегральных микросхем или в качестве защитных экранов в виде пластин.

Методы контроля

Качество каждого слоя многослойного композиционного материала первоначально оценивается визуально, выявляется равномерность распределения порошка в матрице на поверхности слоя.

Основной контроль за качеством операции ввода порошкового наполнителя в полимерную матрицу осуществлять через анализ микроструктуры каждого приготовленного слоя в отдельности и всех слоев одновременно в композиции многослойного материала. Отсутствие в микроструктуре дефектов (пор, скопления конгломератов и др.), равномерное распределение микрочастиц порошка в полимерной матрице – показатели качества полученных ММ.

Рассмотрим более подробно особенности процесса нанесения адгезионно-защитного слоя на аморфную фольгу.

Хорошо известно, что негладкая (рифленая, гофрированная, покрытая мелкими конусами, игольчатая) внешняя поверхность поглотителя существенно уменьшает коэффициент отражения электромагнитного излучения.

Такого эффекта достигали взрывным детонационным нанесением слоя порошковых частиц на поверхность фольги, используемой в качестве слоя ММ, применив разработанное устройство с двумя взрывными ускорителями [17, 18]. Разработан технологический процесс изменения рельефа поверхности аморфной ленты нанесением микрочастиц оксида кремния по конкретным технологическим режимам в сочетании с деформационным (Д) воздействием и обработкой высокоскоростным потоком частиц (ВПЧ) и неидеальной плазмой (НП) или их комбинацией (рис. 16.6).

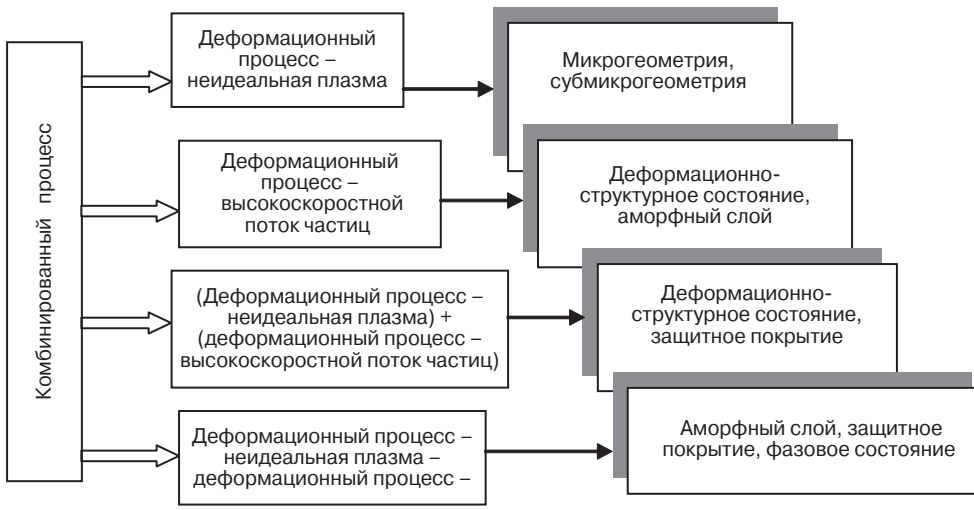
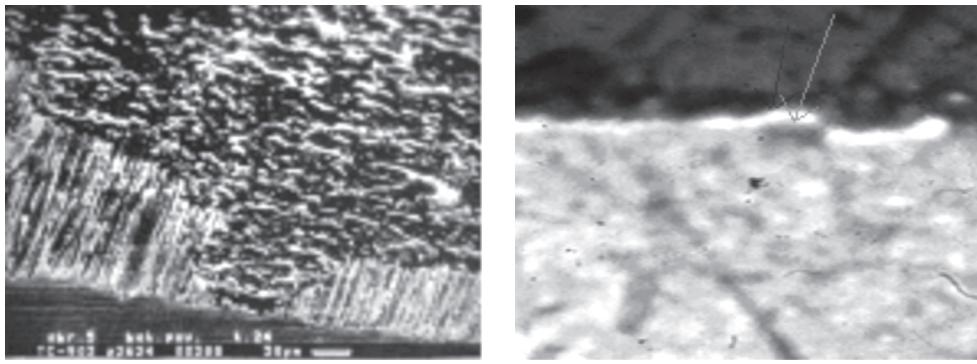


Рис. 16.6. Схема комбинирования процессов при нанесении защитных слоев



а) *б)*

Рис. 16.7. Структура рельефного поверхностного слоя, нанесенного на поверхность аморфной ленты: карбонитридный слой (излом), ×1000 (*а*); аморфизированная прослойка по стрелке (поперечный шлиф), ×500 (*б*); основа – аморфная лента

Анализ технологических вариантов показал, что наиболее оптимальными являются два варианта нанесения защитного слоя на поверхность металлической фольги:

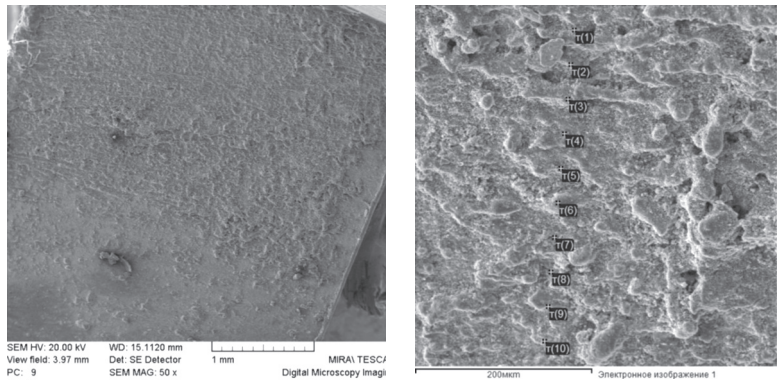
- первый – при параллельном развитии процессов ударно-волнового нагружения и воздействия неидеальной плазмой (Д + НП) с образованием аморфного поверхностного слоя толщиной 10–20 мкм;
- второй – при введении в зону обработки высокоскоростного потока микрочастиц порошка (Д-ВПЧ) с образованием на обрабатываемой поверхности материала слоя защитного покрытия из частиц порошка толщиной 30–40 мкм.

Установлено, что поверхностный слой состоит из двух зон: бесструктурной в виде белой нетравящейся полосы (рис. 16.7*б* по стрелке 1) и диффузионного подслоя с выделениями карбонитридного характера (рис. 16.7*а*). Рентгеноструктурным анализом установлены следующие фазы: ε-Fe_2 (N, C), γ- и γ'-фазы, Fe_2C, Fe_3N. На рис. 16.8 показан внешний вид поверхности слоя из смеси нанопорошков оксида алюминия и карбида кремния (Al_2O_3 50% + SiC 50%), нанесенного на аморфную ленту из $Fe_{60}Ni_{20}B_{14}P_6$. Элементный состав слоя и его распределение по поверхности фольги определяли методом микрорентгеноспектрального анализа по точкам (рис. 16.8*б*). Результаты анализа, представленные в табл. 16.2, свидетельствуют о том, что слой имеет равномерное распределение элементов по поверхности фольги и шероховатость R_z ~ 1–2 мкм.

По разработанной технологии изготовлены экспериментальные образцы четырехслойных композиционных материалов, каждый слой которых выполняет определенную защитную функцию (рис. 16.9). Образцы состоят из чередующихся слоев, включающих полимерное связующее эпоксидной смолы с наполнителем из порошка различного фазового состава (рис. 16.6).

Определено оптимальное сочетание и расположение слоев в МКМ: первый слой с наполнителем из Al_2O_3 служит для защиты от микрочастиц и ударной волны; вто-

рой слой поглощает ионизирующее излучение, с наполнителем из фуллеренов и углеродных нанотрубок; третий, поглощающий и отражающий импульс электромагнитного излучения, – металлический слой в виде фольги толщиной 0,2–0,4 мм из аморфной ленты Fe_{40}-Ni_{40}-B_{14}-P_6, на которую методом взрывного детонационного напыления нанесен слой SiO_2; и четвертый слой с наполнителем из SiO_2, контактирующий с ИМС, обладает высокими диэлектрическими свойствами. Дисперсность фуллерена C_{60} составляла 50–500 нм, оксида алюминия 1–10 мкм, оксида кремния 1–10 мкм [19].



а) *б)*

Рис. 16.8. Внешний вид и рельеф поверхности напыленного слоя: внешний вид поверхности фольги с покрытием (*а*); рельеф поверхности напыленного слоя на фольге с отметками точечного микрорентгеноспектрального анализа (*б*)

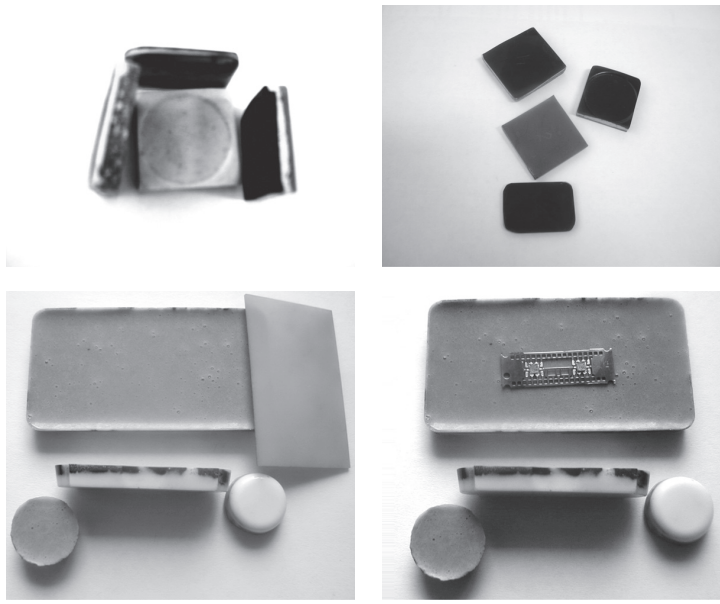


Рис. 16.9. Образцы многослойных композиционных материалов ×1

Таблица 16.2. Результаты микрорентгеноспектрального анализа напыленного слоя

Точки спектра	Элементный состав напыленного слоя, %					
	C	O	Al	Si	Ti	Fe
T(1)	36,97	14,54	21,63	17,20	0,59	9,08
T(2)	35,90	33,14	12,25	15,55	0,76	2,40
T(3)	41,48	8,46	16,32	20,43	1,30	12,01
T(4)	33,33	23,11	16,93	20,40	0,33	5,90
T(5)	19,13	9,21	24,98	20,92	0,40	25,36
T(6)	37,63	32,84	21,54	6,31	0,00	1,68
T(7)	43,12	23,42	5,04	25,26	0,61	2,55
T(8)	45,64	6,69	0,76	24,31	0,61	22,00
T(9)	35,43	20,05	11,93	17,77	0,65	14,17
T(10)	30,70	27,74	14,29	23,54	0,18	3,56

16.5. Свойства многослойных материалов

16.5.1. Исследование механических и электрофизических свойств полученных многослойных материалов

Предел прочности на растяжение и модуль упругости Юнга определяли с помощью машины для прочностных испытаний материалов Zwick/Roell Z005 (Германия). Машина состоит из жесткой рамы, тензодатчика, электродвигателя, двух жестких зажимов и управляется компьютером для точной программной настройки нагружения. Технические данные: номинальная сила $F_н = 5$ кН, максимальная сила – 120% от $F_н$. На рис. 16.10 представлена экспериментальная зависимость модуля упругости от объемной концентрации наполнителей из порошков Al_2O_3 и SiO_2 фракции 1–10 мкм.

При увеличении концентрации порошкового наполнителя от 0 до 40% наблюдается рост механических характеристик композиционного слоя и при 40% достигается максимум. Это подтверждает правильность выбора соотношения концентрации наполнителя и связующего. Изменение модуля упругости при этом составило 23–25%. При дальнейшем увеличении концентрации наполнителя значительного роста механических характеристик не наблюдалось.

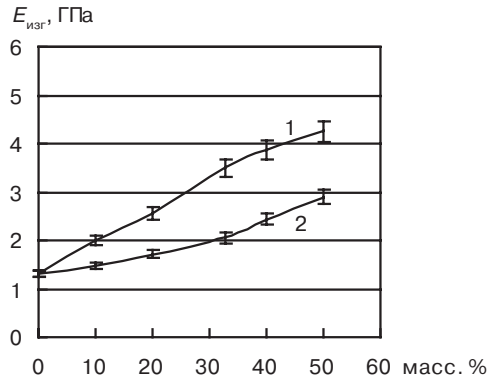


Рис. 16.10. Зависимость модуля упругости композита от содержания наполнителя: 1 – наполнитель порошок SiO_2 (1–10 мкм); 2 – наполнитель порошок Al_2O_3 (1–10 мкм)

Таблица 16.3. Механические свойства эпоксидной смолы и ММ

Свойства	Испытываемые материалы		
	Единица измерения	Эпоксидная смола	Многослойный материал
Плотность	кг/м^3	1100–1400	1700–1900
Прочность при изгибе	МПа	27–130	220–310
Прочность при сжатии	МПа	32–90	180–270
Модуль упругости при растяжении	ГПа	1,9–5,0	22–28

Высокое содержание наполнителя ухудшает свойства гетерогенного материала, поскольку наполнитель сам увеличивает концентрацию напряжений в матрице. Увеличение концентрации наполнителя приводит к повышению содержания пор, которые являются концентраторами напряжений, что приводит к снижению механических характеристик КМ. В табл. 16.5 приведены механические свойства ММ, полученные в результате испытаний.

Проведенные испытания ММ и ИМС позволили выбрать порошковые наполнители, установить оптимальную последовательность чередования слоев (табл. 16.4) и операций их получения для ИМС, применяемых в КА. Ранее было отмечено, что изготавливаемые ОАО «Интеграл» микросхемы в пластмассовом корпусе слабо защищены от высокоэнергетического воздействия потоков микрочастиц и ЭМИ. Поэтому при проведении испытаний за базу для сравнения были приняты материалы, используемые в серийно выпускаемых микросхемах, и сами микросхемы. Испытания проводили в соответствии со стандартными методиками предприятия, по которым были определены удельное электросопротивление, диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь, значения которых представлены в табл. 16.5.

Установлено, что воздействие потоков микрочастиц на ММ и ИМС влияет на их свойства, которые зависят от процентного соотношения наполнителя и матрицы, их состава и определенного чередования слоев.

Оптимальным является последовательность расположения слоев образца I, для которого характерны высокие стабильные показатели диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 17{,}2$, удельного электрического сопротивления $\rho_0 = 6{,}50 \cdot 10^{11}$ Ом·м, тангенса угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 0{,}24$ при частоте 1 МГц (табл. 16.5). Влияние электромагнитного излучения на изменение выходных параметров ИМС в корпусе из ММ с таким расположением слоев меньше на 15–20%, чем у других образцов.

Таблица 16.4. Чередование слоев в образцах ММ

N слоя	Образец I	Образец II	Образец III	Образец IV
1	*г*	*а*	*а*	*г*
2	*б*	*б*	*в*	*а*
3	*а*	*в*	*б*	*б*
4	*в*	*г*	*г*	*в*

Таблица 16.5. Результаты электрофизических измерений образцов из ММ

Параметр	Условия	I	II	III	IV
S, см^2		3,54	3,15	3,12	2,97
d, мм		4,04	6,84	7,83	3,76
tgδ	1 МГц	0,043	0,34	0,01	0,128
	100 кГц	0,46	0,285	0,21	0,15
	10 кГц	0,42	0,137	0,184	0,196
ε	1 МГц	17,20	8,29	4,27	17,68
	100 кГц	18,83	12,04	5,21	19,79
	10 кГц	19,91	14,80	6,10	22,63
R, Ом	1 В	$8{,}73 \cdot 10^{13}$	$9{,}74 \cdot 10^{11}$	$5{,}53 \cdot 10^{11}$	$1{,}44 \cdot 10^{10}$
	10 В	$7{,}28 \cdot 10^{13}$	$5{,}92 \cdot 10^{11}$	$4{,}81 \cdot 10^{11}$	$5{,}06 \cdot 10^{10}$
	100 В	$6{,}82 \cdot 10^{13}$	$3{,}65 \cdot 10^{11}$	$8{,}27 \cdot 10^{10}$	$6{,}2 \cdot 10^{10}$
ρ_0, Ом м	1 В	$7{,}65 \cdot 10^{12}$	$4{,}94 \cdot 10^{12}$	$2{,}75 \cdot 10^{9}$	$9{,}8 \cdot 10^{9}$
	10 В	$6{,}53 \cdot 10^{11}$	$3{,}67 \cdot 10^{11}$	$2{,}18 \cdot 10^{9}$	$8{,}76 \cdot 10^{9}$
	100 В	$5{,}34 \cdot 10^{11}$	$8{,}21 \cdot 10^{10}$	$4{,}68 \cdot 10^{8}$	$1{,}12 \cdot 10^{8}$

Примечание. S – площадь поверхности образца; d – толщина образца; R – электрическое сопротивление; ρ_0 – удельное электрическое сопротивление.

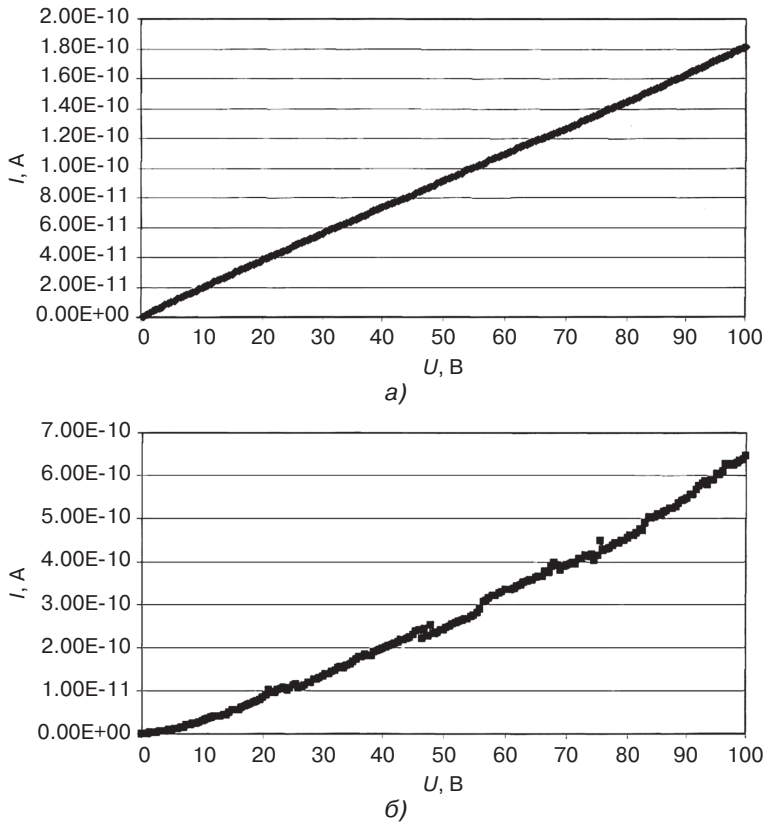


Рис. 16.11 (продолжение на с. 987)**.** Результаты измерения вольт-амперных характеристик образцов из ММ: образец I (*а*); образец II (*б*)

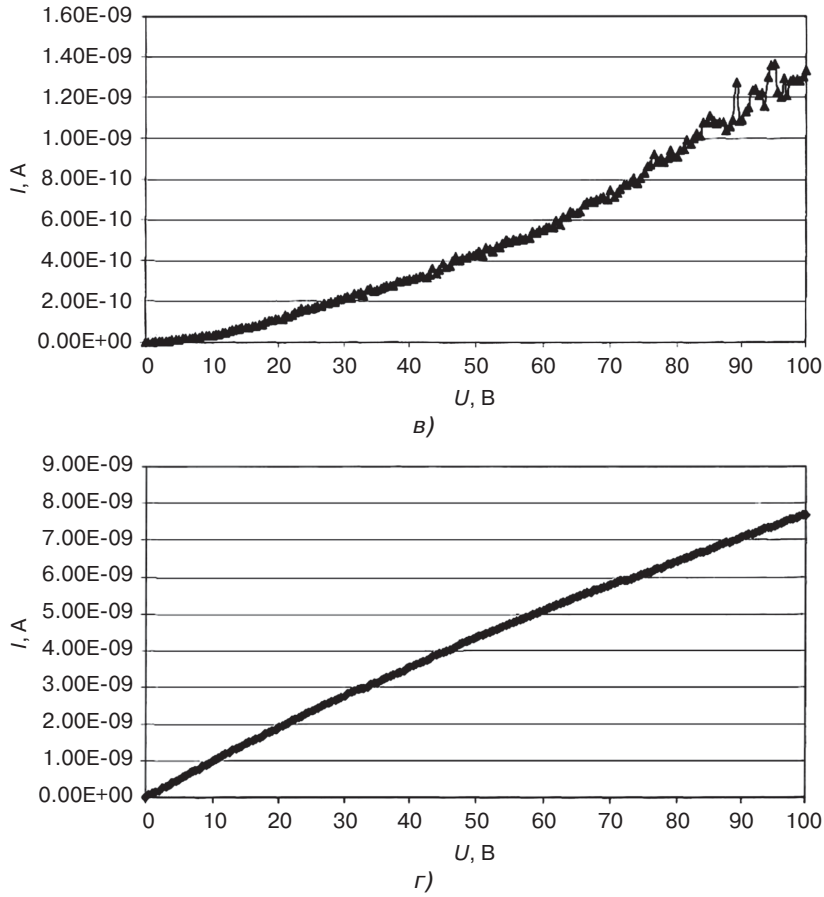


Рис. 16.11 (окончание)**.** Результаты измерения вольт-амперных характеристик образцов из ММ: образец III (*в*); образец IV (*г*)

На рис. 16.11 представлены результаты исследования вольт-амперных характеристик для образцов из многослойных материалов с различной последовательностью чередования слоев (табл. 16.4), из которых следует, что минимальное нарастание тока с увеличением напряжения характерно для образцов I. Это свидетельствует о том, что чередование слоев оптимально с плавным изменением электросопротивления от слоя 4 (*в*) к слою 1 (*г*), а это характерно для материалов со структурой, близкой к градиентной. Измерения проведены в лаборатории электрофизических измерений ГЦ «Белмикроанализ» НТЦ «Белмикросистемы» ОАО «Интеграл» с применением автоматизированной измерительной системы HP 4061A. Характеристики исследованных образцов: размеры, состав слоев, последовательность их расположения – представлены в табл. 16.4, где *а* – нанотрубки, фуллерен – защита от ионизирующего излучения (поглощающий слой); *б* – аморфная лента $Fe_4Ni_{20}B_{14}P_6$ – защита от электромагнитного излучения (отражающий слой); *в* – Al_2O_3 – для прочности (ударные нагрузки); *г* – SiO_2 – диэлектрический слой, и в табл. 16.5.

16.5.2. Исследование экранирующих свойств многослойных материалов корпусов

Для повышения эффективности экранирующих свойств стальных экранов, несмотря на их высокую магнитную проницаемость, приходится увеличивать толщину экранирующего листа. Кроме того, с ростом частоты магнитная проницаемость всех материалов быстро уменьшается. Поэтому материалы с большим значением начальной магнитной проницаемости (104 Гн/м) целесообразно использовать только до частот порядка 1 кГц. При больших значениях напряженности магнитного поля из-за насыщения материала ферромагнетика его магнитная проницаемость падает тем резче, чем больше начальное значение проницаемости. Для уменьшения эффекта насыщения экран делают многослойным. Значительно большего эффекта экранирования можно достичь, используя не однородные, а многослойные экраны той же суммарной толщины. Это объясняется наличием в многослойных экранах нескольких границ раздела поверхностей, на каждой из которых происходит отражение электромагнитной волны вследствие разницы волновых сопротивлений слоев. Наиболее эффективны экраны из комбинаций магнитных и немагнитных слоев, причем наружный по отношению к источнику излучения слой предпочтительнее выполнять из материала, обладающего магнитными свойствами, в нашем случае используется аморфная фольга $Fe_{60}Ni_{40}B_{14}P_6$.

Эффективность экранирования ($Э$) – это степень ослабления составляющих поля (электрической E или магнитной H), определяемая как отношение действующих значений напряженности полей в данной точке пространства при отсутствии (E_0, H_0) и наличии (E, H) экрана [20]:

$$Э = E_0/E = H_0/H. \tag{16.10}$$

Так как отношение этих величин достигает больших значений, то удобнее пользоваться логарифмическим представлением эффективности экранирования:

$$K_E = 20\lg\frac{E_0}{E_1};$$
$$K_H = 20\lg\frac{H_0}{H_1}, \tag{16.11}$$

где K_E – коэффициент ослабления (экранирования) по электрической составляющей; K_H – коэффициент ослабления (экранирования) по магнитной составляющей.

В зависимости от зоны действия возмущающего поля на поверхности экрана или в глубине различают ближнюю и дальнюю зоны. Ближняя зона для определенной частоты поля соответствует $d/\delta < 0{,}1$ дальняя – $d/\delta > 1$. Для ближней зоны среда может иметь либо высокое волновое (электрическое) поле, либо низкое сопротивление (магнитное поле). Эффективность экранирования оценивали следующим образом [20, 21]:

$$Э = 60\pi\sigma d, \text{ при } d/\delta < 0{,}1;$$

$$Э = 60\pi\sigma d\left(\frac{\sqrt{2}\delta d}{2}\right)e^{d/\delta}, \text{при } d/\delta > 1, \tag{16.12}$$

где d – толщина плоского экрана; σ – удельная проводимость; δ – толщина поверхностного слоя, или расстояние, на котором величина распространяющейся электромагнитной волны ослабевает в e раз.

Величина поверхностного слоя выражается следующим уравнением:

$$\delta = \{(\pi f \mu_r S)^{1/2}\}^{-1}, \tag{16.13}$$

где f – частота электромагнитной волны; μ_r – абсолютная магнитная проницаемость.

Повышение эффективности экранирования в многослойных структурах следует из того, что величина $Э$ двухслойных структур описывается выражением

$$Э = Э_1 Э_2/(1 - Г_1 Г_2), \tag{16.14}$$

где $Э_1$, $Э_2$ – эффективности экранирования первого и второго слоев; $Г_1$, $Г_2$ – коэффициенты отражения первого и второго слоя.

С увеличением количества слоев до более чем двух роль составляющей экранирования, связанной с эффектами отражения, возрастает.

На рис. 16.12 и 16.13 приведены результаты исследований эффективности экранирующих свойств в магнитном поле однослойных КМ и многослойных материалов, которые показали преимущества многослойных материалов. Установлено, что коэффициент экранирования ММ на 25% выше, чем однослойных экранов, что объясняется совместным действием экранирования – поглощением и отражением на границах диэлектрик–металл–диэлектрик. Сравнение эффективностей экранирования однородных магнитных материалов (рис. 16.12) и многослойных из комбинаций различных слоев (рис. 16.13) показало, что наиболее эффективны экраны из комбинаций магнитных и немагнитных слоев. Представленная на рис. 16.13 зависимость эффективности экранирования (прямая 4) показывает, что дополнительное увеличение толщины экрана на один слой приводит к не очень заметному повышению эффективности экранирования.

Изменяя состав полимерной композиции, удалось создать материал с заданными диэлектрическими свойствами. В результате получен четырехслойный композиционный материал с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 17{,}2$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 0{,}24$, при частоте 1 МГц.

В табл. 16.6 приведен сравнительный анализ технических показателей материала «LMC 100G» корейской фирмы Nepes AMC, применяемого для корпусов ИМС, который показал, что ММ могут конкурировать с аналогичной продукцией отечественных и зарубежных производителей.

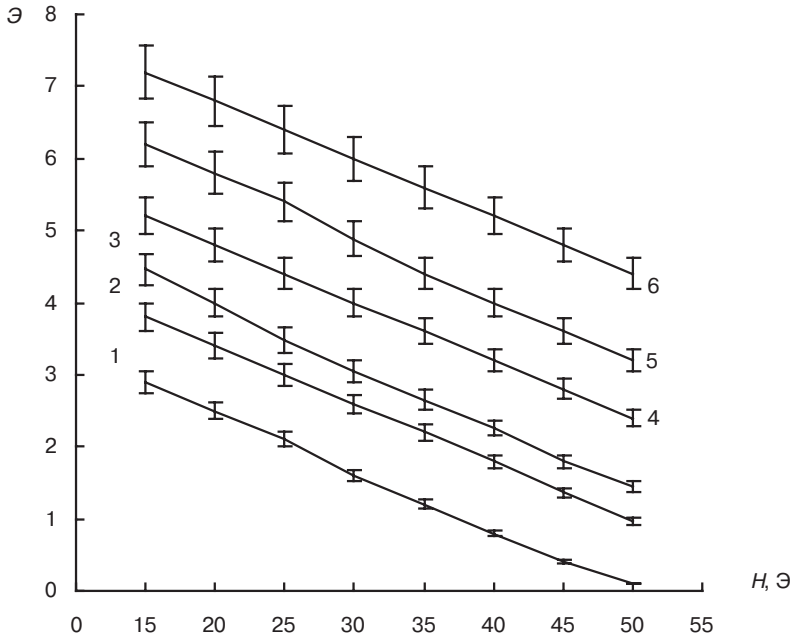


Рис. 16.12. Эффективность экранирования магнитного поля однослойными экранами, изготовленными из фольг сплава $Ni_{80}Fe_{20}$ и из аморфного сплава $Fe_{60}Ni_{20}B_{14}P_6$: 1 – $Ni_{80}Fe_{20}$, 100 мкм; 2 – $Ni_{80}Fe_{20}$, 150 мкм; 3 – $Ni_{80}Fe_{20}$, 200 мкм; 4 – $Fe_{60}Ni_{20}P_{14}B_6$, 100 мкм; 5 – $Fe_{60}Ni_{20}P_{14}B_6$, 150 мкм; 6 – $Fe_{60}Ni_{20}P_{14}B_6$, 200 мкм

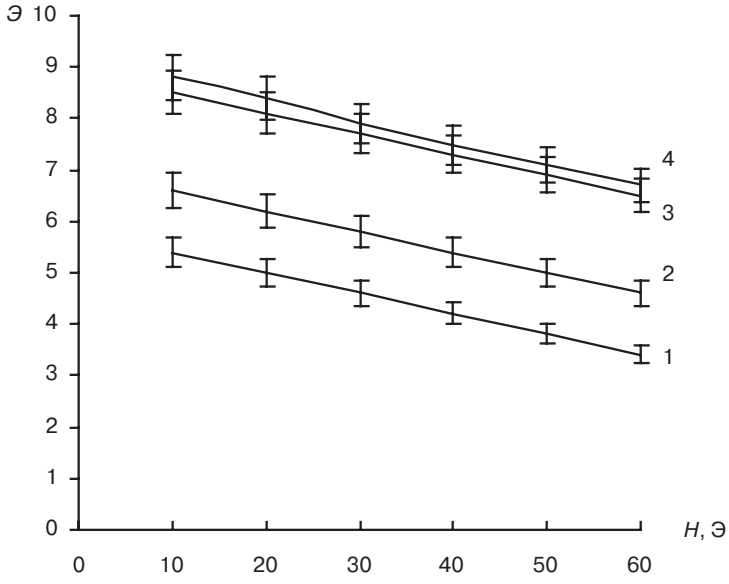


Рис. 16.13. Эффективность экранирования магнитного поля многослойными экранами: 1 – 2 слоя, 0,6 мм; 2 – 3 слоя 0,9 мм; 3 – 4 слоя 1,2 мм; 4 – 5 слоев 1,5 мм

Таблица 16.6. Характеристики образцов из материала (пр-во Корея), применяемого для изготовления корпусов ИМС и из ММ

	Образец корейской фирмы	**Экспериментальный образец**
Область использования	Микроэлектроника	Микроэлектроника
Наименование	LMC 100G Эпоксидная пресс-композиция (компаунд)	МКМ-4 Многослойный композиционный материал – четырехслойный
Назначение	Материал для корпусов диодов, транзисторов, интегральных микросхем, чипов	Предназначен для корпусов интегральных микросхем и защитных экранов
Основные технические характеристики	Цвет – черный	Цвет – от белого до черного
	Температура твердения – min 515 K	Температура твердения – min 420 K
	Коэффициент термического расширения при (420 K) – $4 \cdot 10^{-5}$	Коэффициент термического расширения при (420 K) – $2 \cdot 10^{-5}$
	Плотность (кг/м^3) – 1800–1850	Плотность (кг/м^3) – 1700–1900
	Прочность на изгиб (МПа) – 100–170	Прочность на изгиб (МПа) – 200–300
	Модуль изгиба (ГПа) – 1,2–1,7	Модуль изгиба (ГПа) – 22–28
	Теплопроводность (Вт/(мК) – $58 \cdot 10^{-2}$	Теплопроводность (Вт/мК) – $146 \cdot 10^{-2}$
	Диэлектрическая постоянная (1 МГц) – 4,5	Диэлектрическая постоянная (1 МГц) – 17,2
	Тангенс угла диэлектрических потерь (1 МГц) – 1	Тангенс угла диэлектрических потерь (1 МГц) – 0,24
	Электропроводность Ом·м – $(3–6) \cdot 10^{12}$	Электропроводность Ом·м – $(14) \cdot 10^{12}$

Подведем итоги исследований, описанных в настоящей главе.

1. Разработана математическая модель и компьютерная программа расчета параметров ускорителя и формирования высокоскоростного потока микрочастиц с применением метода крупных частиц, базирующегося на численном решении систем уравнений механики сплошной среды в конечно-разностной форме, что позволило оптимизировать геометрические параметры ускорителя и составной кумулятивной линзы (∅50 мм, высота 50 мм, фокусирующее расстояние 90 мм), обеспечивших набор скорости потока частиц до 1200–2000 м/с в течение ~400 мкс, среднюю плотность потока $\rho \approx 5{,}3$ г/см^3, его среднюю мощность $e \approx 0{,}417$ ГДж/с, среднее давление на поверхность преград $p \approx 2{,}33$ ГПа. Это дало возможность проводить исследования влияния воздействия потоков микрочастиц, имитирующих сгустки космической пыли, на деградацию материалов и ИМС в лабораторных условиях. Впервые установлено, что процесс взаимодействия потоков микрочастиц с преградой сопровождается: действием ударных волн с фоновым давлением ~10 ГПа, импульсом электромагнитного излучения с индукцией магнитного поля до 50 мТл и ионизирующим излучением с энергией частиц до 100 МэВ. Многофакторность процесса взаимодействия потока микрочастиц с преградой обусловила выбор многослойных материалов для защиты от воздействия всех вышеприведенных факторов [17–18, 22–35].

2. Установлены механизмы магнитодинамических процессов взаимодействия высокоскоростных потоков микрочастиц с преградой, заключающиеся в формировании при проникании частиц в преграду ионизирующего излучения длительностью до 10 мкс с частотой до 200 МГц, а также импульсного электромагнитного излучения с индукцией магнитного поля 40–50 мТл. Разработана методика регистрации ионизирующего излучения, позволившая по изменению профиля, количества и интенсивности линий засветки рентгеновских детекторов провести расчеты энергии ионизирующих частиц, которая составляет порядка 80–100 МэВ [29, 30–34, 36–48].
3. Исследованы основные закономерности изменения структуры металла преграды при воздействии потока микрочастиц, заключающиеся в его локальной высокоскоростной пластической деформации, сопровождающейся увеличением плотности дислокаций до 10^{10}–10^{12} см$^{-2}$, формированием зернограничных и объемных структурных дефектов, двойникованием и аморфизацией стенок канала; закономерности влияния границ раздела между слоями в многослойных преградах на проникающую способность микрочастиц, заключающиеся в том, что при соотношении плотностей разноплотных контактирующих слоев $< 0{,}3$ в многослойном материале проникание частиц прекращается вблизи границы их раздела, а это позволяет целенаправленно конструировать многослойные материалы, обеспечивающие снижение индукции электромагнитного поля на 20–30% и глубины проникания микрочастиц – до 50% [49–53, 40, 42, 44, 54].
4. Приведены экспериментально установленные зависимости воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на защитные свойства многослойных материалов, полученные с использованием в качестве детекторов интегральных микросхем, позволивших по изменению вольт-амперных характеристик тестовых элементов микросхем определить влияние конструкций, составов материалов и технологии их получения на защитные свойства от комплекса поражающих факторов: проникающих микрочастиц, ударной волны, электромагнитного и ионизирующего излучений, что, в свою очередь, позволило оптимизировать составы и технологию получения многослойных материалов, где каждый слой выполняет определенную защитную функцию [49, 37, 42, 43, 54, 55].
5. Сформулированы научно обоснованные условия получения многослойных материалов на основе полимерной матрицы и порошковых наполнителей, описан ряд зависимостей, устанавливающих связь между основными технологическими параметрами, количеством полимерной матрицы и наполнителя, размером частиц наполнителя и основными электрофизическими, механическими свойствами многослойного материала и плотностью упаковки и наполнения, что позволило получить многослойный материал с удельным сопротивлением $4{,}8 \cdot 10^{12}$ Ом·м, диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 17{,}2$ при частоте 1 МГц.

Литература к главе 16

1. Белоус А.И., Овчинников В.И., Турцевич А.С. Особенности конструирования микроэлектронных устройств для космических аппаратов. – Гомель, 2014.

2. Гуль В.Е. Основы переработки пластмасс. – М: Химия, 1985. – 148 с.
3. Симонов-Емельянов И.Д. Наполнители полимерных материалов. – М.: МДНТП им. Ф.Э. Дзержинского, 1977. – С. 19.
4. Симонов-Емельянов И.Д. и др. Наполнители полимерных материалов. – М.: МДНТП им. Ф.Э. Дзержинского, 1983. – С. 147.
5. Власов С.В., Кандырин Л.Б., Кулезнев В.Н. и др. Основы технологии переработки пластмасс: учебник для вузов. – Чебоксары: ГУП ИПК Чувашия, 2004. – 596 с.
6. Машков Ю.К., Овчар З.Н., Байбарицкая М.Ю., Мамаев О.А. Полимерные композиционные материалы в триботехнике. – М.: ООО «Недра»-Бизнесцентр», 2004. – 262 с.
7. Наполнители для полимерных композиционных материалов / Пер. с англ. под ред. Г.С. Каца и Д.В. Милевски. – М.: Химия, 1981. – 145 с.
8. Симонов-Емельянов И.Д., Кулезнев В.Н. Основы создания композиционных материалов: учебное пособие. – М.: МИХМ, 1986. – 173 с.
9. Трыков Ю.П., Шморгун В.Г., Гуревич Л.М. Деформация слоистых композитов: Монография. – Волгоград: ВолГТУ, 2001. – 242 с.
10. Батаев А.А., Батаев В.А. Композиционные материалы: строение, получение, применение: учебник. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2002. – 384 с.
11. Чернявский С.А., Пыльников В.К.,Тимофеев А.Н. Теория и практика технологий производства изделий из композиционных материалов и новых металлических сплавов // 21 век: Тр. межд. конф. – М., 2002. С. 145–151.
12. Жигун И.П., Поляков В.А. Свойства пространственно-армированных пластиков. – Рига: Зинатне, 1978. – 215 с.
13. Бухаров С.В. Карбонизующиеся связующие и углеродные материалы на основе металлорганических комплексов // Конструкции из композиционных материалов. – 2000. – № 1. – С. 43–49.
14. Наполнители для полимерных композиционных материалов: справочное пособие / Пер. с англ. под ред. П.Г. Бабаевского. – М.: Химия, 1981. – 736 с.
15. Микитаев А.К., Козлов Г.В., Заиков Г.Е. Полимерные нанокомпозиты. Многообразие структурных форм и приложений. – М.: Наука, 2009. – 278 с.
16. Соломатов В.И. Развитие полиструктурной теории композиционных материалов // Материалы юбилейной конференции. – М.: МИИТ, 2001. – С. 56–66.
17. Устройство для упрочнения поверхности металлических деталей Пат. № 3847 Респ. Беларусь / В.И. Овчинников, В.Т. Шмурадко; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – № a20060817; заявл. от 01.12.06; зарегистрирован в госреестре полезных моделей 2007.06.01.
18. Устройство для упрочнения поверхности металлических деталей Пат. № 5393 Респ. Беларусь / В.И. Овчинников, В.Т. Шмурадко; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии», зарегистрирован в Государственном реестре 2007.06.15.
19. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф., Шпилевский Э.М. Многослойные композиционные материалы с нанонаполнителями // Сборник научных статей «Наноструктуры в конденсированных средах» / редкол.: П.А. Витязь. – Минск, 2011. – С. 318–323.
20. Хандогина Е.Н., Владимиров Д.Н. Экранирование электромагнитных волн // Конфидент. – 1999. – № 6. – С. 35–39.
21. Андилевко С.К., Сай Е.Н., Романов Г.С., Ушеренко С.М. Перемещение ударника в металле // ФГВ. – 1988. – № 5. – С. 110–113.
22. Белоус А.И., Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Петлицкая Т.В., Петлицкий А.Н. Актуальные проблемы защиты элементов микроэлектроники, работающих в экстремальных условиях, в том числе космических // Сб. трудов 17-й МНТК «Машиностроение и техносфера XXI века». Донецк. Украина: ДонНТУ, 2010. – С. 254–258.

23. Овчинников В.И. Область нового применения импульсных методов нагружения высокоскоростным потоком частиц, разогнанных взрывным ускорителем // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2009. – Вып. 32. – С. 94–98.
24. Овчинников В.И., Калиниченко А.С., Шипица Н.А., Белоус А.И., Петлицкая Т.В. и др. Физические основы процесса поражения материалов при соударении с потоками порошковых частиц // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2006. – Вып. 28. – С. 75–80.
25. Шипица Н.А., Ушеренко С.М., Овчинников В.И., Белоус А.И. Исследование процесса поражения материалов при соударении с потоками частиц // Тезисы докладов 3-й МНК «Ракетно-космическая техника» РКТ-2007: Фундаментальные и прикладные проблемы. – М., 2007. – С. 34–37.
26. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф. Исследование характера взаимодействия высокоскоростного потока микрочастиц с преградой // Сборник материалов 7-й МНТК Современные методы и технологии создания и обработки материалов. Минск, ФТИ НАН Беларуси. – 2012. – Кн. 2. – С. 196–203.
27. Овчинников В.И. Изучение электромагнитного излучения в условиях ударно-волнового нагружения высокоскоростным потоком порошковых частиц // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2007. – Вып. 30. – С. 287–291.
28. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф. Об эффектах, возникающих в процессе сверхглубокого проникания микрочастиц в металлы // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2010. – Вып. 33. – С. 59–72.
29. Овчинников В.И. Экспериментальное изучение электромагнитного излучения и магнитных полей, индуцированных в условиях ударноволнового нагружения // Материалы докладов 7-й МНТК «Новые материалы и технологии: порошковая металлургия, композиционные материалы, защитные покрытия». – Минск, 2006. – С. 41–46.
30. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф. Наноструктурирование материалов в результате динамического нагружения высокоскоростным потоком микрочастиц // Сборник трудов XVIII МНТК «Машиностроение и техносфера XXI века». – Донецк, 2011. – Т. 2. – С. 278–282.
31. Устройство для измерения индукции переменного магнитного поля индуцируемого в результате взрывной обработки металлов Патент № 11572 Респ. Беларусь / В.И. Овчинников, Е.И. Дорошкевич, В.Т. Шмурадко; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – зарегистрирован в Государственном реестре 2008.11.10.
32. Способ импульсного прессования порошковых материалов. Патент № 11651 Респ. Беларусь / В.Т. Шмурадко, В.И. Овчинников О.В. Роман; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – зарегистрирован в Государственном реестре 2008.12.06.
33. Устройство для легирования взрывом. Патент № 7080 Респ. Беларусь / В.И. Овчинников, В.Т. Шмурадко; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – №u 20100478 заявл. 2010.05.20 на полезную модель зарегистрирован в Государственном реестре 2010.12.02.
34. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Белоус А.И., Петлицкий А.Н. Регистрация быстропротекающих квазистатических и динамических процессов электромагнитного излучения в условиях взрывных технологий // Физика и техника высокоэнергетической обработки материалов: сб. науч. ст. / редкол.: В.В. Соболев и др. – Днепропетровск. Украина: Арт-Пресс, 2009. – С. 136–147.

35. Овчинников В.И., Роман О.В., Белоус А.И. Экспериментальное исследование электромагнитных полей в условиях взрывного динамического нагружения // Материалы VIII МС «Использование энергии взрыва для получения материалов с новыми свойствами». – Москва, Россия. – 2006. – С. 94–95.
36. Ovchinnikov, V.I.· High-Energy Influences of Substance's Flows on Structural Changes in Materials / V.I. Ovchinnikov·, A.S. Kalinichenko·, E.A. Doroshkevich1, O.V. Roman, U.A. Kalinichenko Selected, peer reviewed papers from International Conference on Multifunctional Materials and Structures, July 28–31, Hong Kong,P.R. China 2008, Advanced Materials Research Vols. 47–50 (2008) pp. 1237–1240 © 2008 Trans Tech Publications, Switzerland.
37. Белоус А.И., Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Реут О.П., Петлицкая Т.В., Петлицкий А.Н. Влияние факторов высокоскоростного соударения потоков частиц на изменение свойств материалов и деградацию элементов микроэлектроники // Сб. трудов 16-й МНТК «Машиностроение и техносфера XXI века». – Донецк, Украина: ДонНТУ, 2009. – С. 86–90.
38. Овчинников В.И., Роман О.В., Калиниченко А.С. и др. Использование высокоскоростных потоков порошковых частиц и энергии взрыва в изменении физико-механических свойств материалов // Материалы VIII Международного симпозиума (МС) «Использование энергии взрыва для получения материалов с новыми свойствами». – Москва, Россия. – 2006. – С. 96–97.
39. Овчинников В.И. Механизм аморфизации микроструктуры металлов и сплавов при динамической обработке высокоскоростными потоками частиц // Сб. докл. МС «Инженерия поверхности. Новые порошковые композиционные материалы. Сварка». – Минск. – 25–27 марта 2009. – С. 241–247.
40. Овчинников В.И., Белоус А.И., Петюшик Е.Е., Дорошкевич Е.А. Влияние импульсного высокоэнергетического воздействия потоков микрочастиц на свойства материалов и элементов микроэлектроники // Сб. докл. 4-й МНТК «Современные методы и технологии создания и обработки материалов». – Минск. –19–21 октября 2009 г. – С. 231–237.
41. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Роман О.В., Калиниченко А.С., Реут О.П. Изучение фазового перехода из кристаллического состояния в аморфное при динамической обработке сталей высокоскоростными потоками микрочастиц // Сб. науч. трудов 5-й МНТК «Современные методы и технологии создания и обработки материалов». – Минск. 2010. – С. 181–186.
42. Belous, A.I. The interaction of particles of cosmic dust with space aircraft and their influence on the structural characteristics and properties of materials and elements of microelectronics / A.I. Belous, V.I. Ovchinnikov, L.D. Buiko, T.V. Petlitskaya, E.A. Doroshkevich // Materials of the Jubilee 15th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems. – Saint-Petersburg. – 2008. – P. 338–340.
43. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф. Исследование поражающих факторов интегральных микросхем, применяемых в космических летательных аппаратах при столкновении с высокоскоростным потоком микрочастиц // Мат. докл. МС «Инженерия поверхности. Новые порошковые композиционные материалы. Сварка». Минск. – 2011. – Ч. 2. – С. 284–290.
44. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А. Мезомеханика формования структуры при ударно-волновом нагружении // Сб. докл. Международной конф. «Машиностроение». – Минск. – 2005. – Вып. 21. – С. 71–79.
45. Устройство для измерения индукции переменного магнитного поля: Пат. № 9111 Респ. Беларусь МПК7 C1 G01R33/07 / В.И. Овчинников, В.Т. Шмурадко, Е.А. Дорошкевич; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии». – № a20031210; заявл. 10.12.2003; зарегистрирован в Государственном реестре изобретений 11.01.2007.

46. Способ неразрушающего контроля процесса взрывного легирования. В.И. Овчинников, В.Т. Шмурадко; заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – № a20101497; заявл. 10.11.2011.
47. Устройство для регистрации процесса проникания микрочастиц в материалы при взрывном легировании / Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф. заявитель ГНУ «Институт порошковой металлургии» – № u20120803; заявл. 2012.09.07.
48. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Ушеренко С.М., Калиниченко А.С. Измерительно-вычислительный комплекс регистрации квазистатических и динамических процессов электромагнитного излучения // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. Энергетика. – Изд. БНТУ. – Минск, 2007. – С. 18.
49. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Белоус А.И., Петлицкая Т.В. Исследование поражающих факторов при анализе причин отказа интегральных микросхем, после специально смоделированного процесса и взаимодействия с высокоскоростным потоком частиц // Материалы докладов 8-й МНТК Новые материалы и технологии. – Минск, 2008. – С. 48–51.
50. Роман О.В., Шмурадко В.Т., Овчинников В.И., Тарасов Г.Д. Определение волновой конфигурации на границе раздела двух сред при распаде произвольного разрыва // Сб. материалов докладов МНТК Порошковая металлургия: достижения и проблемы. – Минск, 2005. – С. 187–189.
51. Овчинников В.И., Калиниченко А.С., Петюшик Е.Е. Изменение структуры и свойств металлических мишеней при динамическом нагружении высокоскоростным потоком частиц // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2008. Вып. 31. – С. 105–112.
52. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф., Дорошкевич Е.А., Белоус А.И., Петлицкий А.Н. Создание средств защиты от воздействия высокоскоростных потоков микрочастиц на элементы микроэлектроники, применяемой в космических летательных аппаратах // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2011. Вып. 34. – С. 60–67.
53. Овчинников В.И., Дорошкевич Е.А., Белоус А.И., Буйко Л.Д., Петлицкая Т.В. Применение импульсных методов нагружения высокоскоростным потоком частиц для тестирования элементов микроэлектроники // Порошковая металлургия: сб. науч. ст. / НАН Беларуси / редкол.: П.А. Витязь и др. – Минск, 2008. Вып. 31. – С. 259–263.
54. Belous, A.I. Determination of Danages in Superdeep Penetration and Alteration of Properties of Materials under the Extreme Conditions / A.I.Belous, V. I. Ovchinnikov, L.D.Buiko,T.V. Petlitskaya, E.A. Doroshkevich // Selected, peer reviewed papers from International Conference on Multifunctional Materials and Structures, July 28–31, Hong Kong, P.R. China 2008, Advanced Materials Research. – Vols. 47–50 (2008). – P. 1274–1277. © 2008 Trans Tech Publications, Switzerland.
55. Овчинников В.И., Ильющенко А.Ф., Дорошкевич Е.А., Белоус А.И. Многослойный композиционный материал для корпуса интегральных микросхем, применяемых в космических летательных аппаратах // Материалы 5-го Космического конгреса: в 2 т. – Минск, 2011. – Т. 1. – С. 76–81.

ГЛАВА 17

МЕТОДЫ ОТБРАКОВКИ КРЕМНИЕВЫХ МИКРОСХЕМ СО СКРЫТЫМИ ДЕФЕКТАМИ В ПРОЦЕССЕ СЕРИЙНОГО ПРОИЗВОДСТВА

В качестве краткого введения к материалам этой главы следует дать ряд пояснений. Как известно специалистам, стандартные методики и программы измерений микросхем в условиях серийного производства имеют свою специфику. Так, например, для современных сложнофункциональных микросхем финансовые затраты на разработку измерительных и испытательных программ приблизились фактически к затратам на разработку этих приборов, а сложность (и, соответственно, стоимости) используемого измерительного и испытательного оборудования за последние 10 лет увеличилась на два порядка. Основное требование к серийному измерительному оборудованию – максимальная производительность при минимальной длительности времени самого процесса измерений одного кристалла на пластине и одного собранного прибора. Серийный производственный процесс не может использовать измерители, которые часами измеряют один кристалл (прибор), проверяя соответствие его функционирования исходной спецификации.

При этом всегда существует вероятность того, что успешно прошедший измерения (функциональные испытания) кристалл (собранный прибор) не откажет затем в процессе его эксплуатации в составе РЭА по причине «пробуждения» так называемых скрытых дефектов [1]. Как природа этих скрытых дефектов, так и формы их проявления весьма многообразны и их рассмотрение выходит за рамки этой работы. Однако в мировой и отечественной практике для изготовления ЭКБ повышенной надежности широко используются специальные методы отбора (отбраковки) таких потенциально ненадежных микроэлектронных приборов. Ниже представлено описание нескольких основных таких методов. Более подробно описание их сути, условий и особенностей применения изложено в ранее опубликованных работах [2, 3].

17.1. Постановка задачи для случая параметрического контроля интегральных микросхем при номинальных режимах функционирования

Как известно, диапазон изменения границ области функционирования (ОФ) любой интегральной микросхемы (ИС) несет определенную и зашифрованную информацию о надежности прибора. Процедуру определения границ численных

значений ОФ можно использовать для выявления ИС со скрытыми дефектами. Очевидно, эта задача будет осуществляться тем эффективнее, чем более чувствителен выбранный контролируемый параметр к изменению подаваемых на ИС воздействий. Методика выявления из всей совокупности измеряемых в процессе производства таких высокочувствительных выходных параметров ИС посвящен данный раздел работы. Прежде всего, необходимо установить перечень тех информативных параметров, которые наиболее чувствительны к конкретным типам дефектов. Эта задача может быть решена путем проведения операций классического и незаслуженно забытого корреляционного анализа информативности используемого в производстве параметрического контроля [1].

Теоретическую основу классических неразрушающих методов диагностического контроля в полупроводниковом производстве составляют исследования физических характеристик полупроводникового материала и обнаружение несовершенств (дефектов) его структуры. Эти методы обычно базируются на результатах теоретического анализа физических механизмов отказов и исследованиях кинетики физических процессов, приводящих к отказам. При этом в каждом конкретном случае используется своя физико-математическая модель отказа.

В общем случае выходную характеристику любой ИС можно представить в виде [2]:

$$F_j = \varphi(g_1, ..., g_i, ..., g_n, E_1, ..., E_k, ..., E_n), \tag{17.1}$$

где E_k – параметр внешнего воздействия; g_i – внутренний параметр полупроводникового прибора.

Под внешним воздействием (E_k) здесь и далее понимается воздействие окружающей среды (температура, вибрация, влажность, радиация и др.), а также изменение характеристик входных сигналов и напряжений источников питания, изменение величины электрической нагрузки.

Под внутренними параметрами (g_i) обычно понимают конкретные электрические параметры элементов, составляющих микросхему (входные и выходные токи, пороговые напряжения переключения элементов и т.д.).

Воспользовавшись разложением в ряд Тейлора с точностью до первых членов, получим следующее выражение:

$$\Delta F_i = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f(g_i, E_k)}{\partial E_k} \Delta E. \tag{17.2}$$

Стоящие перед абсолютными величинами Δg_i, ΔE_k коэффициенты характеризуют степень влияния отклонений численных значений соответствующего параметра g_i или E_k на изменение f-го выходного параметра $F_{y\partial}$. Они называются коэффициентами чувствительности.

Если все виды дефектов кристалла свести к несанкционированным каналам протекания электрического тока (утечкам) между какими-либо узлами микросхемы, то можно представить любой дефект в виде эквивалентного паразитного внутрисхемного резистора, значение которого может изменяться от 0 до ∞. Тогда все

множество внутренних параметров микросхемы g_i можно выразить через параметры дефектов схемы R_{ij} следующим образом [2]:

$$g = \varphi(R_{ij}), \tag{17.3}$$

где R_{ij} – эквивалентное электрическое (омическое) сопротивление канала паразитного тока между i-ми и j-ми узлами схемы.

Следует иметь в виду, что точность определения численных коэффициентов чувствительности зависит от вида функции, описывающей такую зависимость:

$$F_i = f(g_i, E_k). \tag{17.4}$$

Как известно, чувствительность выходных параметров ИС к различным внутренним дефектам связана с динамикой изменения значений параметров базовых элементов ИС: чем больше численное значение коэффициента чувствительности, тем сильнее дефект влияет на значение выходных параметров схемы и тем легче выявить дефектный прибор.

Таким образом, для определения совокупности коэффициентов чувствительности выходных параметров к скрытым дефектам ИС необходимо выполнить ряд процедур:

- проранжировать скрытые дефекты по характеру их влияния на вид и численные значения выходных характеристик и использовать полученные результаты для создания соответствующей методики отбраковки потенциально дефектных ИС;
- предложить разработать физико-математическую модель или эквивалентную электрическую схему, адекватно описывающие механизм влияния конкретного дефекта на выходные характеристики ИС;
- определить конкретный метод электрических измерений, провоцирующий усиление такого влияния для каждого конкретного типа выявленного и классифицированного дефекта.

Рассмотрим конкретные методические решения такой постановки задачи отбраковки потенциально ненадежных ИС.

17.2. Методика определения коэффициентов чувствительности выходных параметров биполярных интегральных микросхем

Рассмотрим в качестве примера биполярную ИС. Исследуем влияние дефектов, приводящих к возникновению паразитных каналов тока утечки между двумя любыми узлами схемы, представляя каждый такой дефект в виде омического сопротивления, включенного между соответствующими узлами эквивалентной электрической схемы.

В качестве базиса из всей совокупности для наглядности выберем ТТЛШ – базис, как наиболее удобный для демонстрации рассматриваемого подхода. На рис. 17.1 представлен стандартный инвертор ТТЛШ БИС серии 1533.

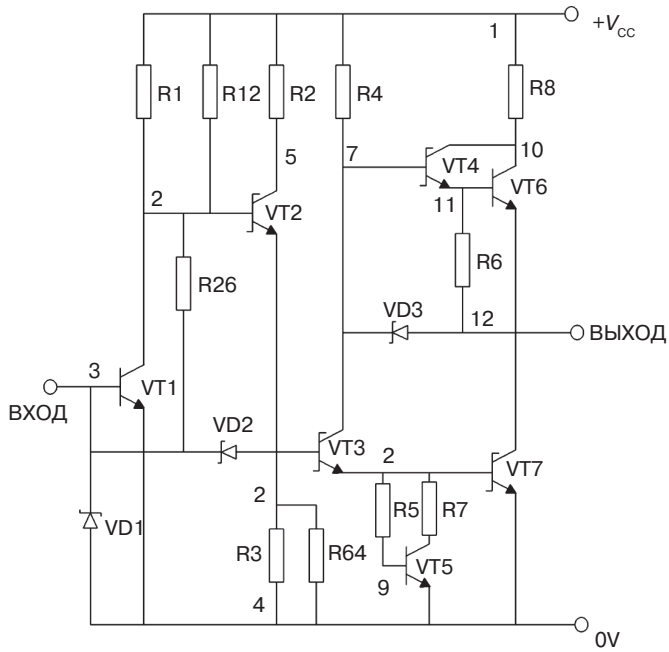


Рис. 17.1. Базовый инвертор серии 1533 (с обозначенными узловыми точками 1÷13)

Здесь каждый дефект типа «утечка» представлен в виде эквивалентного резистора R_i. В этой модели, содержащей N узлов, теоретически может быть включено C_N^2 различных резисторов утечки R_{ij}, где i и j – номера узлов схемы, между которыми существует утечка.

Так, для $N = 12$ значение $C_{12}^2 = 72$, что на практике резко усложняет решение задачи. Поэтому пока будем предполагать наличие в схеме одновременно только одного дефекта типа «утечка», что обычно имеет место в реальных условиях производства и подтверждается обширной практикой анализа отказавших микросхем.

Эквивалентные резисторы утечки по-разному влияют на работу схемы в зависимости от их величин и номеров узлов i, j и представляют различную «опасность» для схемы.

Далее проведем количественную оценку степени влияния различных утечек на выходные параметры ИС, используя методику расчета коэффициентов чувствительности, показывающую относительное изменение параметра при относительном изменении величины эквивалентного резистора утечки. Выражение для оценки численного значения коэффициента чувствительности в общем виде имеет вид [3]:

$$K_{ij} = \frac{\Delta M(\Delta R_{ij})}{\Delta R_{ij}} \cdot \frac{R_{ij}}{N(R_{ij})}, \tag{17.5}$$

где R_{ij} – эквивалентный резистор канала утечки тока между i-м и j-м узлами схемы; $\Delta M(R_{ij})$ – величина приращения параметра $M(R_{ij})$, обусловленного изменением R_{ij} на величину ΔR_{ij}.

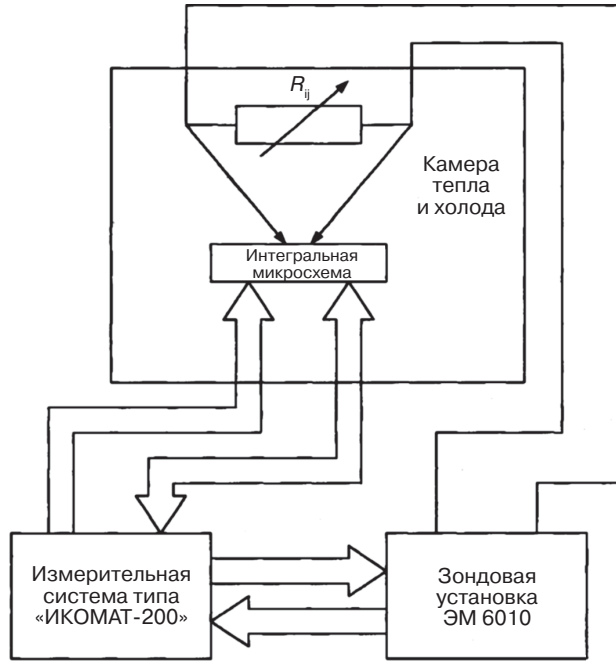


Рис. 17.2. Блок-схема измерений выходных электрических параметров ИМС при моделировании внутрисхемных утечек

Обычно для разработки эффективной методики отбраковки необходимо провести оценку чувствительности следующих выходных параметров микросхемы:

U_{OH} – напряжение логической единицы;

U_{OL} – напряжение логического нуля;

$U_{OH}^{\ П}$, $U_{OL}^{\ П}$ – напряжения логической единицы и нуля, измеренные при пониженном напряжении питания;

U_{CCKP} – критическое напряжение питания;

$U_L(t_-)$ – напряжение логического нуля, измеренное при пониженной (–60 °С) температуре;

$U_{OL}(t_+)$ – напряжение логического нуля, измеренное при повышенной (+125 °С) температуре;

t_{OH} – время задержки включения;

$t_{OH}(-U_{CC})$ – время задержки включения, измеренное при пониженном напряжении питания;

$t_{OH}(t_-)$ – время задержки, измеренное при пониженной (–60 °С) температуре;

$t_{OH}(t_+)$ – время задержки включения, измеренное при повышенной (+125 °С) температуре.

Экспериментально влияние утечек моделировалось механически на специально разработанном макете «зондовая установка – измерительная система» посредством резисторов, включаемых между заданными узлами с помощью зондов. Оценка температурных воздействий производилась с использованием камеры тепла и холода. Применение отечественной программируемой зондовой установки

ЭМ 6010 совместно с автоматизированной измерительной системой позволило проводить определение величины K_{ij} в автоматическом режиме на достаточно большом количестве пластин (10 пластин из 12 партий).

Физическое макетирование с помощью вводимых «утечек» позволило количественно оценить влияние подобных дефектов на выходные параметры и характеристики ТТЛШ микросхем.

Из анализа полученного статистического материала был получен вывод – наибольшей чувствительностью к наличию внутрисхемных дефектов кристалла типа «утечки» обладают только следующие выходные характеристики ИС:

- критическое напряжение питания;
- напряжение логического нуля;
- динамические параметры, измеренные при пониженных температурах и напряжениях питания.

Проблема влияния температуры на чувствительность выходных параметров к внутренним дефектам заслуживает отдельного рассмотрения.

Для анализа влияния температуры на чувствительность выходных параметров к наличию дефектов необходимо определить значения максимальных коэффициентов чувствительности по выбранному виду утечки при изменении – снижении (увеличении) температуры окружающей ИС среды. На рис. 17.3, 17.4 приведены экспериментальные зависимости величин K_{ij} для дефектов типа R_{2-8}, R_{6-8} при изменении температуры в диапазоне от –60 до +90 °С. Зависимости коэффициентов чувствительности выходных характеристик от напряжения питания и температуры (U_L и t_H) подтверждают возрастание чувствительности к наличию скрытых дефектов при снижении температуры и напряжения питания. Несущественное увеличение чувствительности наблюдалось при высоких ($t > 90$ °С) температурах, однако последующий анализ показал, что эффективность выявления потенциально ненадежных ИС остается примерно такой же, как и в нормальных условиях, которые легче реализовать в условиях промышленного производства.

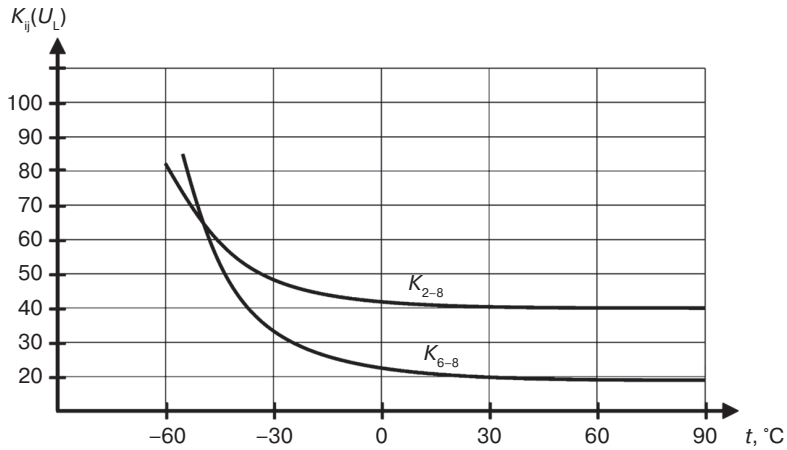


Рис. 17.3. Зависимость величин K_{2-8}, K_{6-8} от температуры при контроле напряжения логического нуля

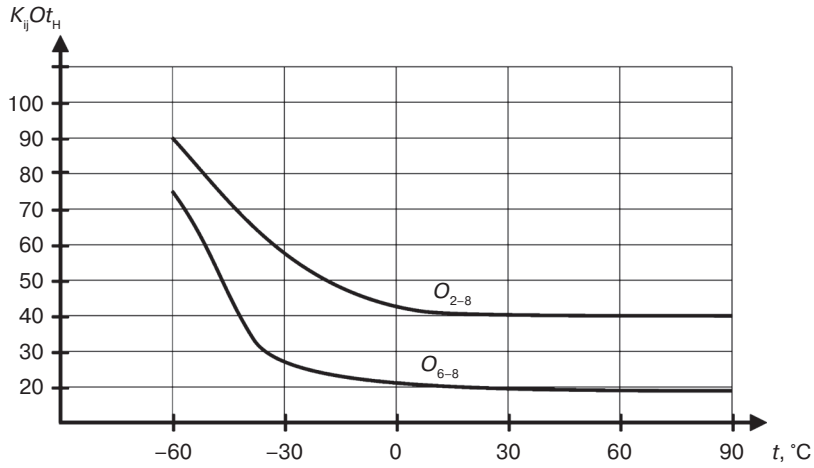


Рис. 17.4. Зависимость величин $O_{2-8,}$ O_{6-8} от температуры при контроле времени задержки включения

Из всего сказанного следует, что эффективность выявления микросхем со скрытыми дефектами существенно возрастает (из-за повышения чувствительности) при контроле схем в условиях, выходящих за пределы установленных в ТУ. Очевидно, большой интерес для целей контроля представляет определение границ области функционирования при изменении внешних воздействий.

17.3. Выявление микросхем со скрытыми дефектами на основе анализа границ области функционирования

Как известно [4], одним из эффективных методов диагностики микросхем со скрытыми внутренними дефектами является изучение границ областей функционирования ИМС при изменении некоторых критических параметров, в качестве которых обычно используется напряжение питания, амплитуда входных уровней напряжений «1» и «0», температура и др. Проведенный нами сравнительный анализ границ ОФ дефектных и бездефектных ИС, серийно изготавливаемых на ОАО «Интеграл», позволил разработать и внедрить эффективный метод диагностического неразрушающего контроля.

Характер изменения границ ОФ при изменении этих параметров может указывать на конкретные виды дефектов, имеющихся во внутренних элементах. Так, при контроле микросхем на частоте вблизи нижней границы ОФ было установлено, что при воздействии на ИС последовательности n входных воздействий в некоторой части (n_1) статистически значимых случаев может происходить конкретный функциональный отказ. Под функциональным отказом будем понимать выход контролируемого численного значения электрического параметра ИС за пределы, установленные в ТУ. Появление функциональных отказов в части опытов при контроле ИС на рабочей частоте снижает достоверность определения границы ОФ.

Существующие n_1 функциональных отказов при многократных испытаниях на постоянной частоте следования входного сигнала свидетельствует о наличии нестабильности контролируемых выходных параметров логических ИС вблизи границы ОФ, что может быть объяснено как случайным физическим характером и различными физическими механизмами внутрисхемных поверхностных утечек, время релаксации которых сравнимо с периодом следования входных импульсов, так и значительным разбросом численных значений времени включения выходного сигнала в критических условиях.

На рис. 17.5 представлены графики зависимостей выходного параметра U_L микросхемы 1533 ЛАЗ от времени при переключении из состояния логической «1», из которых видно, что стабильность переходного процесса выходного сигнала существенно зависит от степени дефектности микросхем и становится существенной при снижении температуры до –60 °С, а также при уменьшении напряжения питания до уровня 3,5 В. Среднеквадратическое отклонение времени задержки включения (σ_t), определенное по уровню 1,4 В, существенно возрастает при снижении напряжения питания и температуры. Поскольку параметр σ_t отражает флуктуацию параметров переходного процесса в многократных опытах, следует отметить пригодность подобного подхода к обнаружению ИС с дефектами. Так, для ИС с наличием внутрисхемных дефектов величина σ_t растет быстрее при снижении U_{CC} и t. На рис. 17.5, 17.6 приведены экспериментальные зависимости $\sigma_t = f(U_{CC})$, $\sigma_t = f(t)$ для ТТЛШ ИС 1533.

Микросхемы с повышенным уровнем дефектности имеют высокие дисперсии динамического параметра в критических условиях контроля, что приводит к увеличению разброса статического параметра (U_L) через установленное время контроля t_k. Последнее, в свою очередь, вызывает возрастание количества функциональных отказов n_1 при проведении n опытов.

Для определения численных значений границ ОФ по температуре, напряжению питания и длительности входного воздействия необходимо определить численные значения конкретного параметра воздействия, соответствующие появлению первого функционального отказа в серии из n испытаний, причем делать это необходимо для каждого шага изменения от номинального до предельного одного из вышеназванных параметров внешних условий. Характеристики этих внешних условий, при которых значения факторов $n_1 = 1$, будут границами ОФ для каждой отдельно взятой микросхемы. При этом шаг изменения температуры, напряжения питания, длительности входного воздействия определяется требованиями к достоверности эксперимента и классом точности используемых приборов контроля. Так, в наших опытах шаг изменения температуры, напряжения питания, длительности входного воздействия составлял соответственно 1 °С; 0,01 В; 1 нс.

Определение численных значений границ ОФ осуществлялось с использованием известной классической схемы испытаний Бернулли. Такой выбор основывался на том предположении, что при проводимых испытаниях возможны лишь два исхода: «годен» и «отказ». Кроме того, предполагалось, что испытываемые объекты однородны, т.е. при проведении операций функционального и статистического контроля во внутренних элементах микросхем не происходит необратимых последствий.

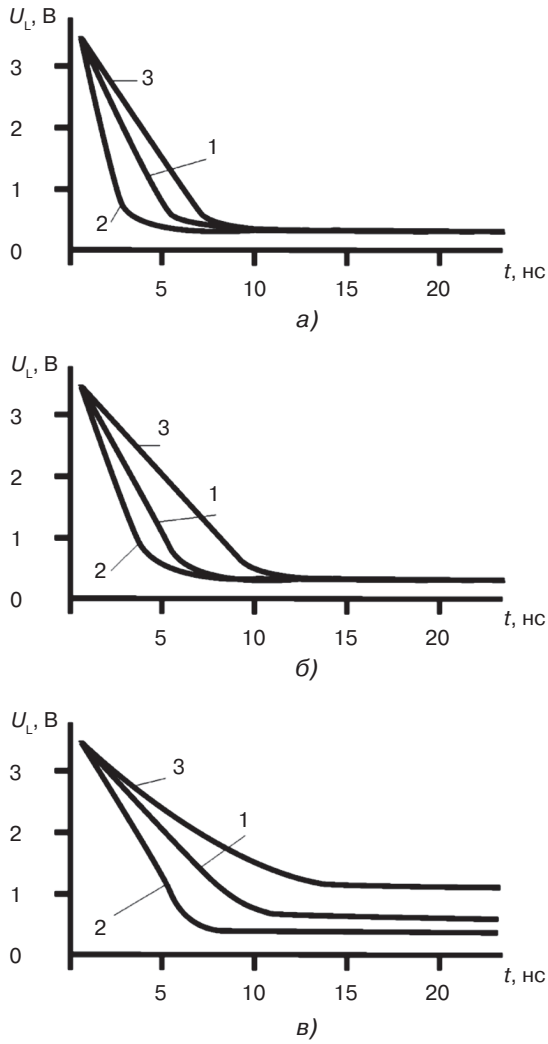


Рис. 17.5. Графики зависимостей ИС 1533 ЛАЗ: $U_L = F(t)$ при $t = 20$ °С, $U_{CC} = 5$ В (*а*); $U_L = F(t)$ при $t = -60$ °С, $U_{CC} = 5$ В (*б*); $U_L = F(t)$ при $t = 20$ °С, $U_{CC} = 3{,}5$ В (*в*). 1 – бездефектная схема; 2, 3 – схемы с наличием внутрисхемных утечек

При проведении испытаний прежде всего фиксировалась информация о числе проведенных испытании (n) и количестве отказов (n_1), произошедших в ходе испытаний.

Использовался следующий алгоритм испытаний.

Предположим, что проводится n опытов по испытанию одной микросхемы. По окончании всех n опытов фиксируется общее количество функциональных отказов n_1. Значения n и n_1 представляют собой результаты испытаний, на основе которых определяются характеристики надежности контролируемых ИС.

Легко показать, что точечная оценка вероятности безотказной работы P микросхемы в ходе испытаний связана с результатами испытаний соотношением:

$$P = 1 - \frac{n_1}{n}. \tag{17.6}$$

Такая оценка вероятности безотказной работы является несмещенной, состоятельной и эффективной. Верхняя и нижняя доверительные границы для величины P определяются как корни решения известного уравнения Клоппера – Пирсона.

Выражение для нижней границы доверительного интервала вероятности P для вектора исходов испытаний $\vec{n} = (0, 0, ..., 0)$ и заданном векторе $\vec{n} = (n^1, n^2, ..., n^N)$ испытаний ИС записывается в виде

$$P_\gamma = (1 - \gamma)^{\frac{1}{n}}, \tag{17.7}$$

где γ – заданная доверительная вероятность.

$$P_\gamma \le P_{мр}, \tag{17.8}$$

где $P_{мр}$ – требуемая вероятность безотказной работы изделия на конкретном этапе (в испытаниях). Из выражения (17.7) вытекает, что количество испытаний n определяется соотношением:

$$n = l_n(1 - \gamma)/l_n P_{мр}, \tag{17.9}$$

где

$$P_{мр} = 1 - q, \tag{17.10}$$

где q – засоренность партии, задаваемая в ТУ на ИС.

Из выражения (17.9) следует, что для подтверждения требуемой вероятности безотказной работы в испытаниях при доверительной вероятности γ необходимо провести не менее n испытаний. При этом ни разу не должен наступать функциональный отказ. Так, для ИС серии 1533 эти условия выглядят следующим образом: $q = 0{,}01$ и $\gamma = 0{,}95$, $P_{мр} = 0{,}99$. В этом случае величина n составила 299.

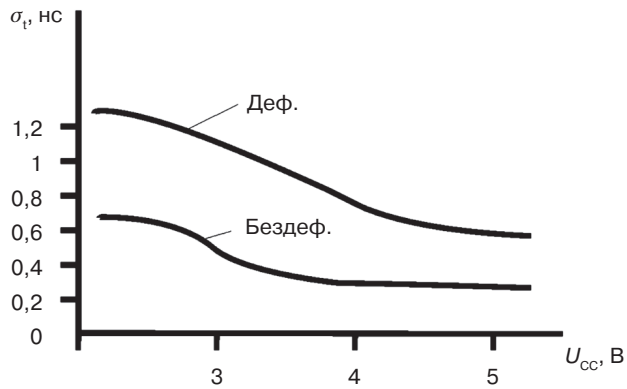


Рис. 17.6. График зависимости $\sigma_t = f(U_{CC})$ для дефектной и бездефектной ИС 1533

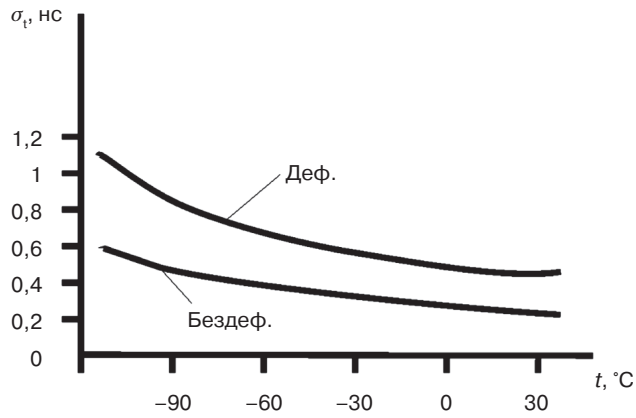


Рис. 17.7. График зависимости $\sigma_t = f(t)$ для дефектной и бездефектной ИС 1533

С целью определения численных значений границы ОФ по одному из выбранных параметров внешних условий задавались величины γ и q, определялось численное значение n. Затем осуществлялось требуемое снижение численных значений температуры, напряжения питания, уменьшения длительности входного воздействия от номинального до статистического значения с заданным шагом. На каждом шаге изменение исследуемого параметра внешнего воздействия (ВВ) определяло переход к испытаниям ИС на следующий шаг и т.д. до появления первого отказа ИС. В соответствии с заданными условиями параметр ВВ в нашем случае соответствует действительной эффективной границе ОФ микросхемы.

Конкретные численные значения границы ОФ при увеличении температуры и напряжения питания не определялись, так как в этих условиях снижается чувствительность выходных параметров ИС к наличию скрытых дефектов. Кроме того, информативность параметрического контроля также снижается. Экспериментально было показано, что увеличение длительности входного воздействия при контроле не всегда эффективно. Определение численных значений величин n, n_1, а также применение нового алгоритма работ и перестройка параметров ВВ осуществлялось за счет измерения существующей стандартной (серийной) программы работы измерительной системы.

Для изложенных выше соображений можно привести итоговые графики зависимостей (рис. 17.8):

$$\frac{n_1}{n} = f(U_{CC}), \qquad \frac{n_1}{n} = f_1(t), \qquad \frac{n_1}{n} = f_2(t_n), \tag{17.11}$$

где $n_1 = 1$; f_1, f_2 – границы ОФ соответственно для бездефектной и дефектной схем.

Параметры x, y, z отражают смещение указанных зависимостей для дефектной ИС относительно бездефектной по напряжению питания, температуре, длительности входного воздействия, соответственно. Значения P_1, P_2 наряду с f_1, f_2, x, y, z также являются информативными параметрами, индивидуальными характеристиками микросхемы, по величине которых можно выявлять микросхемы со скрытыми дефектами.

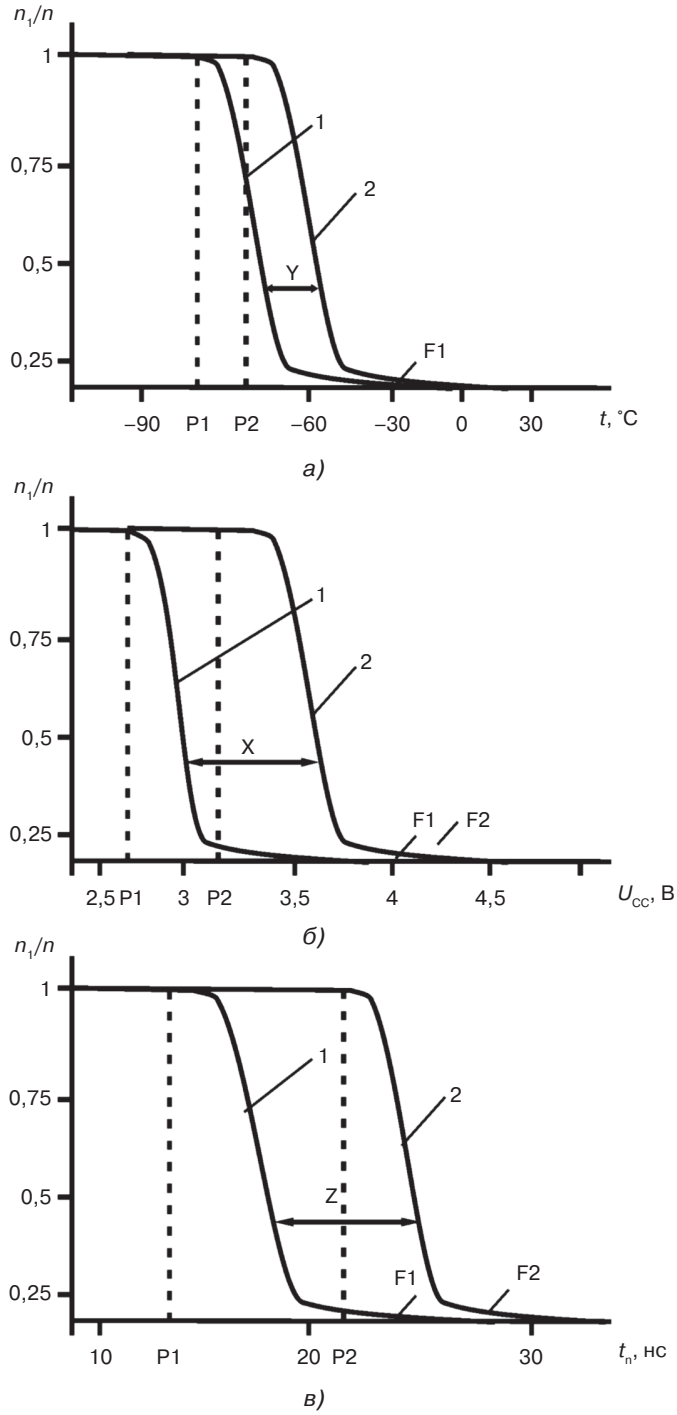


Рис. 17.8. Графики зависимостей ИС 1533: $n_1/n = f(t)$ при $U_{CC} = 5$ В, $t_n = 100$ нс (*а*); $n_1/n = f(U_{CC})$ при $t = 20$ °С, $U_{CC} = 5$ В, $t_n = 100$ нс (*б*); $n_1/n = f(t_n)$ при $U_{CC} = 5$ В, $t_n = t = 20$ °С (*в*). 1 – бездефектная ИС; 2 – дефектная ИС

Эффективность такого контроля возрастает соответственно на 60, 80, 40% при температурных испытаниях, снижении U_{CC}, уменьшении длительности входного воздействия. Представленные на рис. 17.8 экспериментальные графики поясняют особенности использования метода определения нижней границы ОФ по температуре, напряжению питания, длительности входного воздействия.

Можно утверждать, что определение нижней границы ОФ по вышеназванным параметрам внешних условий повышает чувствительность предложенного метода к наличию внутренних утечек. К числу факторов, повышающих значение нижней границы ОФ, можно отнести также снижение коэффициентов передачи токов транзисторов, впервые установленный эффект их аномального уменьшения в области малых токов, эффект незначительного повышения тока утечки переходов транзисторов и изолирующих переходов, дефекты резисторов, разрывы и трещины металлизации соединений. В отличие от рассматриваемых в этом разделе биполярных микросхем для КМОП ИС такими факторами являются также разбросы значений пороговых напряжений отдельных транзисторов.

Экспериментальные исследования также показали, что для большинства логических ТТЛ и КМОП ИС нижняя граница ОФ по температуре лежит в пределах −70...−90 °С, по напряжению питания 2,8...3,5 В, по длительности входного воздействия: ТТЛ ИС – 15...70 нс; КМОП ИС – 80...200 нс.

Разработка этого метода определения границ ОФ была бы не полной, если бы не было убежденности в том, что вышеописанные испытания действительно носят неразрушающий характер. С этой целью после проведения измерений для всех ИМС производился повторный контроль каждой микросхемы при одном из заданных значений каждого параметра ВВ. Это было необходимо для того, чтобы убедиться, что вновь полученный результат действительно принадлежит построенным ранее теоретическим и экспериментальным зависимостям. Поскольку результаты проведения подобных действий были положительными, то сделан вывод об эффективности предложенного метода. Возможность выявления ненадежных ИС основана на корреляционной зависимости между значениями нижней границы ОФ по U_{CC} и температурой зависимости, позволяющей путем практической проверки при пониженном значении U_{CC} в нормальных условиях отбраковывать логические ИС, которые неизбежно будут отказывать при пониженных температурах рабочей среды.

К достоинствам этого рекомендуемого метода необходимо также отнести возможность его реализации на стандартных автоматизированных средствах выходного контроля, имеющихся у каждого изготовителя ИС. Анализ отказавших ИС, забракованных в серийном производстве в соответствии с рассмотренным выше методом, действительно показал наличие у них технологических дефектов с физическим механизмом, описанным выше.

17.4. Оценка численных значений показателей безотказности по результатам экспериментальных исследований интегральных микросхем

Результаты вышерассмотренных испытаний интегральных микросхем по схеме Бернулли позволяют исследователям построить зависимость величины относи-

тельного количества отказов логических микросхем от напряжения питания, температуры, длительности входного воздействия для схем с разным уровнем дефектности, общий вид которых приведен на рис. 17.9.

Как следует из описания механизма отказов, увеличение количества циклов испытаний n обычно приводит к смещению границ ОФ вправо. Величина N при проведении n испытаний до первого функционального отказа при $U_{CC} = 5$ В, $t = 20$ °С несет в себе информацию о таком стандартном показателе безотказности, как наработка на отказ. Наработка на отказ (T_0) может быть определена из выражения [5]

$$T_0 = N\tau_H, \tag{17.12}$$

где N – среднее количество опытов до наступления функционального отказа при номинальном значении параметра; τ_H – длительность испытаний при контроле на рабочей частоте (период следования входного сигнала).

Обычно время наработки на отказ принято оценивать при температуре и напряжении питания, находящихся в пределах ТУ. Однако проводить многократные испытания с целью определения наработки при вышеназванных параметрах внешних условий нецелесообразно ввиду большого количества опытов, что следует из анализа зависимости, приведенной на рис. 17.9. Действительно, теоретически длительность подобных измерений составила бы несколько лет.

Как отмечено выше в разд. 17.3, для ИМС 1533 ИП4 были построены экспериментальные зависимости $n_1/n = f(U_{CC})$ и $n_1/n = f(t)$ в диапазоне изменения $U_{CC} = 3{,}0...5$ В и $t = -6...+20$ °С. При этом необходимо помнить, что величина n_1/n обратно пропорционально количеству испытаний N до наступления функционального отказа и измерена при фиксированном значении внешних условий.

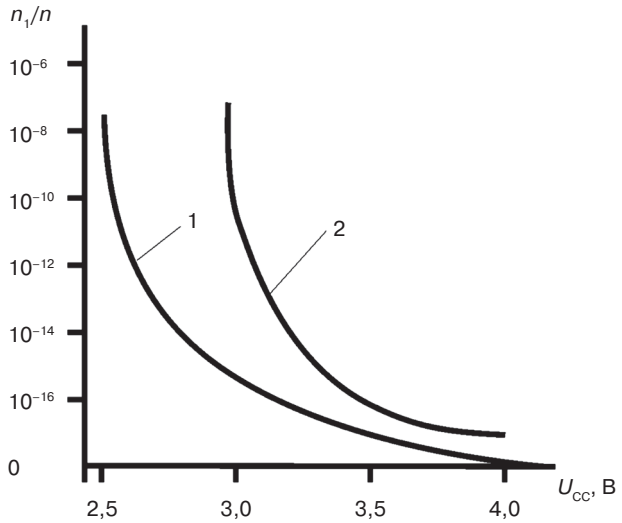


Рис. 17.9. График зависимости $n_1/n = f(U_{CC})$ при $t = 20$ °С, $t_n = 100$ нс для дефектных (2) и бездефектных (1) ИС 1533

При построении зависимости в целях повышения точности эксперимента испытания проводились на фактической выборке из 560 приборов. Это позволило обеспечить достаточно высокую погрешность измерений.

Экспериментально установлено, что общий вид кривых $n_1/n = f(U_{CC})$ и $n_1/n = f_1(t)$ для дефектной и бездефектной схем идентичны (рис. 17.9). Различие состоит в том, что одна кривая получается из другой путем смещения соответственно вдоль оси U_{CC} или $t = 20$ °С на определенный интервал x или y. Величины этих интервалов зависят от уровня дефектности ИС, а указанные зависимости имеют вид:

$$\frac{n_1}{n} = f(U_{CC} - X), \tag{17.13}$$

$$\frac{n_1}{n} = f(t - Y), \tag{17.14}$$

Следует отметить, что величины X и Y тем больше, чем большее количество скрытых дефектов имеет микросхема. Это подтверждается результатами длительных испытаний.

В общем случае определение среднего времени наработки на отказ сводится к измерению величины N, которая определяется выражением [5]

$$\frac{1}{N} = \frac{n_1}{n}. \tag{17.15}$$

При этом заметим, что измерение отношения n_1/n должно проводиться при температуре или напряжении питания, лежащих в пределах технических условий на микросхему.

Во исполнение последних условии измерения в эксперименте осуществлялись при $U_{CC} = 5$ В и $t = 20$ °С. Определение показателей безотказности по графику, приведенному на рис. 17.9, производилось при напряжении питания $U_{CC} = 5$ В.

Для решения такой задачи в каждом случае необходимо описать ход зависимости $n_1/n = f(U_{CC})$. В самом общем виде это можно сделать с помощью интерполяционного многочлена Лагранжа, который для данного случая имеет вид [5]:

$$\frac{1}{N} = \sum_{k=0}^{m} \left(\frac{n_1}{n} \right)_k \frac{(U_{CC} - U_{CC0})(U_{CC} - U_{CC1})...(U_{CC} - U_{CCK-1})(U_{CC} - U_{CCK+1})...(U_{CC} - U_{CCM})}{(U_{CCK} - U_{CC0})(U_{CCK} - U_{CC1})...(U_{CCK} - U_{CCK-1})(U_{CCK} - U_{CCK+1})...(U_{CCK} - U_{CCM})}. \tag{17.16}$$

U_{CC0}, U_{CC1}, ..., U_{CCK}, ..., U_{CCK} – значения аргумента (напряжения питания в узлах интерполяции); $(n_1/n)_k$ – значение функции в k-м узле интерполяции.

Аналогично зависимость $n_1/n = f(t)$ тоже можно описать с помощью интерполяционного многочлена Лангранжа. Такие зависимости назовем эталонными.

В процессе исследований было показано, что определение показателей безотказности при сплошном контроле требует нахождения нескольких точек (как минимум, двух-трех) графика. Это необходимо для установления истинных значений x и y.

Заметим, что измерения должны осуществляться в диапазоне по U_{CC} = 3,5...4 В, по температуре t = –75...–80 °С. Использование таких режимов контроля способствует уменьшению числа испытаний ($n = 10^6 ... 10^9$) и отвечает требованиям экспресс-оценки показателей безопасности. Численные значения измеренных значений x и y подставляются в вышеприведенные зависимости $1/N = f(U_{CC})$ и $1/N = f(t)$, которые определяются выражением (17.15) и находятся при значении N для U_{CC} = 5 В при t = 20 °С. Подстановка величины N в формулу (17.16) позволяет определить среднюю наработку на отказ.

Вышеизложенный подход позволяет определить показатель безотказности с относительно высокой точностью, которая определяется погрешностью интерполяции. Оценка погрешности интерполяции показала, что она составляет не более 20%, а это приемлемо для целей прогноза.

Рассмотренный метод определения границ ОФ обладает существенными преимуществами по сравнению со всеми известными методами контроля, применяющих измерения численных значений температуры и напряжения питания. Во-первых, в основу метода положены многократные испытания микросхем при изменении температуры, напряжения питания, длительности входного воздействия. Этим достигается высокая достоверность контроля. Во-вторых, количество функциональных отказов определяется «засоренностью» партии, которая задается в ТУ. В-третьих, определение границ ОФ по параметрам внешних воздействий осуществляется с использованием высокочувствительных как статических, так динамических информационных характеристик ИС. В-четвертых, метод позволяет производить экспресс-оценку наработки на отказ без проведения предварительной статобработки, проведения дополнительных испытаний ИС.

Реализация этого метода определения ОФ требует определения новых информативных параметров ИС, обладающих высокой чувствительностью к изменению внешних условий. Кроме того, для разработки конкретных методик и программ контроля необходимо выявить связь этих новых информативных параметров с наличием скрытых дефектов.

17.5. Исследование механизмов влияния скрытых дефектов на численные значения основных статических параметров биполярных ИМС

Среди классических методов неразрушающего контроля электронных приборов, основанных на анализе электрических характеристик, контроль вольт-амперной характеристики (ВАХ) является традиционным и основным методом диагностики отказавших приборов.

Как правило, измерение обратной ветви ВАХ используется для определения численного значения величины предельного обратного тока p-n-перехода и выявления различных дефектов структуры p-n-перехода.

Однако обычно проводимый анализ параметров прямой и обратной ветви ВАХ дает положительный результат только при контроле отдельного выбранного на кристалле p-n-перехода или конкретной отказавшей микросхемы, но не решает про-

блемы выявления и отбраковки потенциально ненадежных ИС со скрытыми дефектами. В результате анализа степени чувствительности выходных электрических параметров БИС к наличию скрытых дефектов различной природы следует, что параметр U_L обладает наибольшей информативностью по сравнению с другими параметрами, так как чувствительность контролируемого параметра повышается к наличию скрытых дефектов при снижении напряжения питания. В результате обработки полученных данных следует вывод, что целесообразно при отбраковке дефектных ИС проводить контроль статического параметра U_L при пониженном U_{CC}.

Теоретический анализ показывает: к отказу ИС в нормальных условиях функционирования может приводить тот же дефект, что и наблюдаемый при изменении температурных режимов. Анализ температурных запасов микросхем позволяет сказать, что необходимо исследовать влияние такого дефекта, который наиболее опасен и в наибольшей степени влияет на выходные параметры. Ниже приведен пример схемотехнического анализа уже рассмотренного выше стандартного ТТЛШ инвертора (рис. 17.1) с утечкой между узлами 1 и 4. Это сделано из тех соображений, что к данному виду дефекта наиболее чувствителен параметр U_L, который, как было указано выше, наиболее информативен по сравнению с параметром U_H. Установлено, что данная утечка приводит к резкому увеличению параметра U_L при $t = -60$ °C. Величина U_L связана с внутренними параметрами схемы следующим соотношением:

$$U_L = I_{БТ} \cdot R_{TNT} (\beta + 1) + U_{КЭ07}, \tag{17.17}$$

где $I_{БТ}$ – ток базы насыщенного 7-го транзистора; β – коэффициент передачи тока базы.

$$I_{БТ} = \left(I_{Э2} - \frac{2U_{БЭ}}{R3} \right)(\beta + 1) - U_{БЭ7} \left(\frac{1}{R5} + \frac{1}{R7} \right), \tag{17.18}$$

так как $I_{Э2} = I_{Б2} (\beta + 1)$, то:

$$I_{БТ} = \left(I_{Б2}(\beta + 1) - \frac{2U_{БЭ}}{R}(\beta + 1) - U_{БЭ7} \left(\frac{1}{R5} + \frac{1}{R7} \right) \right). \tag{17.19}$$

В случае образования канала токовой утечки между узлами 2 и 4 (рис. 17.1) получим систему следующих уравнений:

$$I_Б^1 = \frac{(U_{CC} - 3U_{БЭ})}{R_1} - \frac{3U_{БЭ}}{R_{2-4}} = I_{Б2} - \frac{3U_{БЭ}}{R_{2-4}}, \tag{17.20}$$

$$I_{Б7} = \left[\left(I_{Б2} - \frac{3U_{БЭ}}{R_{2-4}} \right)(\beta + 1) - \frac{2U_{БЭ}}{R3} \right](\beta + 1) - U_{БЭ7} \left(\frac{1}{R5} + \frac{1}{R7} \right) =$$
$$= I_{Б7} - \frac{3U_{БЭ}(\beta + 1)^2}{R_{2-4}}, \tag{17.21}$$

где R_{TH} – сопротивление в режиме насыщения; $U_{КЭ07}$ – напряжение коллектор–эмиттер насыщенного транзистора VT7 при токе нагрузки, равном нулю.

Из выражения (17.21) видно, что утечка между узлами 2 и 4 уменьшает базовый ток транзистора VT3, который приводит к снижению базового тока VT7, и, как следствие, увеличивается значение сопротивления насыщения последнего транзистора, что может при определенных условиях эксплуатации (на борту КА) привести к ложному срабатыванию РЭА.

Из рассмотренного примера, а также исходя из анализа работы ТТЛШ-вентиля можно сделать вывод, что поскольку вентиль является ключевой схемой, а выходные транзисторы VT6 и VT7 работают попеременно в режиме отсечки или в режиме насыщения, то влияние большинства случайных дефектов кристалла можно свести к изменениям базовых токов выходных транзисторов.

17.6. Анализ модели математической обработки результатов форсированных испытаний КМОП-микросхем

Как известно [6], для оценки надежности ИС на практике часто используются результаты ускоренных (форсированных) испытаний. К сожалению, в настоящее время не существует общей теории форсированных испытаний, а обработка результатов испытаний сложна как в математическом, так и в содержательном аспекте. В этой связи крайне актуальна разработка эффективного и достаточно простого для применения метода математической обработки результатов форсированных испытаний. Рассмотрим простую математическую модель и конкретный алгоритм обработки результатов испытаний для следующих условий:

- рассматриваются только такие дефекты, при развитии которых не происходит смены механизмов отказа;
- в течение времени форсированных испытаний скорость развития скрытого дефекта остается постоянной.

Рассмотрим общий подход к построению модели для обработки результатов форсированных испытаний. Пусть y_0 – размер дефекта (дефектной области) в компоненте в начальный момент времени $t_0 = 0$, например глубина поры в диэлектрике (рис. 17.10), а y_f – критический размер компонента (например, толщина диэлектрика). Тогда для момента времени до отказа t можно записать $y(t) = y_k$. Кроме того, пусть $y(\tau)$ – размер дефекта в момент времени τ.

Допустим также, что скорость развития дефекта с начальным размером y_0 постоянна во времени (в течение времени форсированных испытаний) и подчинена следующему закону [6]:

$$\frac{dy}{d\tau} = cF(x_1, x_2, ..., x_k), \tag{17.22}$$

где c – коэффициент пропорциональности; $f(x_1, x_2, ..., x_k)$ – функция от значений конструктивно-технологических и эксплуатационных факторов $x_1, x_2, ..., x_k$, например вид $F(x_1, x_2, ..., x_k)$ может определяться законом Айринга.

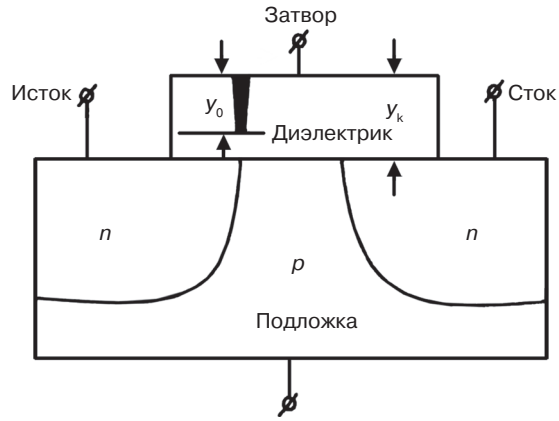


Рис. 17.10. Структура базового КМОП-элемента

Интегрируя (17.22) при начальном условии $y(0) = y_0$, получим выражение для времени до отказа:

$$t = \frac{y_к - y_0}{cF(x_1, x_2, ..., x_k)}. \tag{17.23}$$

Обозначим $P(\upsilon)$ – вероятность появления дефекта в компоненте размером υ. В предположении показательного закона с параметром распределения a будем иметь:

$$P(\upsilon) = 1 - \exp(-a\upsilon). \tag{17.24}$$

Если $a\upsilon << 1$, то $P(\upsilon) \approx \upsilon$. Обозначим $\varphi_0(y_0)$ функцию плотности распределения дефектов по размеру в начальный момент времени.

Тогда плотность вероятности появления дефекта размером y_0 в компоненте размером υ определится функцией

$$\varphi(y_0, \upsilon) = P(\upsilon)\varphi_0(y_0, \upsilon). \tag{17.25}$$

Плотность распределения времени до отказа определяется согласно [3]

$$f(t) = \varphi(y_0, \upsilon)\left|\frac{dy_0}{dt}\right|. \tag{17.26}$$

Пусть по результатам испытаний тестовых структур для определенного компонента ИС получена плотность распределения времени до отказа $f_э(t_э)$. В соответствии с уравнениями (17.22)–(17.26)

$$f_э(t_э) = a\upsilon\varphi_0(y_{кэ} - cF(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})t_э)cF(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ}), \tag{17.27}$$

где индекс э относится к тестовой структуре.

Тогда для рассматриваемого компонента получим:

$$f(t) = a\upsilon\varphi_0(y_к - cF(x_1, x_2, ..., x_к)t)cF(x_1, x_2, ..., x_к). \quad (17.28)$$

Обоснованно предположить, что распределение $\varphi_0(y_0)$ одинаково у тестовой структуры и у рассматриваемого компонента ИС. Приравнивая значения аргументов φ_0 из формул (17.27) и (17.28), получим

$$t = \frac{y_к - y_{кэ} + cF(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})}{cF(x_1, x_2, ..., x_к)}. \quad (17.29)$$

Из формул (17.27)–(17.29) плотность распределения времени до отказа компонента можно определить из следующего выражения:

$$f\left[\frac{y_к - y_{кэ}}{cF(x_1, x_2, ..., x_к)} + \frac{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})}{F(x_1, x_2, ..., x_к)}t_э\right] = f_э(t_э)\frac{\upsilon}{\upsilon_э}\frac{F(x_1, x_2, ..., x_к)}{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})}. \quad (17.30)$$

Для параметра c можем использовать простое выражение:

$$c = \frac{y_к - y_{кэ}}{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})t_э}. \quad (17.31)$$

Здесь значение $y_{0э} = 0$ соответствует максимально возможному запасу прочности тестовой структуры, поэтому можем упростить выражение (17.31):

$$c = \frac{y_{кэ}}{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})t_{\max}}. \quad (17.32)$$

При $t_{\max} \approx t_{исп}/t_{исп}$ из формул (17.29), (17.31) продолжительность испытаний тестовых структур получим в следующем виде:

$$t = \frac{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})}{F(x_1, x_2, ..., x_к)}\left[t_э - t_{исп}\left(1 - \frac{y_к}{y_{кэ}}\right)\right]. \quad (17.33)$$

С учетом формулы (17.29) уравнение (5.30) записывается в виде

$$f(t) = f_э(t_э)\frac{\upsilon}{\upsilon_э}\frac{F(x_1, x_2, ..., x_к)}{F(x_{1э}, x_{2э}, ..., x_{кэ})}. \quad (17.34)$$

Полученные формулы (17.33) и (17.34) являются основными в этом часто используемом на практике методе математической обработки результатов форсированных испытаний и могут быть рекомендованы для расчета показателей надежности базового КМОП-компонента современных ИМС КН. Процедура расчета в этом случае должна проводиться по следующему алгоритму.

1. По результатам испытаний для момента времени $t_{эj}$ значение $f_э(t_{эj})$ определяется по формуле (17.27) и [2]

$$f_э(t_{эj}) = \frac{\Delta n_{эj}}{M_э \Delta t_{эj}}, \tag{17.35}$$

где $\Delta n_{эj}$ – число отказов за время между двумя замерами $t_{эj}$ и $t_{эj+1}$; $\Delta t_{эj} = t_{эj+1} - t_{эj}$; $M_э$ – количество испытываемых тестовых структур.

2. По известным значениям $t_{эj}$ и $f_э(t_{эj})$ с учетом формул (17.32) и (17.33) определяются значения t_j и $f(t_j)$.
3. Интенсивность отказа компонента $\lambda(t_j)$ определяется по формуле

$$\lambda(t_j) = \frac{f(t_j)}{1 - Q(t_j)}, \tag{17.36}$$

где

$$Q(t_j) = \sum_{k=1}^{j-1} \frac{f(t_{k+1}) + f(t_k)}{2}(t_{k+1} - t_k). \tag{17.37}$$

Для эффективного практического использования предложенной модели необходимо по результатам испытаний тестовых структур оценить неизвестные параметры, входящие в функцию $F(x_1, x_2, ..., x_k)$. Способы такой оценки известны и приведены в работах [4, 5]. Значения критических параметров $y_к$, $y_{кэ}$ определяются экспериментально или из известных математических моделей, описывающих стационарные процессы в компонентах ИС.

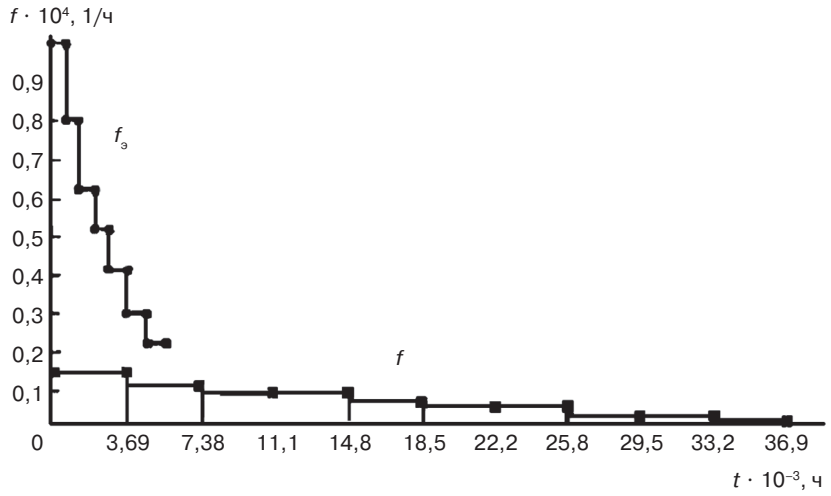


Рис. 17.11. Зависимость функции плотности распределения отказов тестового и рассчитываемого КМОП-элемента в зависимости от времени

Работоспособность вышерассмотренного метода подтверждена экспериментальными данными. На рис. 17.11 приведены функции плотностей распределения времени до отказа тестового ($f_э$) и рассчитываемого (f) компонентов в зависимости от времени. Этот метод обработки результатов форсированных испытаний также может быть использован для расчета надежности интегральных схем, реализованных в других технологических базисах (БиКМОП, биполярных, БиКДМОП и др.).

17.7. Основные методы выявления и отбраковки потенциально ненадежных схем в условиях серийного производства

Как известно, широкий спектр используемых в производстве различных отбраковочных испытаний не всегда может выявить все потенциально ненадежные микросхемы. Однако проведение различных видов испытаний и электротермотренировки (ЭТТ) требует значительных финансовых затрат на изготовление испытательных стендов и устройств, значительных производственных площадей, к тому же процесс ЭТТ является достаточно энергоемким.

Поэтому ученые и производители постоянно проводят исследования по изысканию альтернативных методов отбраковки потенциально ненадежных изделий. Как было отмечено выше, это методы измерения малых токов, шумов, критического напряжения питания, динамического тока потребления, границ области работоспособности и др.

Естественно, внедрять эти методы в серийное производство можно только в том случае, когда подтвержденная экспериментально достоверность нового метода будет не хуже достоверности известных стандартных методов отбраковки.

В настоящее время разработан ряд новых методов определения потенциально ненадежных приборов на основе анализа шумовых характеристик низкочастотного спектра. Из анализа спектрограмм избыточного шума известно, что спектр флуктуаций избыточного шума транзисторов и микросхем занимает промежуточное положение между линейчатым и сплошным спектрами. Измеряя параметры спектра шума на звуковых частотах, можно вести расчет амплитуд на любых других низких частотах и попытаться прогнозировать величину дрейфа параметров ИМС по величине и амплитуде шума. Кроме этого, на практике используется целый ряд других эффективных методов выявления и отбраковки потенциально ненадежных микросхем, которые мы рассмотрим далее.

17.7.1. Способ определения потенциально нестабильных изделий с использованием электростатического разряда

Известен способ определения потенциально ненадежных полупроводниковых приборов [8], состоящий в том, что после измерения интенсивности шумов через испытуемый прибор (транзистор) протекает импульс, в 1,5–5,0 раз превышающий по амплитуде предельно допустимое значение, затем измеряют интенсивность шумов и по отклонению результатов двух измерений судят о потенциальной надежности прибора.

Недостатком этого метода является подача импульса, в 1,5–5,0 раз превышающего по амплитуде предельно допустимое значение по техническим условиям на прибор, что может вызвать необратимые процессы в структуре приборов, которые приведут к недостаточной достоверности результатов и преждевременным отказам приборов в эксплуатации.

Предложенный новый метод направлен на повышение достоверности измерений. Сущность метода заключается в том, что на партии полупроводниковых приборов, в которой необходимо определить, а затем отделить потенциально нестабильные приборы, проводят измерение интенсивности шума при нормальной и повышенной температурах, затем воздействуют импульсами электростатического разряда (ЭСР) допустимой по техническим условиям (ТУ) величины. Затем проводится температурный отжиг при максимально допустимой по ТУ температуре в течение 1–5 ч и вновь измеряют интенсивность шума при нормальной и повышенной температурах. По данным об интенсивности шума для каждого полупроводникового прибора определяют численные значения коэффициента A:

$$A = \frac{U^2_{п.т} - U^2_{н.т}}{T - T_н}, \tag{17.38}$$

где $U^2_{п.т}$ и $U^2_{н.т}$ – интенсивность шума при повышенной и нормальной температуре соответственно; T, $T_н$ – повышенная и нормальная температуры соответственно.

Полупроводниковый прибор считается потенциально стабильным, если соблюдается критерий

$$A_{отж} \le A_{нач}, \tag{17.39}$$

где $A_{отж}$, $A_{нач}$ – численные значения коэффициента A соответственно после отжига и до воздействия ЭСР.

Таблица 17.1. Результаты измерений после реализации плана эксперимента

№ прибора	Начальное $U^2_н$, мВ² при T, °С		После отжига U_0^2, мВ² при T, °С		A, мВ²/°С		Оценка стабильности прибора
	20	100	20	100	Начальное	После отжига	
1	33	36	37	38	0,0375	0,0125	с
2	32	35	34	37	0,0375	0,0375	с
3	35	37	39	41	0,025	0,025	с
4	43	44	47	47	0,0125	0	с
5	34	37	37	41	0,0375	0,05	н
6	23	27	24	30	0,05	0,075	н
7	26	30	27	31	0,05	0,05	с
8	21	25	24	26	0,05	0,025	с
9	29	35	32	36	0,075	0,05	с
10	27	33	31	35	0,075	0,05	с

Примечание: с – стабильный прибор, н – нестабильный прибор.

Приведем результаты эксперимента, подтверждающего эффективность метода. На произвольно выбранных 10 транзисторах КТ3102 были измерены шумы (при токе коллектора $I_{ЭК} = 5$ мА) при нормальной (25 °С) и повышенной (100 °С) температуре, затем на каждый транзистор на переход эмиттер–база подали по три импульса ЭСР напряжением ±200 В (допустимый по ТУ потенциал), после чего провели температурный отжиг транзисторов ($T = 100$ °С, $t = 4$ ч) и вновь измерили шумы при нормальной и повышенной температурах. Затем было определено численное значение коэффициента A до и после отжига. Результаты эксперимента приведены в табл. 17.1.

После вышеописанных процедур измерений вся выборка приборов была поставлена на испытания на надежность. После $t = 250$ ч отказал прибор № 6, после $t = 500$ ч отказал прибор № 5, что подтверждает эффективность предложенного метода.

17.7.2. Модернизированный метод реализации процедуры термотренировки микроэлектронных изделий

Для обеспечения надежности ИС в процессе серийного производства широко используются различные модификации классического метода электротермотренировки ИС, который является одной из разновидностей испытаний микроэлектронных изделий на так называемый принудительный отказ [6]. Как известно, метод ЭТТ является достаточно дорогостоящим – для его реализации требуется разработка и изготовление специальных стендов, конструкция которых зависит от типа ИС, сама процедура загрузки микросхем в соответствующие электронные «нагрузочные» платы является трудоемким процессом (только процедура проверки качества контактирования занимает довольно много времени).

В работе [9] был предложен альтернативный ЭТТ метод, при реализации которого вместо длительной процедуры проведения операций ЭТТ используют принципы тестового контроля, детально рассмотренные в гл. 1 данной работы.

В основу этого метода положен следующий алгоритм работы.

1. На тестовой структуре, изготовленной непосредственно на той же пластине, где изготовлены кристаллы исследуемых микросхем, измеряют в автоматическом режиме численные значения пробивных напряжений основных переходов.
2. Тестовые структуры выдерживаются в течение фиксированного времени при температуре $T_и \geq 50$ °С в режиме полной электрической нагрузки тестовых структур.
3. В автоматическом режиме выполняется измерение численных значений пробивных напряжений тех же тестовых структур по п. 1.
4. Определяется разность (дрейф) численных значений пробивных напряжений и определяются конкретные типы микросхем, подлежащие исключению из партии ИМС, поставляемой заказчику.

Очевидные недостатки этого метода:

- значительная трудоемкость проведения электрических испытаний каждой тестовой структуры на пластине;

- невозможность количественной оценки влияния на конечную надежность дефектов, вносимых при последующей резке пластины с тестовыми элементами и их сборке в корпусе;
- сложность расчета процента выхода годных кристаллов на пластине по результатам проверки многозондовой установкой контактирования значений электропараметров каждой тестовой схемы на кристалле.

Нами был предложен и апробирован в производстве новый метод, при реализации этого нового подхода к проблеме тестирования, заменяющего дорогостоящий метод ЭТТ и основанного на использовании только температурных воздействий без задания электрических режимов, исключается необходимость использования стендов ЭТТ с их электронными платами.

Операция термотренировки требует использования только стандартных камер тепла, причем загрузка в них микросхем осуществляется с использованием стандартной межоперационной технологической тары.

Алгоритм реализации данного метода можно описать следующим образом.

1. Проводится стандартная операция электротермотренировки в соответствии с базовым технологическим маршрутом изготовления данного типономинала ИМС.
2. Все прошедшие ЭТТ микросхемы проходят операцию контроля численных значений электропараметров при нормальных температурных условиях (25 °С).
3. По результатам реализации процедуры измерений электропараметров определяются численным значением два важнейших параметра – $П_Б$ (процент забракованных микросхем) и $П_{ПО}$ (процент параметрических отказов всех измеренных ИМС).
4. Анализ численных значений параметров $П_Б$ и $П_{ПО}$. Если $П_Б < 0{,}4\%$ и $П_{ПО} \geq 90\%$, то следующим шагом является проведение вместо ЭТТ «простой» термотренировки.
5. Проведение термотренировки с длительностью, равной длительности проведения ЭТТ, и температурой, увеличенной по сравнению с температурой ЭТТ на величину

$$\sum \Delta T = P \cdot R_T, \tag{17.40}$$

где P – рассеиваемая ИМС при проведении ЭТТ мощность; R_T – тепловое сопротивление «кристалл–среда».

Следовательно, температурный режим тренировки:

$$T_{TT} = T_{ЭТТ} + P \cdot R_T, \tag{17.41}$$

где $T_{ЭТТ}$ – температура проведения ЭТТ.

При проведении экспериментальных исследований изделий серии КР1005 на основе этого метода были проведены испытания $N = 30$ технологических партий изделия КР1005ВИ1 (всего испытано 8157 шт.).

После ЭТТ, которая проводилась в течение 72 ч при $T = 55$ °С, процент отказов $П_Б$ достиг 0,3%, а $П_{ПО} = 98\%$. Для оценки эффективности предложенного метода на второй части технологических партий в объеме $N = 32$ (8640 шт. изделий КР1005ВИ1) проводилась только термотренировка по указанным выше режимам

($t = 72$ ч при $T = 70$ °С). В результате измерений были получены следующие значения: $П_Б = 0{,}31\%$, $П_{ПО} = 97{,}5\%$, что подтвердило эффективность нового метода.

17.7.3. Способ выявления интегральных микросхем с повышенной надежностью на основе параметра критического напряжения питания

Задача выявления и отбора микросхем повышенной надежности является исключительно актуальной при комплектации электронных систем управления таких объектов, как космические летательные аппараты, системы безотказности и аварийного отклонения атомных станций и автономных ядерных установок подводных лодок и т.д.

В этих системах отказ одного элемента может привести к непредсказуемым тяжелым последствиям. Поэтому, наряду с известными методами повышения надежности и живучести таких объектов (резервирование, дублирование, мажоритарное включение, специальные алгоритмы работы программного обеспечения и т.п.), ученые и специалисты постоянно ведут исследования в области поиска новых способов и методов выявления как в процессе производства, так и на входном контроле на предприятиях – изготовителях радиоэлектронной аппаратуры микросхем с повышенным уровнем надежности.

Известные методы анализа и разработки ИМС, основанные на исследовании различных внешних воздействий (высокой температуры, электрических нагрузок и т.п.), использующие нагрев и охлаждение с последующими токовыми нагрузками, не обеспечивают решение этой задачи в полной мере. Единственным надежным методом решения этой проблемы является использование дорогостоящего процесса электротермотренировки [9].

Следует отметить, что наиболее интересным и эффективным в этом направлении исследований является метод критического напряжения питания (КНП).

Различные модификации метода КНП реализуются на серийном оборудовании, что является несомненным их достоинством. Суть метода заключается в том, что анализируя вид полученных распределений численных значений критического напряжения с учетом экспериментально полученных показателей (критериев), выбирают величину питания $E_{кр}$, при которой проводят разбраковку ИМС на более или менее надежные, считая, что чем меньше значение $E_{кр}$ у ИМС, тем она надежнее. Очевидным недостатком такого метода является низкая достоверность выделения партии ИМС с «повышенной» надежностью.

Сущность нижерассмотренного метода заключается во введении в технологический процесс испытаний по методу КНП ряда дополнительных операций, связанных с воздействием серии импульсов электростатических разрядов различной полярности и последующего выполнения операции температурного отжига ($t = 4$–8 ч), при максимально допустимой температуре перехода (кристалла). При этом метод предполагает измерения величины критического напряжения питания до и после операций воздействия ЭСР и отжига.

Величина потенциала ЭСР выбирается в соответствии с предельнодопустимым значением, установленным в ТУ на ИМС.

Оценивая относительные изменения величины КНП после воздействия ЭСР и операций отжига, можно определить в каждой партии конкретные ИМС с повышенной надежностью.

Для этого необходимо использовать следующее соотношение:

$$K = \frac{E_{кр.\ отж} - E_{кр.\ н}}{E_{кр.\ ЭСР} - E_{кр.\ отж}}, \qquad (17.42)$$

где $E_{кр.\ н}$, $E_{кр.\ ЭСР}$, $E_{кр.\ отж}$ – значения критического напряжения питания до, после воздействия ЭСР и после отжига соответственно.

В процессе исследований было установлено, что в зависимости от полученных значений величины K (устанавливается для каждого типа ИМС экспериментально) можно не только выделить группу ИМС повышенной надежности, но и разделить оставшуюся часть партии на две и более группы по надежности.

Так, при производственной апробации этого метода (патент РФ № 2269790) на каждую ИМС типа 106ЛБ1 с $E_{п.\ ном} = 5–0{,}5$ В из выборки $n = 8$ шт. воздействие импульсами ЭСР различной полярности с амплитудой 500 В, температура последующего отжига составляла 150 °С в течение 5 ч.

Полученные экспериментальные результаты представлены в табл. 17.2.

Таблица 17.2. Результаты испытаний по патенту № 2269790 РФ

№ прибора	Значение $E_{кр}$, В			K
	До	После ЭСР	После отжига	
1	3,9	4,01	3,94	0,57
2	3,85	3,95	3,89	0,67
3	3,87	3,93	3,88	0,2
4	3,88	3,92	3,89	0,33
5	3,92	4,02	3,95	0,43
6	3,88	3,94	3,88	0
7	3,94	3,95	3,94	0
8	3,89	3,90	3,87	–0,67

Так, при использовании избранного критерия $K \le 0$ повышенной надежностью будут обладать ИМС № 6, 7, 8. Оставшиеся микросхемы из выборки можно разделить на две группы по уровню надежности, установив критерий $K \le 0{,}4$. Тогда можно утверждать, что ИМС № 3, 4 будет более надежным по сравнению с микросхемами № 1, 2, 5.

17.7.4. Метод отбраковки потенциально ненадежных микросхем по динамическому току потребления

Известно [7, 9], что по результатам анализа форм (параметров) динамического тока потребления могут отбраковываться дефектные и потенциально ненадежные, как правило цифровые, ИС малой, средней и большой степени интеграции, изготовленные по различным технологиям. Наличие аномалий в форме динамического тока потребления или его величины при обращении к заданному логи-

ческому элементу (или группе элементов) указывает на наличие скрытых дефектов ИС, что снижает потенциальную надежность данной схемы.

В работе [6] предложен метод отбраковки ненадежных КМОП ИС, по которому ИС устанавливают в термокамеру и измеряют токи потребления при повышенных температурах, отсюда большая погрешность в измерениях.

Рассмотрим апробированный в условиях серийного производства новый вариант этого метода, когда на представительной выборке конкретного типа ИС набирается статистика значений измеряемого динамического тока потребления в цепи питания и земли при выключении и включении инверторов схемы до и после воздействия электростатическим разрядом, напряжением, равным предельно допустимому потенциалу, указанному в технических условиях (ТУ). На основе полученных данных определяют диапазон допустимых значений коэффициента

$$K = I_{Двыкл}/I_{Двкл}, \tag{17.43}$$

где $I_{Двыкл}$ – динамический ток потребления при выключении; $I_{Двкл}$ – динамический ток при включении схемы; находят коэффициент $A = K_{MAX}/K_{MIN}$ (K_{MAX} – максимальное значение K для одной ИС, K_{MIN} – минимальное значение K для той же ИС) для каждой схемы до и после воздействия ЭСР. Тогда критерии для отбраковки потенциально ненадежных ИС можно сформулировать в следующем виде:

первый критерий: $A_{нач} > 1{,}3$;
второй критерий: $A_{ЭСР} > 1{,}3$,

т.е. K_{MAX} не должно превышать K_{MIN} более чем на 30% как до воздействия ($A_{нач}$), так и после воздействия ЭСР ($A_{ЭСР}$) для каждой схемы. ИС считается потенциально ненадежной, если она не удовлетворяет любому из этих двух критериев.

Рассмотрим практический пример осуществления этого метода. На произвольно выбранных пяти ИС типа КР1533ЛН1 (шесть логических элементов НЕ) исследователи измерили амплитуду динамических токов потребления с помощью стробоскопического осциллографа С7-8 для каждого из шести инверторов каждой схемы в момент его включения и в момент выключения до и после воздействия ЭСР.

Таблица 17.3. Результаты экспериментальных измерений тока потребления до воздействия ЭСР

№ схемы	Момент измерения	Динамические токи потребления $I_д$, мА, по инверторам					
		1	2	3	4	5	6
1	Включение	9	8	8	8	9	8
	Выключение	53	51	53	50	52	51
2	Включение	8	8	10	8	10	9
	Выключение	52	52	53	51	52	52
3	Включение	8	8	9	8	7	8
	Выключение	53	53	52	53	53	53
4	Включение	10	10	9	9	8	9
	Выключение	53	50	52	51	52	52
5	Включение	9	9	9	9	10	9
	Выключение	52	50	53	53	52	53

Таблица 17.4. Расчетные значения коэффициентов K и $A_{нач}$

№ схемы	Значение $K = I_{Двыкл}/I_{Двкл}$ по инверторам до ЭСР						$A_{нач}$
	1	2	3	4	5	6	
1	5,889	6,375	6,625	6,25	5,778	6,375	1,14
2	6,5	6,5	5,3	6,375	5,2	5,778	1,25
3	6,625	6,625	5,775	6,625	7,571	6,625	1,31
4	5,3	5	5,778	5,667	6,5	5,778	1,3
5	5,778	5,556	5,889	6,889	5,2	5,889	1,13

Результаты измерения до воздействия ЭСР для каждого инвертора каждой ИС представлены в табл. 17.3, а рассчитанные значения K и $A_{нач}$ – в табл. 17.4.

После подачи серии из пяти электростатических разрядов амплитудой 200 В (допустимое значение по ТУ) на каждый вход и соответствующий выход каждого инвертора (с изменением) измерялось численное значение динамического тока потребления.

Результаты измерения после воздействия ЭСР для каждого инвертора каждой ИС представлены в табл. 17.5, а рассчитанные значения K и $A_{ЭСР}$ – в табл. 17.6.

Из полученных данных видим, что как по первому критерию потенциально ненадежной будет ИС № 3, так и по второму критерию потенциально ненадежной будет также ИС № 3. При постановке анализируемой выборки $n = 5$ ИМС, длительность испытаний $T = 500$ ч отказ прибора № 3 был зафиксирован при замере после $t = 250$ ч, что подтверждает эффективность метода.

Таблица 17.5. Результаты измерений значений динамического тока потребления после ЭСР

№ схемы	Момент измерения	Динамические токи потребления $I_д$, мА					
		1	2	3	4	5	6
1	Включение	10	9	9	8	8	8
	Выключение	52	54	54	52	52	52
2	Включение	9	9	9	10	10	10
	Выключение	50	52	55	52	53	53
3	Включение	9	9	11	9	7	7
	Выключение	52	54	53	52	52	50
4	Включение	10	11	10	10	11	10
	Выключение	52	52	53	50	54	53
5	Включение	10	10	11	8	10	10
	Выключение	50	50	54	51	51	54

Таблица 17.6. Численные значения коэффициентов после воздействия ЭСР

№ схемы	Значение $K = I_{Двыкл}/I_{Двкл}$ по инверторам						$A_{ЭСР}$
	1	2	3	4	5	6	
1	5,2	6	6	6,5	6,5	6,5	1,25
2	5,556	5,778	6,111	5,2	5,3	5,3	1,17
3	5,778	6	4,818	5,778	7,429	7,143	1,54
4	5,2	4,728	5,3	5	4,909	5,3	1,12
5	5	5	4,909	6,375	5,1	5,4	1,27

17.7.5. Метод понижения питающего напряжения

Недостатком большинства известных способов отбраковки является невозможность отбраковки действительно ненадежных микросхем – отбраковываются только дефектные микросхемы, неработоспособные при установленной в технических условиях величине напряжения или тока питания.

Наиболее широко в производстве БИС используются методы отбраковки [6, 7, 10], состоящие в том, что на БИС подают тестовые последовательности сигналов, сравнивают считанную информацию с эталоном, понижают напряжение питания БИС до заданной в технических условиях минимальной величины, при которой измеряют численные значения входных статических параметров (значение напряжения логического нуля и единицы). БИС считается годной, если численные значения выходных статических параметров соответствуют эталону. Если измеренные численные значения выходных напряжений соответствуют эталонным значениям $U^1_{вых.\ эт}$, $U^0_{вых.\ эт}$, то эта БИС обеспечивает работоспособность в расширенном температурном диапазоне, в противном случае сохраняет работоспособность только в узком температурном диапазоне.

Однако:

- метод пригоден только для микросхем малой и (ограниченно) средней степени интеграции, имеющих небольшую логическую глубину и минимальное количество элементов между входом и выходом БИС;
- метод требует проведения дополнительно к функциональному контролю также измерений на каждом тесте выходных статических параметров, что снижает производительность выходного контроля микросхем, усложняет аппаратуру, а для многовыводиых БИС практически нереализуемо;
- основным недостатком метода является невозможность отбраковки ненадежных БИС со скрытыми дефектами.

В процессе изготовления БИС возможно образование различного рода локальных дефектов, обусловленных как точностью воспроизведения технологических процессов (допустимые разбросы режимов операций и структурных параметров), так и уровнем чистоты исходных полупроводниковых материалов. Так, неизбежно существующий в технологическом процессе изготовления разброс величин поверхностных сопротивлений полупроводниковых областей и материалов межсоединений (алюминий, поликремний, нихром, ванадий и т.д.) обусловливает различие электрических характеристик даже одинаковых элементов БИС в зависимости от их местоположения на поверхности полупроводникового кристалла. Это различие в полной мере не может быть учтено при конструировании БИС в силу чрезвычайного многообразия, сложности учета и определения необходимых конструктивно-технологических факторов и обусловливает диапазон работоспособности БИС и ее надежность. С течением времени и при воздействии дестабилизирующих факторов (температура, предельные напряжения питания) различие электрических характеристик может усиливаться (деградация параметров, старение материалов), что может привести к параметрическому или функциональному отказу БИС.

Кратко рассмотрим суть нового метода повышения достоверности отбраковки ненадежных БИС [8].

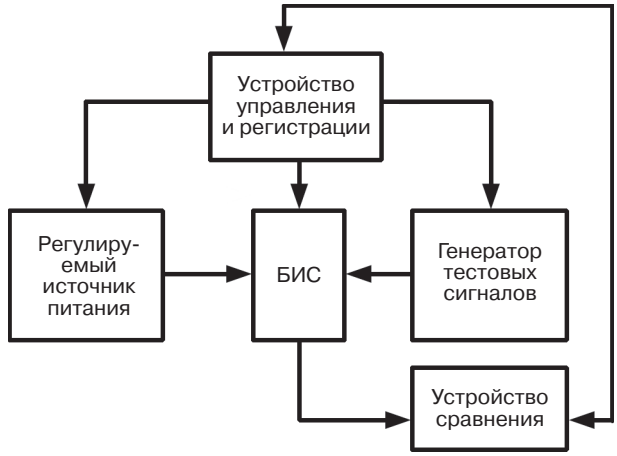


Рис. 17.12. Блок-схема измерительного устройства

Сущность этого метода заключается в следующем. На микросхему подают тестовые последовательности сигналов; сравнивают считанную с микросхемы информацию с эталоном; понижают напряжение питания БИС до величины, при которой происходит несовпадение считанной информации с эталоном; измеряют первое значение напряжения питания, при котором имеет место первое несовпадение считанной информации с эталоном для одной тестовой последовательности сигналов; измеряют второе значение напряжения питания, при котором имеет место несовпадение считанной информации с эталоном для заданного количества тестовых последовательностей сигналов, и считают микросхему годной, если разность первого и второго измеренных значений напряжений питания по абсолютной величине не превышает заданного значения.

На рис. 17.12 представлена блок-схема устройства, реализующего предлагаемый способ.

На испытываемую микросхему от генератора тестовых последовательностей поступают последовательности тестовых сигналов. Устройство сравнения (УС) сравнивает считанную с микросхемы информацию (результат выполнения микросхемой тестовой последовательности) с эталоном (правильный ответ) и результат сравнения передает в устройство управления (УУ).

При отрицательном результате сравнения УС останавливает процесс испытаний БИС и квалифицирует БИС как отказавшую. При положительном результате сравнения устройство управления формирует управляющий сигнал для источника питания (ИП), под действием которого ИП плавно изменяет напряжение питания (U_c) в сторону уменьшения, за пределы установленного в технических условиях рабочего диапазона. При этом устройство управления фиксирует первое значение напряжения (U_{c1}), при котором имеет место первое несовпадение считанной информации с эталоном. Номер отказавшей тестовой последовательности (далее – теста) не запоминается. Затем УУ фиксирует второе значение напряжения питания U_{c2}, при котором отказывает заданное количество (n) тестов (например, 30% от общего количества). Если абсолютная величина разности $\Delta V = (U_{c1} - U_{c2})$ не превы-

шает заданного значения $U_{c\,max}$, микросхема считается годной, в противном случае бракуется как ненадежная.

Количество n тестов, так же, как и численные значения $\Delta U_{c\,max}$, определяются экспериментально для каждого конкретного типа микросхемы.

Согласно приведенному выше алгоритму работы в качестве устройства может быть использовано стандартное контрольно-измерительное оборудование с управляющей ЭВМ, которая может выполнять функции устройства управления. То есть данный метод может быть реализован практически без дополнительных аппаратных затрат.

На рис. 17.13 показана связь между напряжением питания, количеством тестовых последовательностей и количеством отказов потенциально ненадежных микросхем. Кривые *1* и *2* характеризуют границы области, в которой наблюдается зависимость процента отказавших тестов $y = (n_i/N) \cdot 100\%$ от величины напряжения питания U_c исследуемой выборки БИС одного типа. (Здесь N – общее количество тестов, используемых для контроля функционирования БИС, n – номер отказавшего теста, $i = 1, ..., N$.)

Кривые *3* и *4* характеризуют границы области, в которой имеет место зависимость процента отказавших тестов от величины разности напряжения питания $\Delta U^i_{\max} = (U^i_{c1} - U^i_{c2})$, где U^i_{c1} – первое значение напряжения питания, при котором имеет место первое несовпадение считанной и эталонной информации (первый отказавший тест) для последовательностей из i тестов, U^i_{c2} – второе значение напряжения питания, при котором имеет место несовпадение считанной информации с эталонной для заданного числа n тестов. Кривые *3* и *4* легко получить графическим построением из кривых *1* и *2* с общей осью *y*.

Кривая *3* характеризует связь числа БИС (m), отказавших в процессе длительных испытаний на надежность (обычно 1000 ч при 125 °С), с абсолютной величиной разности напряжений $U_{c1} - U_{c2}$, определенной выше.

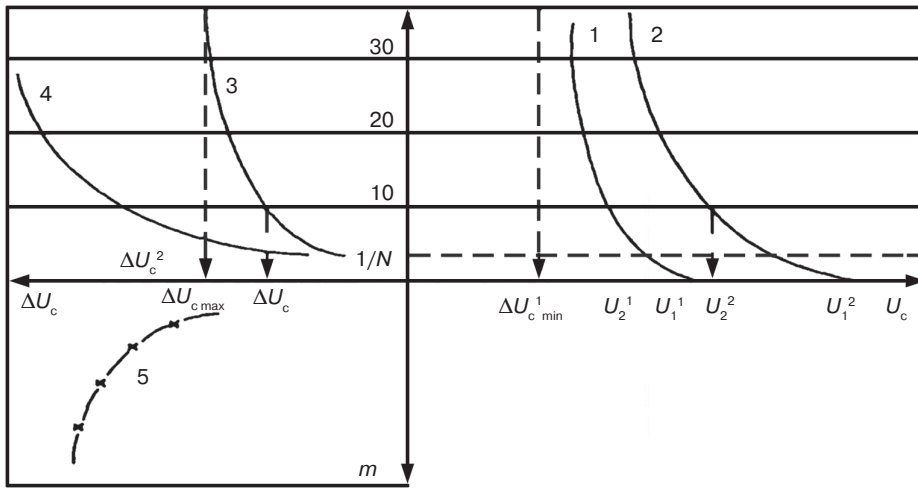


Рис. 17.13. Графические зависимости, характеризующие связь между собой напряжения питания (U_c), количества тестовых последовательностей (N) и отказавших в процессе длительных испытаний БИС (m)

Для пояснения графического перехода от граничных кривых *1*, *2* к граничным кривым *3*, *4* на рис. 17.13 введены обозначения промежуточного этапа построения для заданного количества ($\gamma = 10\%$) отказавших тестов. U_{c1} и U_{c2} – первые значения напряжения питания микросхемы, при которых имеют место первые отказавшие тесты, причем U^1_1 – минимальное, а U^1_2 – максимальное для исследуемой выборки значение. Аналогично U^1_1 и U^1_2 вторые значения напряжения питания, при которых имеют место несовпадения считанной информации с эталоном для заданного количества тестов $\gamma = 10\%$ от общего количества N, причем U^1_2 – минимальное, а U^2_2 – максимальное значение напряжений для исследуемой выборки. Тогда точка ΔU^1_c кривой *3* вычисляется простым вычитанием отрезков U^1_1 и U^2_1 и соответственно U^1_1 и $\Delta U^2_c = U^2_1 - U^2_2$.

Значения ΔU^1_c и ΔU^2_c в точках кривых *3* и *4* характеризуют границы численных значений разности между первыми и вторыми значениями напряжения питания с заданным количеством отказавших тестов $\gamma = 10\%$ от всего количества используемых тестов контроля БИС.

Анализ характера изменения кривой *5* показывает, что первые отказавшие (ненадежные) микросхемы появляются уже в том случае, если абсолютная величина разности первого и второго напряжения питания превышает величину $\Delta U_{c\,max}$, затем количество отказавших БИС резко возрастает с увеличением численных значений ΔU_c. Следовательно, в качестве критерия отбраковки ненадежных БИС может быть выбрана величина $\Delta U_{c\,max}$. Конкретный выбор численного значения величины $\Delta U_{c\,max}$ производится эмпирически (рекомендуется не реже одного раза в год) и зависит от типа базы БИС (КМОП, И^{2}Л, ТТЛ, ЭСЛ, ТТЛШ и др.), типа микросхем, от допустимых значений риска поставщика и заказчика, условий производства, степени интеграции, экономических факторов.

Область, ограниченная кривыми *3*, *4* и прямой $\Delta U_{c\,max}$ (штриховая), характеризует надежные БИС с низкой вероятностью отказов. Анализ области позволяет сделать вывод о выборе оптимального численного значения количества n отказавших тестов. Так, если ужесточить требования к численному значению ΔU_c, то количество тестов n, выбираемых при описанном способе, можно существенно сократить, что позволяет повысить производительность процедуры отбраковки ненадежных БИС, снизить их стоимость.

Теоретически минимальная величина напряжения питания БИС, при которой БИС еще функционирует (речь идет о нормальных температурных условиях), показана на рис. 17.13 как $\Delta U^1_{c\,min}$ Так, численное значение $\Delta U^1_{c\,min}$ для ТТЛ-схем составляет величину порядка 2,8 В, для И^{2}Л схем – порядка 0,8 В, для низкопороговых (часовых) КМДП БИС – порядка 1,2 В, для высокопороговых КМДП БИС – порядка 2,0 В и т.д. Однако на практике, как сказано выше, в силу неизбежно существующего разброса электрофизических характеристик компонентов, их структурных и технологических параметров в пределах кристаллов БИС данная величина обычно существенно выше. Известно, что для БИС средней степени интеграции величина $U_{c\,min}$ лежит в диапазоне 3,1...3,2 В. Из рис. 17.13 видно, что кривая *1*, характеризуемая минимальной величиной ΔU_c, в наибольшей степени приближается к идеальному виду $U_{c\,min}$.

Эффективность предлагаемого метода отбраковки легко демонстрируется на примере биполярных БИС. Известно, что основными видами дефектов, снижающих качество и надежность биполярных ($И^2Л$, ТТЛ и ТТЛШ) БИС, являются локальные дефекты, приводящие к утечкам между различными элементами и узлами схемы. Например, резистивная связь «подложка–база биполярного транзистора» при номинале резистора утечки 5 кОм может быть выявлена только при $T = -60$ °С, а при более высоких температурах не выявляется [11]. Утечка с эквивалентным сопротивлением более 5 кОм температурными испытаниями не выявляется. При длительной эксплуатации, вследствие протекания физико-химических процессов, величина утечки может изменяться, что приводит к катастрофическому отказу.

С уменьшением напряжения питания резко возрастает чувствительность усилительных свойств биполярных транзисторов к утечкам, аномальные транзисторы (с утечками) будут отказывать в первую очередь. Такие отказы проявляются в виде первого измеренного напряжения отказа U_{c1}. Другие блоки, где нет дефектных транзисторов, будут работать и при дальнейшем снижении U_c, вплоть до U_{c2}, когда начинаются отказы ввиду приближения к минимальной теоретической границе $U_{c\,\min}$. Если дефектных элементов нет, то и различие U_{c1} и U_{c2} будет минимальным.

Экспериментальное опробование предложенного метода проводилось на больших выборках (100 шт.) микросхем ТТЛШ- и КМОП-типа. Так, при выходном контроле трех последовательных выборок по 100 шт. микросхем 1533ИП4, изготовленных по базовому технологическому процессу и прошедших стандартный цикл испытаний на надежность, было забраковано 16 микросхем. Последующий анализ отказавших микросхем позволил установить причины – наличие внутренних (скрытых) дефектов.

Одновременно авторами проводились испытания на трех выборках по 100 шт. микросхем этого же типа, но предварительно прошедших отбраковку при понижении питающего напряжения в соответствии с изложенным выше методом ($U^1_{c\,\min}$ =2,85 В, $N = 20$ тестовых последовательностей). При контроле по указанному методу было отбраковано 12 микросхем. После проведения цикла стандартных испытаний всей выборки микросхем (включая специально помеченные 12 «отказавших») на выходном контроле по стандартной методике измерений было забраковано 18 микросхем. Среди этих микросхем находились 12 микросхем, отмеченных ранее как отказавшие, что подтвердило высокую эффективность метода для ТТЛШ ИМС.

Аналогичные результаты были получены для логических КМОП-микросхем серии 1554 [11].

Таким образом, разработанный метод отбраковки микросхем в сравнении с известными позволяет существенно повысить достоверность отбраковки ненадежных микросхем.

Литература к главе 17

1. Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры / Под ред. Б.Ф. Высоцкого. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.
2. Гнеденко Б.В., Беляев И.К., Соловьев А.Д. Математические методы в теории надежности. – М.: Наука, 1965. – 524 с.

3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1973. – 72 с.
4. Гавриков А.И., Катеринич И.И., Бабенко Е.Н. О построении модели для оценки надежности МДП БИС // Электронная техника. Сер. Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания. – 1984. – Вып. 2 (107). – С. 10–12.
5. Гавриков А.И. Оценка параметров моделей надежности ИС // Электронная техника. Сер. Микроэлектроника. – 1984. – Вып. 1 (107). – С. 49–52.
6. Фитер В. Методы ускоренных испытаний микроэлектронных элементов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. – № 11. – С. 3.
7. Физические основы надежности ИС / Под ред. Б.С. Миллера. – М.: Сов. радио, 1976.
8. А.с. 158036 СССР, МКИ H 05 L3/037. Способ отбраковки ненадежных КМДП-интегральных схем / А.И. Белоус, В.С. Ковалевский, А.В. Малинин, Е.Г. Лозицкий. – Заявл. 13.05.88.
9. Белоус А.И., Турцевич А.С., Чигирь Г.Г., Емельянов А.В. Методы повышения надежности микросхем на основе тестовых структур / Мин-во образования РБ, Гомельский ГГУ им. Ф. Скорины, 2011. – 240 с.
10. А.с. 1410671 СССР, МКИ G 01 R31/28. Способ отбраковки дефектных микросхем интегральной инжекционной логики / А.И. Белоус, А.В. Силин, Ю.Н. Акимкин, А.И. Дударчик. – Заявл. 26.09.86.
11. Белоус А.И., Силин А.В., Пономарь В.Н. Схемотехника биполярных микросхем для высокопроизводительных систем обработки информации. – Минск: Полифакт, 1998. – 162 с.

ГЛАВА 18

ДИЗАЙН-КИТЫ (PDK) – СТРУКТУРА И ОСОБЕННОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИЗДЕЛИЙ С СУБМИКРОННЫМИ ПРОЕКТНЫМИ НОРМАМИ

18.1. Маршрут процесса разработки PDK, структура стандартного PDK

Стандартный процесс разработки библиотеки проектирования (Process Design Kits – PDK) в настоящее время включает следующие основные этапы (рис. 18.1) [1, 2]:

1. Выбор технологического процесса.
2. Получение базовой информации о технологическом процессе.
3. Идентификация базовых элементов для их включения в состав PDK.
4. Повторное изучение особенностей и характеристик технологического процесса для более точной идентификации выбранных элементов.
5. Получение и включение в состав PDK информации в формате, который определяется программным средством, выбранным в качестве инструмента для проектирования технологии/прибора/схемы/системы.

Рис. 18.1. Упрощенное представление процесса разработки библиотеки проектирования

6. Интеграция основных компонентов текущей версии PDK
7. Верификация и доработка PDK.

Конечно, если при создании PDK основываться только на этих стандартных унифицированных правилах, то информации, полученной только посредством выполнения действий, представленных на рис. 18.1, будет недостаточно. На рис. 18.2 представлена немного расширенная блок-схема процесса разработки библиотеки проектирования с учетом принятых правил и стандартов. Следует обратить внимание, что области блок-схемы, выделенные пунктирной линией, являются этапами, позволяющими осуществить стандартизацию создаваемого PDK.

Так, область А содержит порядок и стандартные правила описания отдельных элементов для их последующего включения в состав PDK. Используя стандартные описания их содержания, значения и унифицированные механизмы трансляции разработчик имеет возможность создавать любые другие идентичные компоненты библиотеки проектирования.

Область Б содержит определения, необходимые для стандартного описания компонентов PDK с точки зрения обеспечения их качества.

В случае необходимости обеспечения по требованию заказчика полного соответствия компонентов PDK выбранным стандартам этапы, представленные в областях А и Б, должны выполняться в обязательном порядке.

Другой известный методологический подход к процессу создания библиотеки проектирования, основанный на фазах проектирования, представлен на рис. 18.3.

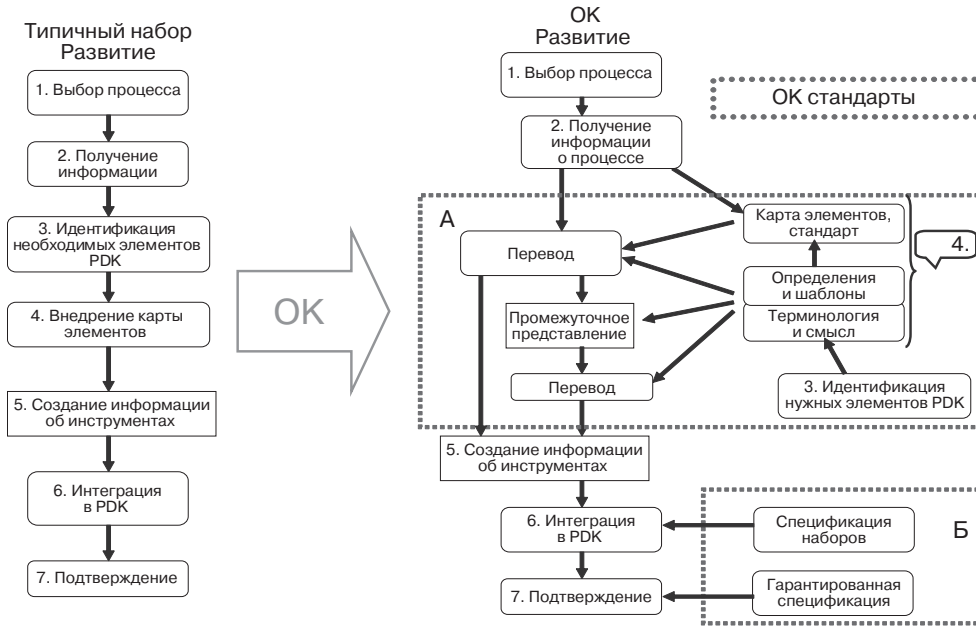


Рис. 18.2. Блок-схема процесса разработки библиотеки проектирования с учетом общепринятых правил и стандартов

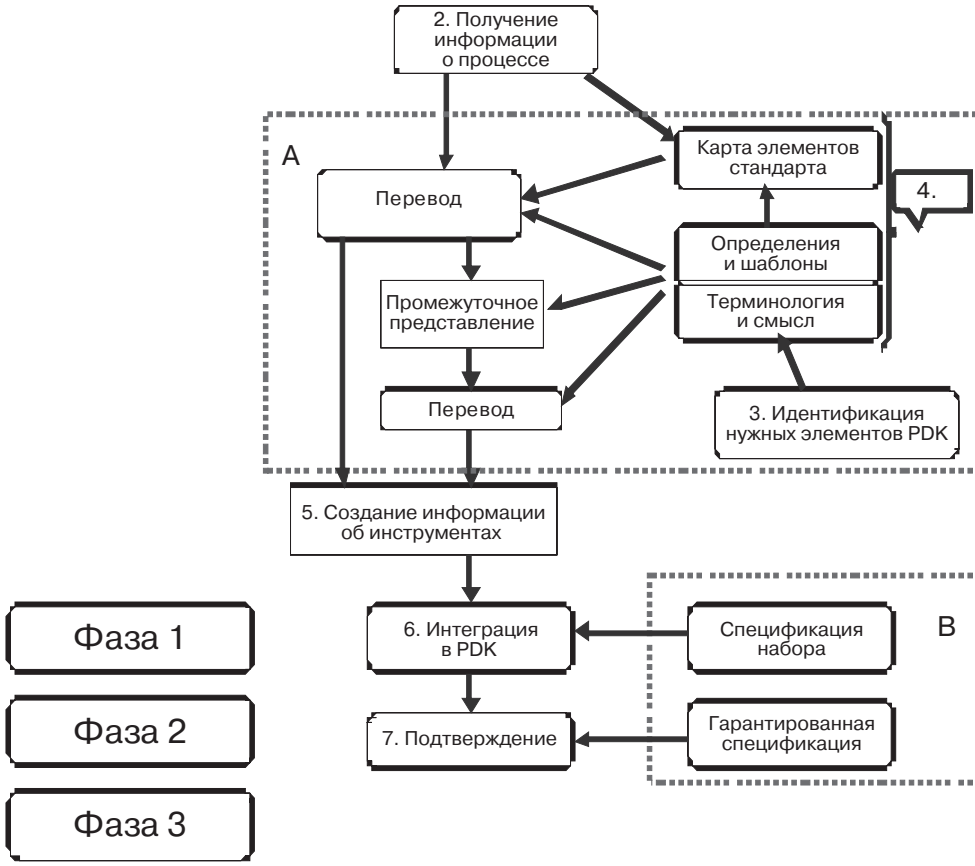


Рис. 18.3. Подход, основанный на фазах проектирования PDK [1, 2]

Компоненты PDK, подлежащие стандартизации, могут быть также определены в многомерном пространстве. Внутри каждого измерения компоненты PDK могут быть описаны дискретными категориями.

18.2. Термины и определения, используемые при описании компонентов PDK

Ниже в удобной для изучения табличной форме представлена стандартная терминология, используемая для описания компонентов библиотек проектирования, а также процесса разработки PDK [2, 3]. В табл. 18.1 представлена общая терминология, в табл. 18.2 – термины, используемые для описания приборов, в табл. 18.3 – термины, относящиеся непосредственно к процессу моделирования, в табл. 18.4 – только те термины, которые относятся к процессу описания инструментов этапа компьютерного проектирования микросхем.

Следует подчеркнуть, что в этих таблицах приведены только основные термины, наиболее широко используемые разработчиками PDK.

Таблица 18.1. Общая терминология

Термин	Определение/значение
Проектирование смешанных схем (Custom circuit design)	Проектирование электрических характеристик, физическая реализация, моделирование и физическая верификация схемы, в качестве основы которой используются дискретные элементы
Прибор (Device)	Основной элемент, доступный для включения в моделируемую схему и реализованный для определенного технологического процесса, например транзисторы, резисторы, конденсаторы
Структура (Structure)	Сформированный в результате некоторой последовательности технологических операций (диффузия, имплантация, нанесение металлизации и т.п.) блок, который используется для создания прибора. Возможно, структура может также рассматриваться в качестве отдельного прибора
Список поддерживаемых приборов (Supported device list)	Набор приборов, которые поддерживаются и их характеристики описаны для выбранного технологического процесса

Таблица 18.2. Термины, используемые для описания приборов

Термин	Определение/значение
Преднамеренный прибор (Intentional device)	Приборы, используемые для составления электрической схемы устройства, которые изображаются в ее составе на экране монитора персонального компьютера
Экстрагированный, извлеченный прибор (Extracted device)	Приборы, которые не отображаются на экране монитора персонального компьютера, но включаются в электрическую схему (список соединений, netlist) в процессе ее моделирования. Данные приборы, как правило, добавляются в электрическую схему при проведении анализа результатов физической реализации проектируемого устройства
Основной элемент прибора (Main device element)	Часть прибора, которая выполняет главное функциональное назначение или наиболее значимую поведенческую роль
Паразитный прибор (Parasitic device element)	Часть прибора, которая является результатом анализа данных физической реализации устройства, проектируемого на основе основных компонентов
Главный прибор(ы) (Principal device(s))	Один или два прибора, вокруг которых строится архитектура и характеристики которых являются базовыми при оптимизации параметры технологического процесса, например n-МОП- и p-МОП-транзисторы, в цифровых КМОП-схемах. Важно отметить, что на характеристики главных приборов накладываются особые с точки зрения разбросов требования спецификации.
Первичный прибор(ы) (Primary device(s))	Элементы, входящие в состав списка поддерживаемых технологическим процессом приборов, которые формируются на основе главных приборов, дополненных некоторыми дополнительными структурами. Обычно включение одной или более специальной хорошо управляемой технологической операции. Примером может служить формирование поликремниевого резистора на основе затвора из поликремния со специально имплантированной и маскированной областью из силицида
Вторичный прибор (Secondary device)	Прибор из списка поддерживаемых приборов, который формируется из структуры, созданной при изготовлении главных и/или первичных приборов. Часто подобные приборы называют «свободными» или «умышленно паразитными», например использование металла межсоединений для формирования индуктивностей или конденсаторов. Вторичные приборы, как правило, имеют больший допуск к разбросу параметров, описываемый в спецификации
Класс устройства (категория) (Device class (category))	Основное функциональное назначение данного прибора, например МОП-транзистор, биполярный транзистор, резистор, конденсатор и т.д.

Таблица 18.2 (окончание)

Термин	Определение/значение
Тип прибора (вертикальный) (Device type (vertical))	Уникальная комбинация вертикальных структур, которые составляют прибор определенного класса (категории), например: poly1 resistor, poly 2 resistor
Стиль прибора (латеральный, горизонтальный) (Device style (lateral))	Изменения горизонтальных размеров и формы прибора определенного типа, предназначенные для управления его характеристиками, например изменение горизонтального (латерального) расположения слоев эмиттера, коллектора и базы биполярного транзистора с целью получения оптимальной формы вольт-амперных характеристик
Размер прибора (Device size)	Особый случай стиля прибора, когда его функциональные характеристики рассматриваются в качестве масштабируемых, например изменение ширины затвора МОП-транзистора

Таблица 18.3. Термины, относящиеся к процессу моделирования приборов и схем

Термин	Определение/значение
Модель (Model)	Представление (описание в виде зависимости) функциональных параметров и рабочих характеристик прибора, используемое в процессе моделирования; модели формируются на основе поведенческих характеристик и соответствующих параметров
Основная поведенческая модель (Model general behavior)	Часть модели, которая описывает основной функционал для выбранного класса и типа приборов. Может реализовываться на основе уравнений компактной модели, поведенческих моделей, и/или подсхем
Модели на основе параметров технологии (Model process parameters)	Часть модели, описывающая функционал прибора на основе взаимосвязи рабочих характеристик и параметров, характерных для определенного технологического процесса
Параметры экземпляра (допустимые для моделирования переменные) (Instance parameters (allowed design variables))	Свойства, имеющие отношение к экземпляру прибора, которые передаются в программу-симулятор и в модель посредством списка соединений (netlist) и которые напрямую описывают параметры прибора, такие как длина и ширина канала МОП-транзистора
DRC (Design Rule Check)	Проверка соответствия разработанной топологии установленным в спецификации правилам
LVS (Layout (netlist) Versus Schematic)	Проверка правильности и соответствия топологического представления проектируемой схемы результатам, полученным в процессе схемотехнического моделирования
LPE (Layout (netlist) Parasitic Extraction)	Экстракция списка соединений (netlist), а также номиналов емкостей и сопротивлений с целью их проверки на соответствие условиям, установленным в техническом задании
RCX (RC extraction)	Экстракция (поиск) новых узлов и паразитных элементов по результатам анализа топологии проектируемой ИМС

Таблица 18.4. Термины, используемые при описании инструментов компьютерного проектирования ИМС (EDA)

Термин	Определение/значение
Примитив (Primitive)	Минимальный элемент, используемый для построения электрической схемы в среде программных комплексов проектирования ИМС, который используется для создания графического образа схемы
Экземпляр, копия (Instance)	Размещение прибора на позиции, выбранной согласно конструкции схемы
Свойство (Property)	Информация, которая ассоциируется с определенным примитивом или экземпляром, предназначенная для управления их характеристиками
Свойство экземпляра (прямое/косвенное) (Instance property (direct, indirect))	Управляемые пользователем (прямо или косвенно) параметры, связанные с экземпляром прибора, устанавливаемые разработчиком ИМС. Косвенные (непрямые) свойства могут быть рассчитаны или выведены из прямых

18.3. Стандартизация PDK

Перед многочисленными компаниями-разработчиками ИМС всегда стояла проблема унификации и стандартизация подходов к созданию библиотек проектирования PDK, а также согласование и использование этих подходов при взаимодействии с различными по уровню технологии предприятиями-изготовителями ИМС.

При проектировании современных ИМС, особенно ИМС для специальных и космических применений, важной особенностью является необходимость учета и глубокого анализа особенностей используемого технологического процесса при проведении компьютерного моделирования.

С возникновением самостоятельных (независимых от проектировщиков) предприятий, занимающихся заказным серийным производством изделий микроэлектроники (Integrated Circuits Foundry, ICF), а также в связи с необходимостью совместного использования средств проектирования и IP-блоков (Intellectual Properties) от различных компаний библиотеки проектирования стали основным связующим звеном между производителем и командами разработчиков ИМС [4].

К сожалению, к настоящему времени унификация требований и стандартов практически не затронули область создания PDK, где необходима стандартизация таких требований, как номенклатура, используемые модели, интерфейсы (правила подключения/интеграции), характеристики качества (добротность) и в конечном счете подходы к представлению PDK конечному пользователю. Решение этой проблемы позволит избавиться от путаницы и бесполезной траты времени и средств на доработку существующих PDK, которые очень часто, к сожалению, возникают в современной электронной промышленности. Производители получат возможность в более сжатые сроки предлагать разработчикам библиотеки проектирования, максимально адаптированные для используемых программных комплексов. Снизится стоимость и повысится качество библиотек элементов и IP-блоков, поставляемых фирмами, специализирующимися в данном направлении. Для компаний, которые занимаются разработкой программных комплексов для компьютерного проектирования электронных приборов (Electronic Design Automation, EDA), упростится процесс создания инструментов описания элементной базы и методов их интеграции, при этом отпадет необходимость создания средств «низкоуровневой» настройки и корректировки библиотек.

Наибольшее преимущество получают инженеры-проектировщики ИМС за счет упрощения (унификации) процесса проектирования ИМС, возможности быстрого и «прозрачного» перехода к использованию новых технологических процессов, а также повторного использования IP-блоков [4].

Процесс проектирования интегральных микросхем уже давно пользуется «дурной» славой «неэффективного» в первую очередь из-за наличия большой «bottom-up» (снизу-вверх) зависимости форматов представления данных в различных программных комплексах.

Данные проектирования традиционно зависят от используемого инструмента, так как разработчики программных средств активно пытаются внедрить и сделать стандартом де-факто исключительно собственные продукты и форматы хранения, особенно это характерно для отечественных дизайн-центров, при этом со-

вершенно не учитываются пожелания и особенности независимых разработчиков и проектировщиков.

Эволюция технологий проектирования ИМС привела к тому, что фаблесс-компании (дизайн-центры) при покупке пакетов EDA вынуждены приобретать и устанавливать специальные наборы данных о доступных для использования элементах (отдельных приборах или схемах), которые характерны для конкретного технологического процесса производства ИМС. По прошествии некоторого времени указанные данные получили название Process Design Kits (библиотеки проектирования ИМС), чтобы иметь возможность отличить их от инструментов, используемых для описания характеристик технологического процесса. Изначально данные библиотеки использовались так называемыми производителями интегральных устройств (Integrated Device Manufacturers, IDMs) с целью обеспечения возможности «смешанного» проектирования ИМС [4].

В последние годы в связи с четким разделением компаний электронной промышленности, за исключением Intel, на производителей (Foundry) и проектировщиков (Design Centers) ИМС (подробнее см. разд. 3.6) создание и доработка PDK осуществляется практически независимо. Аналогичная ситуация присутствует и среди разработчиков EDA и IP-блоков. Указанные библиотеки отличаются достаточно широкой номенклатурой полных и сокращенных названий (TDK, PDK и др.), однако традиционным является название Process Design Kit и аббревиатура PDK. Однако из-за отсутствия стандартов все они, хоть и незначительно, различаются по составу и подходам к описанию их содержимого.

Ниже рассмотрим устоявшееся описание общей структуры стандартного PDK, процесса его создания и выработки предложений по унификации состава и структуры для проектирования интегральных микросхем с проектными нормами менее 130 нм.

Достоинствами стандартизации PDK является тот очевидный факт, что принятие основными компаниями набора стандартных требований к составу и правилам описания интерфейсов библиотек проектирования позволит сократить стоимость разработки и увеличить их возможности по сочетанию в новых изделиях базовой функциональности, производительности, а главное – предсказуемости и успешности на рынке. Производители ИМС смогут предложить разработчикам более «гибкие» с точки зрения возможностей модификации и более «наполненные» с точки зрения состава библиотеки проектирования, описывающие новейшие технологические процессы. Поставщики библиотек будут вынуждены снизить цены и упростить лицензионные условия.

В свою очередь, компании, занимающиеся проектированием ИМС, получают три преимущества при увеличении уровня стандартизации PDK [4].

Во-первых, полнота, последовательность и логичность описания технологического процесса позволяют исключить «мелкие» ошибки, возникающие при реализации изделия «в кремнии». Стандартизация подразумевает более полное знакомство с процессом проектирования, а также строгий контроль и управление версиями результатов проектирования.

Во-вторых, инженеры подразделений, которые ответственны за поддержку и использование программных средств компьютерного проектирования ИМС, стол-

кнутся с меньшим количеством проблем и получат в свое распоряжение больше «гибкости» в ходе адаптации имеющихся средств ПО к требованиям и возможностям, предоставляемым новыми библиотеками проектирования, а главное – существенно сократятся сроки внедрения передовых технологических решений в процесс проектирования.

И в-третьих, руководители инженерных отделов получат возможность принятия более эффективных с финансовой точки зрения решений в процессе планирования работ над новым изделием, поскольку будут гораздо лучше защищены от неожиданностей, связанных с использованием новых технологических процессов, благодаря лучшей информированности о достоинствах и недостатках внедряемых решений.

Компании-изготовители ИМС (Foundy, например X-FAB, TSMC, ОАО «Интеграл», ОАО «Микрон») и разработчики интегрированных решений (IDM, например Intel), безусловно, также получают преимущество от повышения уровня стандартизации PDK.

Есть и другие очевидные достоинства такого подхода. Во-первых, прозрачность и ясность технического взаимодействия, основанная на использовании стандартной терминологии и представлении данных, позволит улучшить эффективность сотрудничества команд разработчиков с обеих сторон и сократить сроки реализации и перевода новых разработок от проектировщиков к производителям.

Во-вторых, использование стандартного представления и описания технологических процессов существенно снижает затраты на создание и поддержку компаниями-поставщиками и разработчиками большой номенклатуры специализированных программных средств проектирования технологии/прибора/схемы/системы (Electronics Design Automation, EDA). Это достигается за счет упрощения самого процесса представления благодаря использованию стандартизированных структур данных, наборов параметров и их предполагаемых значений по умолчанию – принятие единого *базового* уровня представления информации позволит упростить доступ к требуемым данным, что в конечном итоге удовлетворит как разработчика, так и заказчика.

Третьим достоинством стандартизации методов представления PDK является упрощение процедуры управления версиями разрабатываемых продуктов благодаря унификации и документированию соответствующих модулей комплексов САПР от начальной версии технологического процесса до ее модифицированных и доработанных версий, что положительно скажется на «жизненном цикле» проектируемых решений.

И последнее, четвертое преимущество, которое получат крупные производители и разработчики ИМС, – возможность непосредственного обмена информацией о возможностях и трудностях, связанных с реализацией нового изделия на базе передовых технологических процессов. Это позволит сократить финансовые расходы как на поддержку разработчика производителем, так и на доработку технологического процесса при обнаружении в нем недостатков и неточностей.

Что касается разработчиков библиотек проектирования, то стандартизация требований к PDK в конечном итоге позволяет уменьшить до минимума количество отличий в описании элементов для разных технологических процессов и

производителей, а также сократить сроки создания библиотек за счет быстрого понимания особенностей и различий технологических процессов [5].

Общие требования к PDK также позволят существенно упростить процесс подготовки и тестирования компонентов библиотеки при их переносе из одного PDK в другой.

С другой стороны, для разработчиков программных средств проектирования ИМС стандартизация требований к PDK дает, как минимум, три преимущества.

Во-первых, стандартизация ускорит процесс принятия к использованию новых программных продуктов и их распространения, снизив при этом затраты на адаптацию программ к новым технологическим процессам. Кроме того, появятся отличные возможности для внесения значительных изменений и инноваций в средства проектирования смешанных и аналоговых ИМС.

Во-вторых, уменьшится необходимость глубокого и всестороннего тестирования средств проектирования при изменении технологического процесса, даже для случаев, когда информации о нем недостаточно.

И в-третьих, компании-разработчики EDA получат возможность увеличить количество предлагаемых решений, оперируя полнотой поставляемых PDK и составом средств проектирования, что в конечном итоге увеличит количество пользователей программных продуктов и создаст предпосылки для компаний-разработчиков комплексов проектирования, адаптированных под конечного производителя (Customer Owned Tooling, COT).

Таким образом, можно выделить следующие задачи, требующие наискорейшего решения для реализации унифицированного подхода, используемого при создании новых и доработке имеющихся библиотек проектирования всеми заинтересованными участниками рынка:

1) упростить процесс создания/генерации/тестирования PDK;
2) способствовать поддержке/обслуживанию (maintenance) PDK;
3) включить модули и блоки из множества источников;
4) перенести опробованные результаты проектирования и библиотеки, включая топологию базовых элементов, при переходе от одной технологической нормы к другой;
5) упростить замену программных средств, используемых в процессе проектирования аналогичными по функциональности продуктами;
6) включить в процесс разработки новые программные инструменты, обладающие новыми функциональными возможностями;
7) сравнить достоинства, недостатки и возможности различных технологических процессов в ходе их выбора разработчиком.

18.4. Маршрут проектирования смешанных аналого-цифровых микросхем

Целью стандартизации библиотек проектирования является достижение максимальной совместимости между используемыми разработчиками ИМС комплексами САПР в микроэлектронике и данными, включенными в состав PDK, для обеспечения возможности унификации программных модулей различных поставщиков.

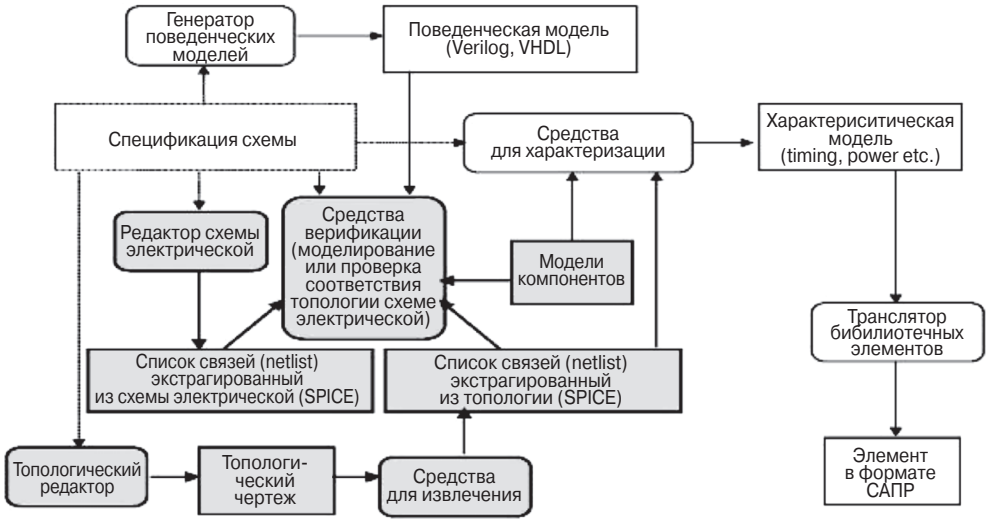


Рис. 18.4. Обобщенный процесс проектирования смешанных аналого-цифровых ИМС

Обобщенный маршрут проектирования смешанных аналого-цифровых схем представлен на рис. 18.4. Он описывает базовые компоненты (заштрихованные блоки), которые следует включить в PDK. Важно помнить, что библиотеки проектирования не являются каким-то отдельным программным обеспечением, а используются только в связи с определенным программным обеспечением САПР. Предлагаемый маршрут поясняет порядок взаимодействия основных компонентов PDK с приложениями, их использующими.

Процесс проектирования, как правило, начинается с общих представлений разработчика о функциональном назначении и характеристиках создаваемой ИМС. До какого-то времени отсутствуют формальные описания проекта, имеющие отношение к используемой библиотеке проектирования. Затем разработчик ИМС создает схематическое представление электрической схемы, соответствующий список соединений ее элементов (netlist) и ее топологию, из которой, в свою очередь, извлекается дополнительный netlist. Кроме того, проектировщик разрабатывает поведенческую модель (как вручную, так и с использованием специализированных программных модулей генерации подобных моделей). Инструмент или набор средств верификации используется для проверки соответствия требованиям технического задания и правильности реализации списка соединений, топологии и, при необходимости, поведенческой модели, описывающей целевые характеристики изделия в целом [1].

Следует отметить, что в практических приложениях достаточно часто для верификации списка соединений и определения характеристик или параметров (характеризации) микросхемы используется одна и та же программа моделирования. Целью же характеризации является создание эффективной модели и данных, описывающих все временные и электрические характеристики схемы на некотором абстрактном уровне. Кроме того, в ряде случаев возможна трансляция (преобра-

зование) результатов характеризации в форматы данных, используемые на последующих этапах проектирования.

Обычно основными входными данными для программного средства моделирования схемы являются физико-математические и приборно-технологические модели полупроводниковых приборов, содержание которые и является основным объектом стандартизации и унификации для различных комплексов САПР в микроэлектронике.

В блок-схеме, представленной на рис. 18.4, некоторые данные уже описаны с использованием промышленных стандартов, таких как язык схемотехнического моделирования и описания электронных приборов в современных комплексах EDA (SPICE), язык высокого уровня, предназначенный для проведения функционально-логического проектирования цифровых схем (Verilog и др.). Однако только выбор идентичных форматов представления данных не гарантирует совместимость и возможность взаимного использования PDK в различных комплексах проектирования, что представляет собой большую проблему.

На рис. 18.5 представлена более полная информация, описывающая маршрут смешанного аналого-цифрового проектирования ИМС на транзисторном уровне. В частности, заштрихованные блоки рис. 18.4 здесь представлены более детально.

При данном уровне детализации (рис. 18.5) функции, не соответствующие выбранным стандартам, становятся более очевидными и требуют соответствующей адекватной реакции разработчика.

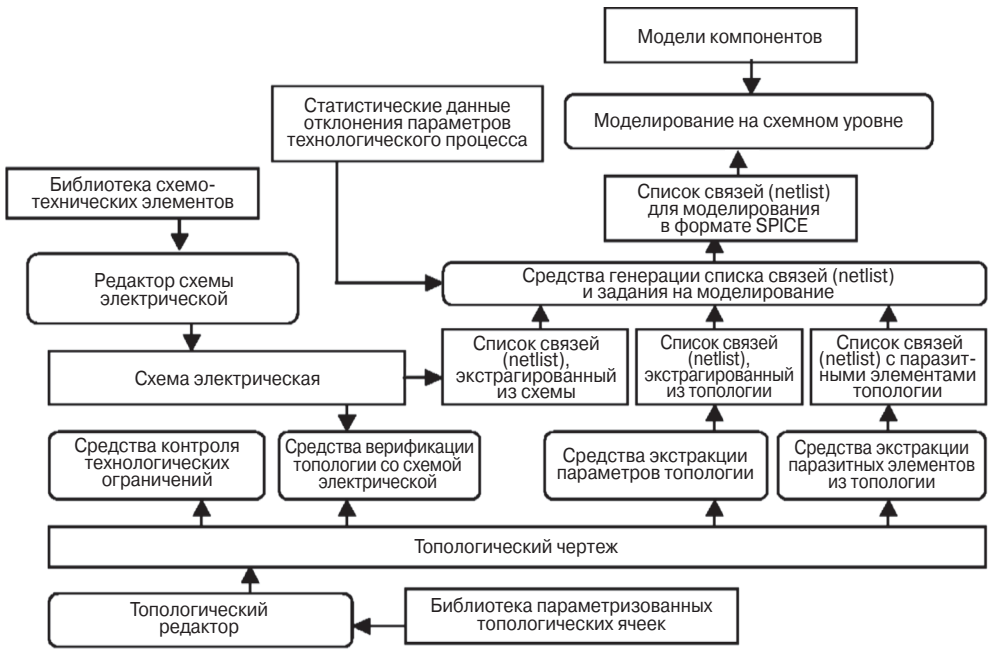


Рис. 18.5. Расширенное описание маршрута проектирования смешанных аналого-цифровых ИМС

18.5. Обобщенная информационная модель проектирования смешанных аналого-цифровых ИМС

На рис. 18.6 на понятном разработчику языке представлен общий подход к описанию прибора и списка поддерживаемых приборов в контексте реализации стандартного процесса проектирования [2, 6].

На рис. 18.7 представлен общий подход к описанию проектируемой ИМС.

Рис. 18.8 демонстрирует известную взаимосвязь между схемой, топологией и списком соединений, реальных и паразитных элементов в контексте реализации процесса проектирования.

На рис. 18.9 представлена идеология общего подхода к описанию конкретного экземпляра проектируемого прибора, а также соответствующих ему свойств и примитивов, необходимых для проектирования топологии ИМС (примитива А и В, свойства А-Д).

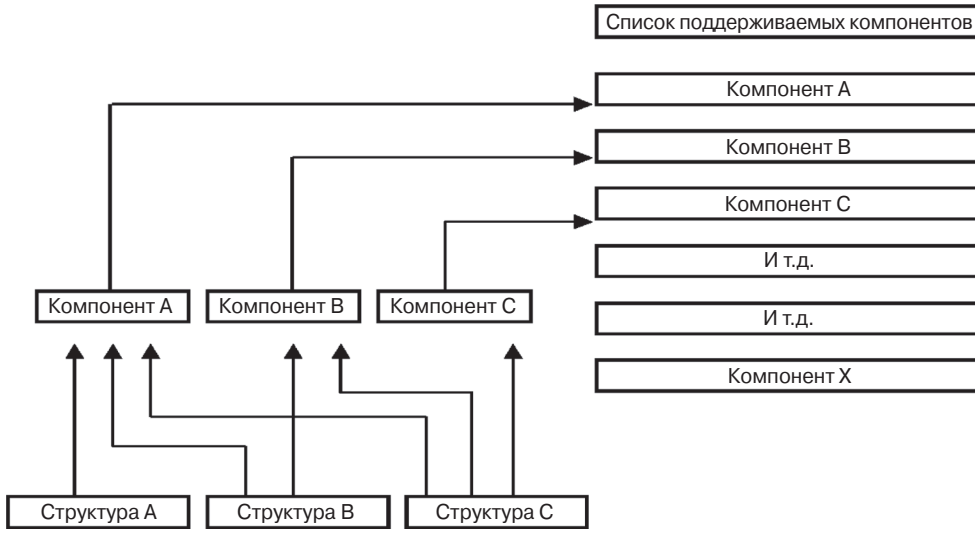


Рис. 18.6. Общий подход к описанию проектируемой ИМС и подготовке списка поддерживаемых приборов в контексте реализации маршрута проектирования

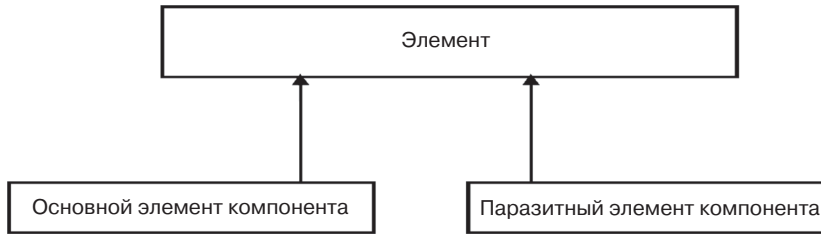


Рис. 18.7. Общий подход к проблеме описания прибора

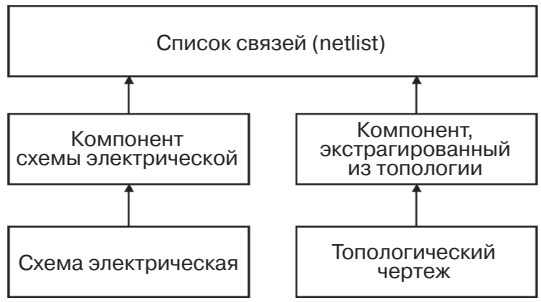


Рис. 18.8. Упрощенная схема взаимосвязи между схемой, топологией и списком соединений, элементов ИМС

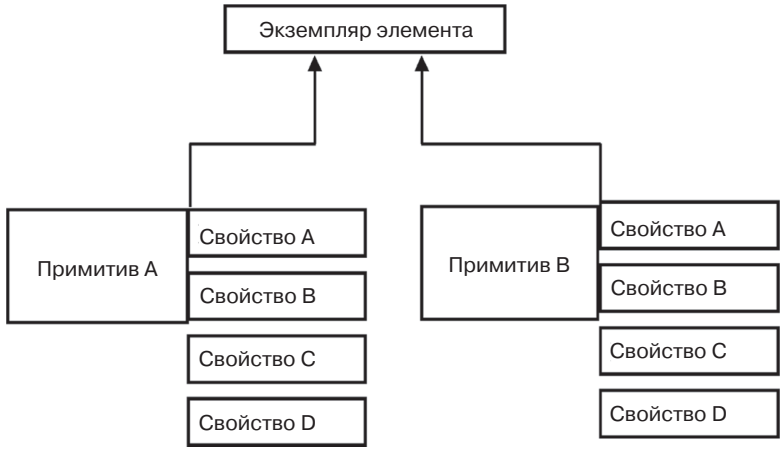


Рис. 18.9. Описание экземпляра прибора, а также соответствующих ему свойств и примитивов в маршруте проектирования топологии

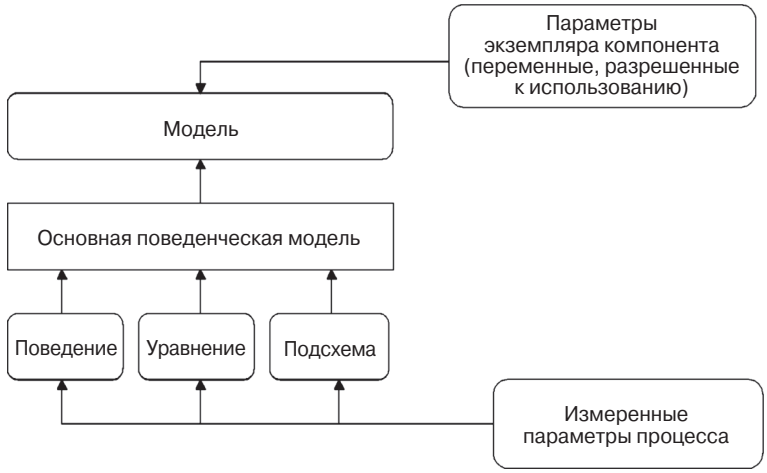


Рис. 18.10. Общий подход к абстракции или созданию модели полупроводникового прибора

Рис. 18.10 демонстрирует общий подход к абстракции или созданию обобщенной модели полупроводникового прибора.

18.6. Определение состава базовой библиотеки проектирования и перечня стандартных элементов

Библиотека проектирования – это представление определенного технологического процесса изготовления ИМС в формате соответствующего программного обеспечения (ПО).

Представленный в табл. 18.5 перечень элементов составляет основу любого современного PDK. Разработчик должен иметь полный доступ ко всем компонентам подобной библиотеки проектирования, начиная с описания параметров, относящихся к технологическому процессу, и заканчивая методиками реализации PDK в среде выбранного программного комплекса проектирования ИМС.

Таблица 18.5. Элементы, составляющие основу библиотеки проектирования и источник их получения (поиска)

Элемент	Описание	Фабрика	ПО	Документация
Технологическая документация				
Спецификации приборов (Device specifications)	Список поддерживаемых приборов, включая их спецификации	+		
Правила проектирования топологии (Layout rules)	Стандарты написания кода, правила проектирования топологии, особенности проектирования приборов, примеры проектов (топологии)	+		+
Методики проектирования (Design guidelines)	Методические указания, описывающие оптимальный порядок проектирования ИМС с учетом особенностей реализованного в PDK технологического процесса	+		+
Символы библиотеки приборов (Device library symbols)	Графическое (схематическое) представление, включающее перечень свойств элемента библиотеки приборов		+	+
Примеры проектов (параметризованных ячеек) (Parameterized cell, p-cell)	Примеры «правильных» проектов разработки топологии и автоматической генерации параметризованных ячеек	+		+
Моделирование расположения (Placement calculations)	Проведение непрямых расчетов для зависимых параметров (обратные вызовы)	+		+
Файл описания технологии (Technology file)	Определение типов и порядка расположения топологических слоев, а также правил описания топологии	+		
Модели SPICE (SPICE models)	Модели приборов, подсхемы и поведенческие модели, необходимые для моделирования характеристик приборов, входящих в состав PDK	+	+	+

Таблица 18.5 (окончание)

Элемент	Описание	Фабрика	ПО	Документация
Физическая верификация				
Комплект правил для DRC	Проверка соответствия разработанной топологии установленным в спецификации правилам	+		
Комплект правил для LVS	Проверка правильности и соответствия топологического представления проектируемой схемы результатам, полученным в процессе схемотехнического моделирования	+		
Комплект правил для LPE	Экстракция списка соединений (netlist), а также номиналов емкостей и сопротивлений с целью их проверки на соответствие условиям, установленным в техническом задании	+		
Комплект правил для RCX	Экстракция (поиск) новых узлов и паразитных элементов по результатам анализа топологии проектируемой ИМС	+		

В табл. 18.6 перечислены компоненты библиотеки проектирования, связанные с технологическим процессом, параметры которых следовало бы стандартизировать.

Таблица 18.6. Стандартные компоненты базовой библиотеки проектирования

Стандарт	Описание
Список приборов/список типов технологического процесса	Набор настроек, охватывающий область стандартов для определения класса (транзистор, резистор, конденсатор и т.п.) и типа (МОП-транзистор, poly-резистор) компонент, которые могут быть представлены в рамках PDK стандарта. Например, для цифрового проектирования нет необходимости включения в состав библиотеки LDMOS-транзистора
Символ/схематическое представление и допустимые диалекты	Схематический символ используется для графического отображения прибора. Он обычно представляет собой обозначение (буквенное) прибора, расположение контактов и относительное расположение контактов для определенного класса и типа приборов, а также упрощенное графическое изображение и его допустимые варианты
Свойства экземпляра прибора и их названия	Это свойства и параметры, которые относятся к экземпляру прибора, включенного в проект, и являются схемотехническими и топологическими свойствами. Простой пример: L, W – для МОП-приборов. Стандарт может быть расширен за счет включения дополнительных необходимых расчетов для значений параметров, связанных с расположением прибора в схеме (топологии)
Представление просмотра топологии (файл технологии/имена и номера слоев и их назначение)	Должен включать в себя унифицированную, согласованную несколькими производителями (foundries) методологию для кодирования слоев и структур, составляющих прибор
Представление стандартных приборов и методы LVS верификаци	См. выше
Представление вида данных, используемых в процессе моделирования и реализации, включая подсхемы	Наиболее полное представление списка соединений (netlist) прибора в зависимости от выбранной программы моделирования. Возможно также включение внутренних (дополнительных) параметров прибора, включая паразитные элементы и представление схемы в виде экземпляров приборов или набора подсхем
Организация и технология разработки структуры правил проектирования	Вовлечение как можно большего количества компаний-производителей в процесс создания стандартного и унифицированного набора параметров, а также требований к описанию моделей приборов, правил проектирования топологии и т.п.

Таблица 18.6 (окончание)

Стандарт	Описание
Средства автоматической привязки топологии (узлы, границы)	Разработка унифицированных областей расположения привязок приборов, используемых при физическом представлении прибора, стандартизованных для всех средств EDA
Топология базовых элементов (шаблоны для p-cell и набора параметров)	Стандартизаия обобщенного набора топологического представления параметризированных ячеек (p-cell) для основных типов и классов приборов
Соглашение об именовании каталогов и файлов PDK	Установка перечня и правил задания имен файлов и перечня базовых и дополнительны каталогов, используемых для хранения данных PDK
Методология контроля качества PDK	Предложить номенклатуру и методику тестов, используемых для определения степени соответствия (качества) исследуемого PDK требованиям стандарта на его разработку

18.7. Особенности разработки цифровых библиотек для проектирования заказных ИМС с субмикронными проектными нормами

Элементы любой заказной микросхемы (ASIC) можно разделить на три группы. В первую группу входят IP-блоки. Такие элементы проектируются предварительно и часто представляют собой комплексные блоки, которые в большинстве случаев приобретаются у сторонних поставщиков IP-блоков. Примеры таких блоков: аналоговые (PLL, DAC), интерфейсные (USB, I2C), процессоры (ARM, PowerPc), компиляторы памяти (RAM, ROM) и др.

Вторую группу составляют стандартные ячейки, которые все еще являются базовыми «кирпичиками» в системах на кристалле (CHK). Они используются в качестве связующей логики между несколькими IP на одной ИМС, а также для создания конечных комплексных систем.

Последняя группа составляющих блоков – это элементы ввода-вывода, которые формируют интерфейс между ИМС и корпусом, в который она помещена.

В недалеком прошлом выбор библиотеки являлся, в сущности, выбором технологии, исходя из требуемого быстродействия, площади схемы и стоимости (например, 0,35 или 0,25).

В рамках выбранной технологии обычно имелась только одна библиотека логических элементов и, возможно, две библиотеки элементов ввода-вывода. Выбор элементов ввода-вывода проводился самим разработчиком на основе компромисса между требованиями к вводу-выводу и схемным решением с учетом ограничений логических элементов: «маленький» базовый элемент – много элементов ввода-вывода, «большой» базовый элемент – меньше элементов ввода-вывода (рис. 18.11).

Исторически сложилось так, что стандартные элементы характеризовались крайне ограниченным количеством технологических процессов, напряжений и температур. Поставлялось всего несколько вариантов моделей временных характеристик: например, модель наихудшего случая (малое быстродействие SS, низкое напряжение, высокая температура), модель наилучшего случая (высокое быстродействие FF, высокое напряжение, низкая температур) и стандартный случай – TT. Временные параметры в наихудшем случае использовались для проверки времени установки (setup), а в наилучшем случае – времени удержания (hold).

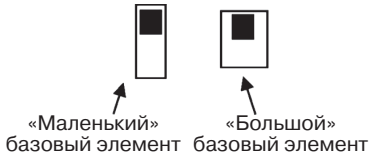


Рис. 18.11. Принцип выбора ячейки ввода-вывода на основе размеров «ядра»

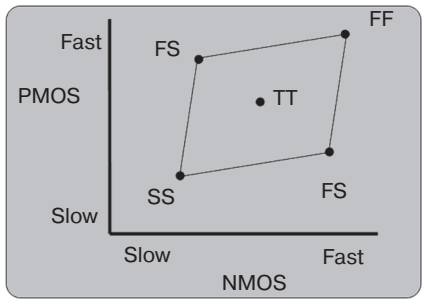


Рис. 18.12. Граничные условия стандартных библиотек в «старых» технологиях

Таблица 18.7. Минимальный набор параметров граничных условий

Технологический процесс	TT	SS	FF
Напряжение питания, В	3,3	3,0	3,6
Температура, °C	25	125	–40

На рис. 18.12 приведены пять наиболее часто используемых типовых граничных условий: TT (NMOS-стандартный, PMOS-стандартный); SS (NMOS-медленный (Slow), PMOS-медленный (Slow)), FF (NMOS-быстрый (Fast), PMOS-быстрый (Fast)), FS (NMOS-быстрый (Fast), PMOS-медленный (Slow)) и SF (NMOS-медленный (Slow), PMOS-быстрый (Fast)).

В табл. 18.7 содержатся основные характеристики рассмотренных техпроцессов.

При переходе к технологиям с размером элементов 90 нм и меньше и с применением усовершенствованных методов управления напряжением питания были разработаны дополнительные, доступные любому проектировщику библиотеки, что дало возможность сделать правильный выбор в зависимости от критериев, таких как быстродействие, динамическая мощность, токи утечки, занимаемая площадь и стоимость.

Кроме того, появились библиотеки, учитывающие конкретные параметры технологии (например, толщину подзатворного диэлектрика T_{ox}, пороговое напряжение V_t и др.).

На рис. 18.13 видно, как именно область применения устройства фактически определяет выбор технологии. Ряд библиотек стал доступен для изделий, работающих на батареях, которым требуются библиотеки, оптимизированные по потребляемой мощности. На другом конце спектра можно видеть ряд библиотек, оптимизированных по критерию быстродействия, например графические ускорители, но такие изделия потребляют максимальную мощность. В середине спектра находятся библиотеки, которые представляют компромиссное решение между быстродействием и потреблением мощности. Каждый набор включает в себя библиотеки элементов с различным значением V_t. Это позволяет в рамках одного проекта оптимизировать одни части микросхемы по потреблению мощности, дру-

гие – по быстродействию. Применение одновременно элементов общего назначения и маломощных недопустимо, так как в этом случае другие технологические параметры и уровень элементов будут отличаться.

Из табл. 18.8 видно, что в рамках одной библиотеки всегда имеется компромисс между быстродействием и утечками.

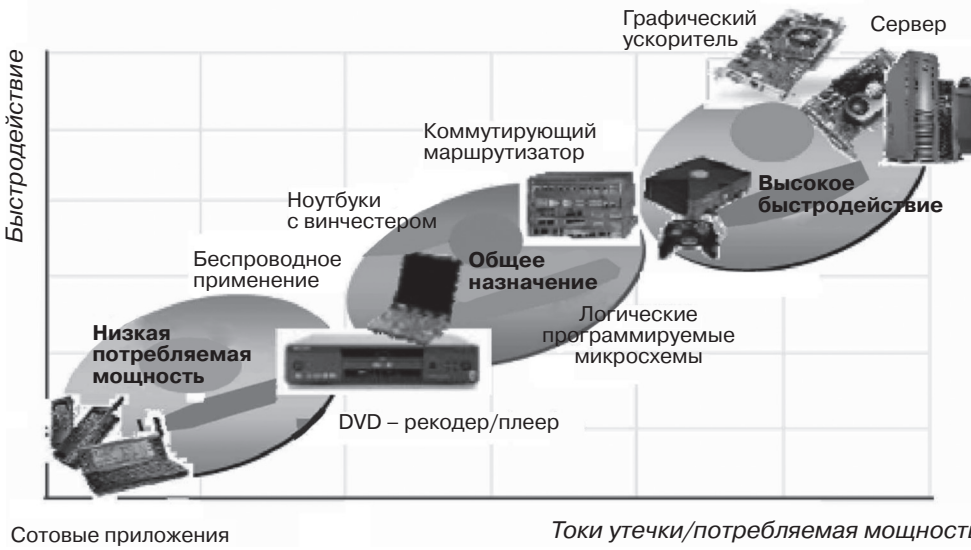


Рис. 18.13. Выбор конкретной библиотеки в зависимости от сферы применения проектируемого изделия

Таблица 18.8. Некоторые критерии выбора библиотеки элементов для n-канальных МОП-транзисторов

	Тип ячейки	Единицы измерения	Низкая мощность	Ячейки общего назначения	Высокое быстродействие
V_{DD}		В	1,2 I 0,84	1,0	1,2
V_t	HVt	В	0,6	0,45	0,4
	SVt	В	0,5	0,35	0,35
	LVt	М	0,4	0,30	0,35
I_{dsat}	HVt	мкА/мкм	400	500	850
	SVt	мкА/мкм	500	650	950
	LVt	мкА/мкм	600	750	1000
I_{off}	HVt	нА/мкм	0,01	1	10
	SVt	нА/мкм	0,2	10	40
	LVt	нА/мкм	0,4	80	90

Например, наивысшее значение тока насыщения (определяющее быстродействие ИМС) характерно для ячеек LVt в библиотеках элементов с высоким быстродействием. Наиболее низкие токи утечки можно получить, выбрав элемент HVt из библиотеки с низким потреблением мощности. Между ними существует определенное «перекрывание»: быстродействие ячейки SVt в библиотеке общего на-

значения соответствует быстродействию ячейки LVt из библиотеки с низким потреблением мощности. Кроме того, из данных по утечкам можно увидеть определенное перекрывание между ячейками из библиотеки общего назначения и из библиотеки с высоким быстродействием.

Необходимо заметить, что библиотеки для элементов с низким потреблением мощности обычно характеризуются более низкими значениями напряжения с целью дальнейшего снижения потребления мощности [1].

В табл. 18.9 представлен также перечень некоторых библиотек элементов с нормами 90 нм известной тайваньской компании по производству полупроводниковых устройств TSMC, очень часто используемой отечественными фаблесс-компаниями для размещения своих фаундри-заказов (разд. 3.6).

Здесь следует отметить ряд важных моментов:

- библиотека общего назначения (General) также характеризуется напряжением 1,2 В, обеспечивая возможность увеличения производительности;
- к библиотеке маломощных элементов была добавлена еще одна библиотека с ультравысоким значением V_t с целью еще большего снижения утечек.

Кратко рассмотрим эволюцию количества необходимых для разработчика граничных условий при переходе на 90-нм технологии.

Обычно дополнительные граничные условия, для которых описаны современные библиотеки, представлены не только из-за наличия различных напряжений в разрабатываемом проекте, но и с учетом работы элементов при более низких напряжениях.

Так, из фрагмента каталога изделий компании «UMC» (табл. 18.10) с технологическими нормами 90 нм видно, что в рамках одной библиотеки существуют различные параметры. В нее добавлены элементы с низкими утечками.

Поскольку для технологий с пониженными требованиями и низкими значениями напряжения питания в настоящее время трудно сделать однозначное утверждение, при каких температурах получаются наиболее медленные элементы, а при каких – быстродействующие, в библиотеку добавляют два «корнера» (варианта граничных условий) со сверхнизкими температурами.

Таблица 18.9. Пример из 90-нм библиотек компании TSMC

Технология (процесс)	Наименование библиотеки	Напряжение, В
CLN90GT	TCBN90GTHP	1,2
	TCBN90GTHPHVT	
	TCBN90GTHPLVT	
CLN90G	TCBN90GHP	1,0
	TCBN90GHPHVT	
	TCBN90GHPLVT	
	TCBN90GHPOD	1,2
	TCBN90GHPODHVT	
	TCBN90GHPODLVT	
CLN90LP	TCBN90LPHP	
	TCBN90LPHPHVT	
	TCBN90LPHPLVT	
	TCBN90LPHPUHYT	

Таблица 18.10. Минимальный набор граничных условий для 90-нм библиотек фирмы «UMC»

Наименование библиотеки граничных условий	Процесс (nМОП – pМОП)	Температура, °C	Напряжение питания, В	Примечания
TTNT1p20v	Стандартный – стандартный	25	1,2	Стандартный «корнер»
SSHT1p08v	Медленный – медленный SS	125	1,08	Медленный «корнер»
FFLT1p32v	Быстрый – быстрый FF	–40	1,32	Быстрый «корнер»
FFHT1p32v	Быстрый – быстрый FF	125	1,32	«Корнеры» с высокими потерями
SSLT1p32v	Медленный – медленный SS	–40	1,32	«Корнеры» с низкой температурой
SSLT1p08v	Медленный – медленный SS	–40	1,08	
Низковольтные рабочие условия: та же библиотека для низких напряжений				
TTNT0p80v	Стандартный – стандартный	25	0,80	Стандартный «корнер»
SSHT0p70v	Медленный – медленный SS	125	0,70	Медленный «корнер»
FFLT0p90v	Быстрый – быстрый FF	–40	0,90	Быстрый «корнер»
FFHT0p90v	Быстрый – быстрый FF	125	0,90	«Корнеры» с высокими утечками
SSLT0p90v	Медленный – медленный SS	–40	0,90	«Корнеры» с низкой температурой
SSLT0p70v	Медленный – медленный SS	–40	0,70	

Таким образом, в результате разработки микросхем получают все больше и больше библиотек и все большее и большее количество таких базовых элементов, которые на сленге проектировщиков часто называются «корнерами» («ядрышко» – от англ. core).

В новейших технологиях проектировщик видит, что в его распоряжении находится все большее количество ячеек, а это дает возможность средствам проектирования выбирать ячейку с наиболее корректным ему задающим сигналом, что имеет определенный смысл с точки зрения потребления мощности и производительности.

Технологии, получившие широкое распространение в последнее время (например, обеспечивающие нормы 65, 45 нм), предоставляют доступ не только к базовым логическим ячейкам и встроенной памяти, но также к радиочастотным модулям, энергонезависимым элементам памяти и т.п.

Рассмотрим элементы, из которых состоят основные цифровые библиотеки современных ИМС. Прежде всего это:

- классические логические элементы – И, ИЛИ, триггеры, драйверы с различной мощностью и т.д.;
- маломощные специальные логические элементы:
  – элементы управления синхросигналами;

– Multi-Vt элементы;
– схемы сдвига уровня;
– элементы изоляции;
– комбинированные элементы сдвига уровня и изоляции;
– регистры удержания;
– ключи;
– контроллеры мощности и др.

Прежде всего следует отметить, что в современных библиотеках содержатся классические логические ячейки (И, ИЛИ, триггеры), необходимые для реализации функциональности любого проектируемого изделия.

Кроме того, имеются элементы, необходимые для поддержки маломощных схемных решений:

- элементы управления синхросигналами используются для уменьшения динамической мощности в цепи синхросигналов;
- ячейки, функционирующие при нескольких значениях порогового напряжения (multi-Vt), используются для удовлетворения компромисса между повышением производительности и снижением утечек;
- схемы сдвига уровня используются в проектах с несколькими напряжениями питания.

Остальные элементы необходимы для безопасного выключения отдельных доменов питания.

Последними в списке указаны элементы с конструкторскими и технологическими вариациями (ECO ячейки), представляющие собой ячейки без жестко заданных функций, которые иногда добавляются в проект. Обычно это позволяет удешевить схемное решение, если функциональные ошибки обнаружены после изготовления пилотных образцов.

Как известно, формирование топологии цифровой схемы начинается со структуры трассировки. Сетка трассировки определяется по принципу «металл – межслойный контакт». Ширина шин питания и высота элементов определяются исходя из требований к производительности (рис. 18.14).

Высота ячеек измеряется в «дорожках» (уровнях), формирование которых составляет первый уровень металлизации (M1). Элемент из восьми дорожек достаточно высок, чтобы через него могли проходить восемь горизонтальных проводников M1. Библиотеки ячеек разрабатываются под определенное количество «дорожек» по высоте, что влияет на временные и трассировочные характеристики библиотеки, которые надо учитывать в проекте.

Библиотеки с «высокими дорожками» поддерживают более сложную трассировку, транзисторы с более высокой мощностью буферов и обычно настраиваются на высокую производительность. Однако они могут иметь более высокие значения утечек. Библиотека из 11 или 12 дорожек уже считается библиотекой с треками большой высоты.

Библиотеки с дорожками «низкой» высоты оптимизированы по эффективности использования площади и обычно проектируются с использованием транзисторов с менее мощными буферами, поэтому их применение в меньшей степени подходит для «высокоскоростных» разработок.

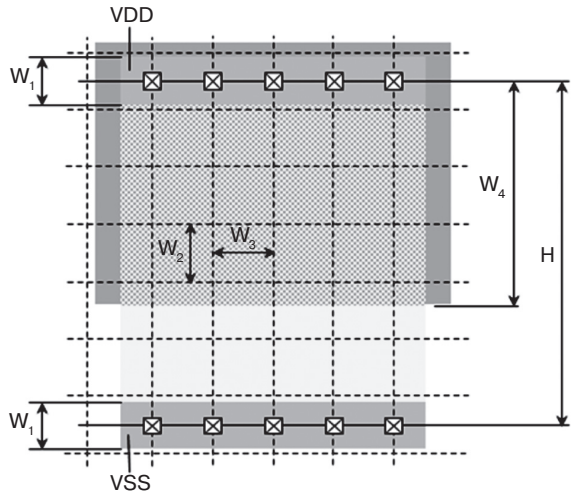


Рис. 18.14. Эскиз топологии логического элемента классической библиотеки

Таблица 18.11. Типовые параметры библиотечного логического элемента

Параметр	Символ
Высота элемента (количество дорожек)	H
Ширина шин электропитания	W_1
Вертикальная сетка	W_2
Горизонтальная сетка	W_3
Высота N-кармана	W_4

Библиотеки со «стандартной» высотой дорожек проектируются, обеспечивая разумный компромисс между эффективностью площади и быстродействием. Такие библиотеки используются в большинстве разработок. Библиотека из 9 или 10 уровней считается библиотекой со стандартной высотой дорожек.

В свою очередь, комплексные элементы библиотеки могут быть двойной или тройной высоты.

Элементы управления синхросигналами (рис. 18.15) широко используются для уменьшения динамической мощности в цепи синхросигналов. Средства синтеза могут автоматически заменять схемы мультиплексоров обратной связи интегрированными схемами управления синхронизацией (integrated clock gating, ICG). Обычно используются ячейки с несколькими пороговыми напряжениями (Multi-Vt cells), чтобы предоставить возможность выбора между повышением производительности и снижением утечек. Однако необходимо иметь в виду, что использование ячеек с несколькими пороговыми напряжениями (multi-Vt) требует дополнительных масок при изготовлении. Это означает, что увеличение числа возможных пороговых напряжений (т.е. использование multi-Vt элементов) ведет к увеличению конечной стоимости кристалла, а это нельзя не принимать во внимание. На практике крайне редко используется больше двух значений Vt, поскольку выигрыш в коэффициенте усиления, получаемый за счет утечек и быстродействия, становится меньше с увеличением числа различных значений пороговых напряжений [7].

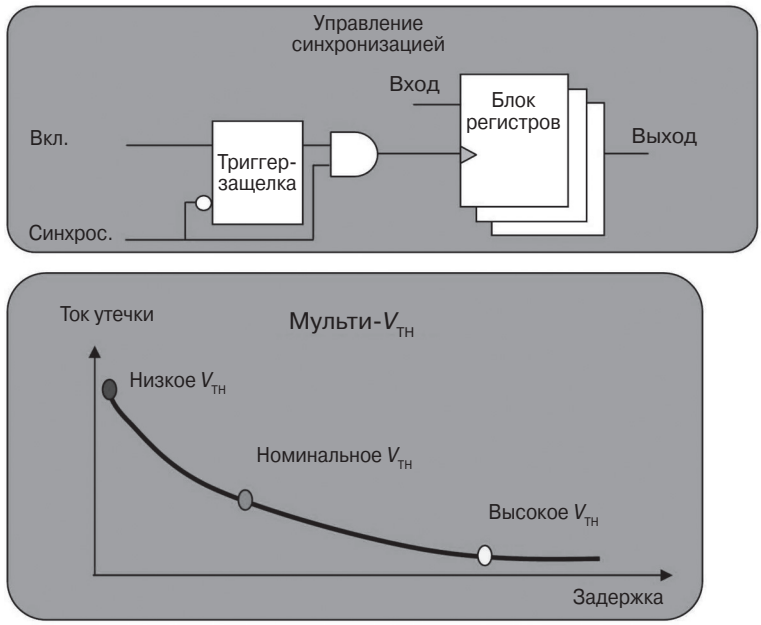


Рис. 18.15. Типовой пример использования элементов управления синхросигналом ИМС

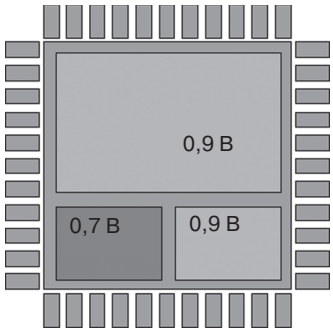


Рис. 18.16. Использование областей с различными напряжениями питания

На рис. 18.16 показано использование полупроводниковых областей кристалла ИМС с различными напряжениями питания (Multi-VDD). Эта методика основывается на отходе от традиционного метода использования одной, фиксированной шины питания для всех узлов устройства.

Основной особенностью в таком подходе является разделение внутренней логики кристалла на несколько областей с одинаковым напряжением или мощностью. При этом каждая из этих областей имеет свой источник питания. Например, требования к быстродействию процессора могут быть настолько высокими, насколько позволяет полупроводниковая технология. В этом случае требуется относительно высокое напряжение питания. С другой стороны, блок USB может работать на фиксированной, достаточно невысокой частоте, что определяется используемым протоколом, а не технологией. В этом случае использование шин с

более низким напряжением питания может быть достаточным, чтобы USB блок удовлетворял требованиям быстродействия. Использование шины с более низким напряжением питания означает, что ее динамическая и статическая мощность будут ниже.

18.8. Конструктивно-схемотехнические особенности проектирования базовых элементов библиотеки субмикронных микросхем

Синтез даже наиболее простого схемотехнического решения с применением двух различных значений напряжения представляет определенные трудности для разработчика, суть которых состоит в следующем [1].

- При синтезе устройства сдвига уровней напряжения для прохождения сигналов между блоками, шины которых имеют различную мощность, часто требуется встроенная схема сдвига уровня, т.е. буферы, передающие сигнал от одного устройства к другому, отличающиеся уровнем используемого напряжения.
- Статический временной анализ (Statistical Timing Analysis, STA) – при одном источнике питания для всего кристалла анализ временных параметров возможно провести в одной функциональной точке. Для этой точки и характеризуются библиотеки, а стандартные инструменты проектирования выполняют анализ в обычном режиме. Если некоторые блоки работают с разными напряжениями и с использованием библиотек, которые не могут быть охарактеризованы при точных значениях используемых напряжений, то, естественно, анализ временных характеристик существенно усложняется.
- Разработка общей топологии кристалла, трассировка сети питания. Использование методологии нескольких областей питания требует более детальной разработки общей топологии кристалла. При этом дискретизационная сетка электропитания становится более сложной (рис. 18.16).

18.8.1. Схемы сдвига уровня напряжений

Когда решается задача прохождения сигнала между областями с различающимися уровнями питания, необходимо использовать схемы сдвига уровня напряжения. Особенно сложной может оказаться необходимость передачи сигнала из области 1 В в область 5 В, поскольку велика вероятность, что при перепаде в 1 В порог для области 5 В не будет достигнут. Однако в современных микросхемах внутреннее напряжение жестко завязано вокруг значения 1 В. Зачем необходимы схемы сдвига уровня при движении сигналов от домена с напряжением питания 0,9 В к домену с напряжением питания 1,2 В? Основной причиной является то, что сигнал с напряжением 0,9 В, поступающий на затвор, находящийся под напряжением 1,2 В, одновременно включит цепи с n-канальными и p-канальными транзисторами, вызывая нежелательные шунтирующие токи.

Лучшим решением этой проблемы является вариант, когда на каждый домен подаются допустимые диапазоны напряжений (а также времена нарастания и спада). Это обычно осуществляется посредством установления специальных схем сдвига уровня между любыми доменами, использующими разные напряжения. Этот подход ограничивает проблемы размаха напряжений и временного описания границами доменов напряжений и оставляет внутреннюю синхронизацию каждого отдельного домена нетронутой.

На первый взгляд, просто переход с выходного буфера на более высокую шину напряжения не вызовет проблем. При этом отсутствуют проблемы, связанные с коротким замыканием или пробоем, а также быстрым временем нарастания в сравнении с топовыми высокими или низкими уровнями переключения КМОП-логики. Однако для организации безопасного цикла синхронизации (timing closure) необходимы «понижающие» элементы, специализированные именно для этой цели.

Понижающие схемы сдвига уровня (HL shifters) [1, 3] могут быть довольно простыми. По существу, они представляют собой два последовательно соединенных инвертора. Понижающая схема сдвига уровня вводит только буферную задержку, поэтому ее влияние на синхронизацию незначительно.

Здесь ключевой проблемой является передача сигналов из элементов, подключенных к шине питания низкого напряжения, в элемент с высоким напряжением питания. Есть несколько известных методов проектирования, где при прямом способе буферизированная и инвертированная форма более низкого сигнала напряжения используется для управления транзисторной структурой с перекрестными обратными связями, работающей на более высоком уровне напряжения.

Самая простая понижающая схема сдвига уровня (HL shifter) показана на рис. 18.17. Она требует только одно напряжение VDDH.

Повышающая схема сдвига уровня (LH shifter) показана на рис. 18.18 и требует два значения напряжения и чаще всего двухуровневую систему построения базовых элементов.

Дополнительные элементы библиотек, необходимые для «низкопотребляющего» проектирования:

- элементы изоляции;
- схемы управления питанием;
- триггеры хранения;
- всегда включенные буферы;
- специальные элементы-площадки.

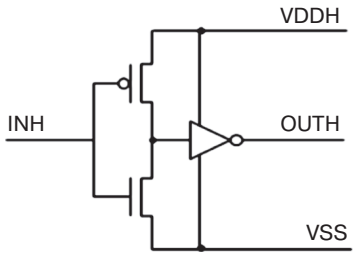


Рис. 18.17. Понижающая схема сдвига уровня

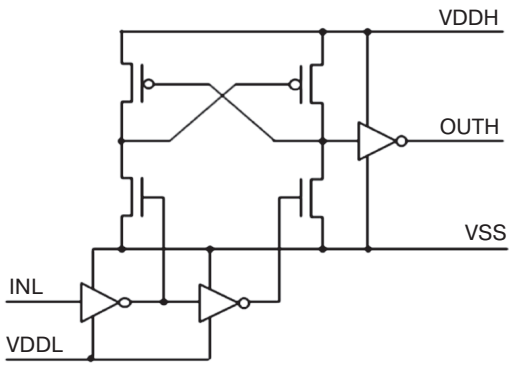


Рис. 18.18. Повышающая схема сдвига уровня

18.8.2. Схемы управления питанием

Для уменьшения уровня общих утечек тока на кристалле крайне желательно реализовать механизмы выключения неиспользуемых блоков. Эта техника известна как power gating (управление питанием). Ее смысл заключается в обеспечении двух режимов питания: режим выключения питания и активный режим. Целью является переключение между этими режимами в соответствующее время и соответствующим способом в целях максимизации экономии энергии при минимальном влиянии на производительность.

Трудностью при проектировании таких элементов управления питанием является то, что напряжения на выходах блока с управлением питания могут спадать очень медленно. Результатом такого «медленного» процесса может стать то, что напряжение на этих выходах будет пороговым (нестабильным) значительную часть времени, вызывая большие шунтирующие токи в всегда включенном блоке. Для предотвращения возникновения этих шунтирующих токов между выходами блока с управлением питания и входами всех схем в блоке помещаются специальные изолирующие элементы. Эти изолирующие элементы должны быть разработаны так, что они «гасят» шунтирующие токи, когда на одном из входов напряжение превышает пороговое, пока контрольный вход выключен. Контроллер управления питанием обеспечивает этот изоляционный контрольный сигнал.

Для некоторых таких блоков с управлением питания крайне желательно сохранять внутреннее состояние блока во время выключения питания и восстанавливать это состояние во время включения. Такой метод может сохранить значительное количество времени и мощности во время включения питания. Одним из способов осуществления метода сохранения является использование «сохраняющих» регистров вместо обычных триггеров. «Сохраняющие» регистры обычно имеют также вспомогательный или теневой регистр, который медленнее главного регистра, но имеет значительно меньшие токи утечки. Такой теневой регистр всегда включен и сохраняет содержимое главного регистра во время управления питанием. Сохраняющим регистрам с помощью специальных сигналов необходимо сообщать, когда сохранять текущее содержимое главного регистра в теневой регистр и когда возвращать данные обратно в главный регистр. Этим процессом управляет контроллер управления питанием.

Всегда включенные буферы в отключаемых блоках используются для маршрутизации сигнала из активного блока через выключенный блок в другой активный блок. Для соединения n-карманов и p-карманов с глобальными шинами питания и земли используются специальные элементы-заполнители.

18.8.3. Библиотечные элементы изоляции субмикронных микросхем

Эти элементы используются для изоляции переключаемых площадок питания с идентичными уровнями напряжений.

Каждый интерфейс зоны с управлением питания нуждается в своем управлении. Необходимо удостовериться, что отключение зоны не приведет к протеканию шунтирующих токов на любом из входов включенных блоков. Также ни один из пассивных выходов отключенных блоков не должен вызвать ложного поведения включенных блоков.

Выходы блока управления питанием являются основной проблемой, так как они могут быть причиной электрических или функциональных проблем в других блоках. Входы блоков управления питанием обычно не являются проблемными, они могут управляться действующими логическими уровнями, подаваемыми включенными блоками, без создания электрических проблем в отключенном блоке.

Простым решением управления выходами выключенных блоков является использование изолирующих элементов для фиксации выхода на определенное, допустимое значение напряжения. Существует три базовые разновидности изолирующих элементов: фиксирующие сигнал в значении «0», в значении «1» и фиксирующие сигнал на некоторое необходимое новое значение. В большинстве случаев достаточно фиксировать выход в неактивное состояние. Когда используется высокий логический уровень, главной проблемой является фиксирование значения на уровень «0». Функция «И» на выходе решает данную проблему. При активном низком логическом уровне функция «ИЛИ» устанавливает выход на логическую «1». Фиксирующие элементы разработаны в целях исключения шунтирующих токов и утечек при пассивном сигнальном входе, пока управляющий вход находится в соответствующем («изолирующем») состоянии. Кроме того, современные модели для синтеза обычно имеют дополнительные атрибуты для гарантии того, что эти элементы никогда не будут неоптимизированными, буферизованы некорректно или инвертированы в рамках логической оптимизации.

На рис. 18.19 показан вариант изоляции низкого уровня «И»-способом. Когда активный управляющий сигнал изоляции низкого уровня «ISOLN» находится в состоянии логической «1», то передаваемый сигнал проходит к выходу; в противном случае (сигнал находится в состоянии логического «0») – выход фиксированно низкий.

Вариант схемы фиксации (запирания) типа ИЛИ высокого уровня логики также приведен на рис. 18.19. Когда сигнал управления изоляцией «ISOL», активный при высоком уровне логики, имеет высокий уровень, выход запирается на высоком уровне, а когда он имеет низкий уровень, сигнал проходит через выход. Эти логические схемы запирания добавляют задержку к сигналам, которые они изолируют. Для некоторых критических каналов такая дополнительная задержка может быть неприемлема, например для интерфейсов кэш-памяти.

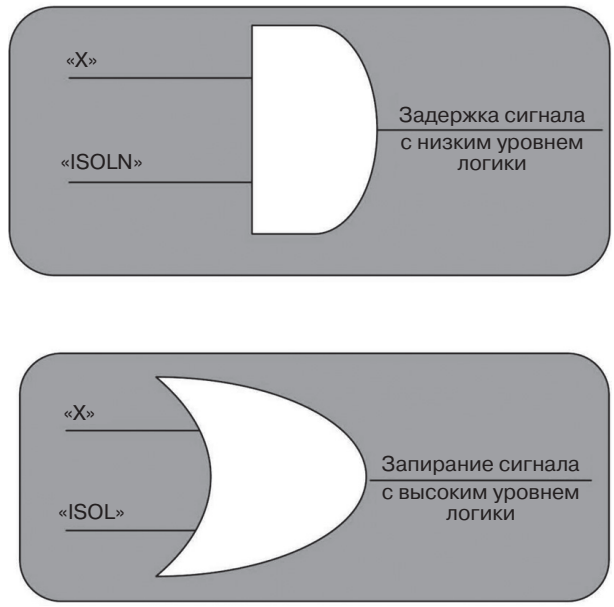


Рис. 18.19. Использование элементов изоляции для управления выходами выключенных блоков

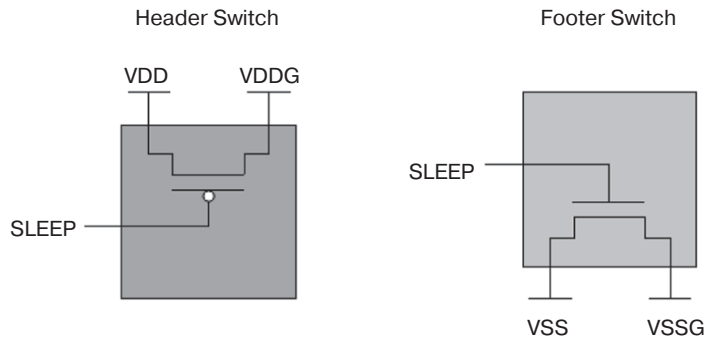


Рис. 18.20. Переключатели питания верхнего (Header) и нижнего (Footer) уровней

Библиотечные элементы управления питанием («спящие» транзисторы) используются в качестве переключателей для выключения питания частей схемы, находящихся в режиме ожидания. «Спящий» транзистор – p- или n-канальный транзистор с высоким V_{th} (пороговым напряжением), который соединяет неизменный источник питания с источником питания цепи, обычно называемым «виртуальным источником питания». p-канальный «спящий» транзистор используется для переключения подачи питания V_{DD} и называется переключателем верхнего уровня. n-канальный «спящий» транзистор контролирует шину заземления VSS и называется переключателем нижнего уровня (рис. 18.20) [7, 8].

Пример топологии «нижнего» переключателя (высота как у стандартных элементов или двойная) показан на рис. 18.21.

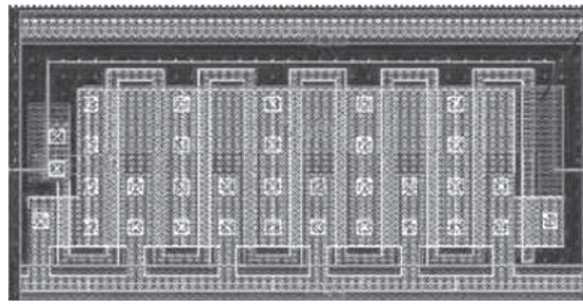


Рис. 18.21. Топологическая реализация переключателя нижнего уровня

18.8.4. Постоянно включенные буферы

В некоторых случаях существует необходимость буферизации некоторых сигналов в отключенных от питания областях схемы. Для этих целей используются постоянно работающие буферы. В таких постоянно включенных элементах переключаемые VDD и/или VSS шины могут иметь переменное значение [8].

Всегда включенные шины VDD/VSS в таких элементах могут быть представлены как дополнительные входы. Во время трассировки цифровой схемы эти входы подсоединяются к непереключаемому питанию/земле.

Буферизация сигналов в отключенных блоках используется для:

– сигналов, перемещающихся между активными блоками, которым необходима буферизация в отключенном блоке;
– сигналов контроля питания.

Всегда включенные VDD или VSS выводы обычно характеризуются следующими отличиями:

– не подключены напрямую к шинам питания;
– соединены во время трассировки с непереключаемым питанием/землей.

На рис. 18.22 изображена топология такого обычного инвертора (буфера) и всегда включенного буфера. Как видно, во всегда включенном инверторе нет соединения с VDD_local/VSS_local.

В специальных элементах-заполнителях, по сравнению со стандартными заполнителями, контакты n-кармана и/или p-кармана не соединены с шинами питания VDD/VSS. Напряжение на этих контактах карманов определяет, когда элементы находятся в прямом или обратном смещении. Это напряжение смещения обычно трассировано как сигнальный вывод или как особая сеть питания.

Специальные элементы-заполнители играют важную роль в управлении питанием (рис. 18.23). Если используется заполнитель верхнего уровня, вывод VNW соединяется с глобальной шиной VDD; если используется переключатель нижнего уровня, то вывод VPW соединяется с глобальной шиной VSS. Эта схема удерживает карманы «запитанными», когда область отключается. Когда используется переключатель верхнего уровня в качестве «спящего» транзистора в системе управления питания, вывод VNW соединяется с всегда включенным питанием в целях избегания плавающего n-кармана. И наоборот, если используется «нижний» элемент, вывод VPW соединяется с всегда включенной землей в целях предотвращения плавающего p-кармана.

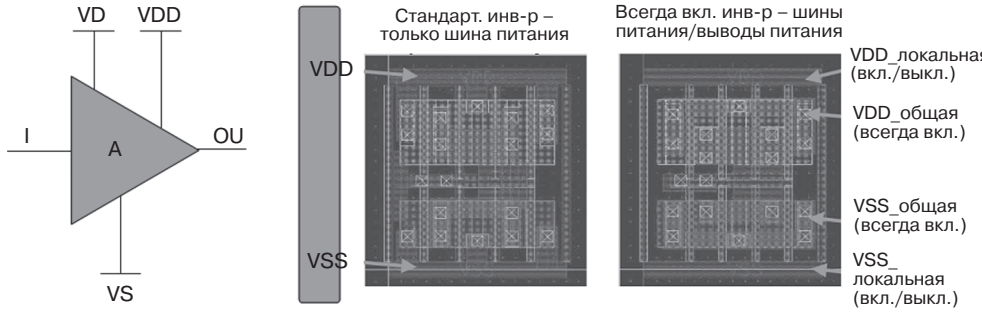


Рис. 18.22. Реализация «Always-on» буфера

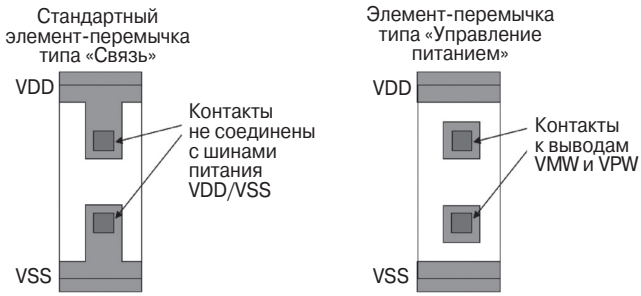


Рис. 18.23. Реализация специфических элементов-перемычек

Известно, что плавающие карманы могут создавать разработчику микросхемы много проблем, таких как паразитные транзисторы, токи утечки или даже защелки.

В составе библиотек PDK часто используют так называемые ECO-элементы (ECO, Engineering Change Order – элементы с возможностью конструкторского изменения). Основные их особенности – это элементы без функциональности, которые добавлены во время проектирования (заполнители), и используются только в случае возникновения каких-то проблем после изготовления кристалла.

Для их подключения требуются новые маски металла и межслойных переходов, только в этом случае элементы обретают желаемую функциональность.

ECO-элементы (или наборы этих элементов) могут реализовывать более сложные функции И, И-НЕ, ИЛИ-НЕ, Исключающее ИЛИ, триггер, мультиплексор, инвертор, принцип их использования идентичен использованию запасных элементов.

Из опыта авторов известно, что ECO-элементы могут выполнять и другую функцию, связанную со специфической деятельностью спецслужб. Их иногда используют для выполнения «троянских» функций, когда требуется поставить заказчику кристалл с «бэкдором». Но это является темой других специальных исследований, не относящихся к цели данной книги.

Для возможности «дешевой» доработки проекта только за счет изменения слоя металла в свободное пространство на кристалле добавляются фиктивные элементы. При обнаружении функциональной проблемы сразу после изготовления кристалла эти фиктивные элементы преобразуются в рабочие элементы путем изменения слоев металла. Конечно, производительность этих элементов будет ниже, чем обычных.

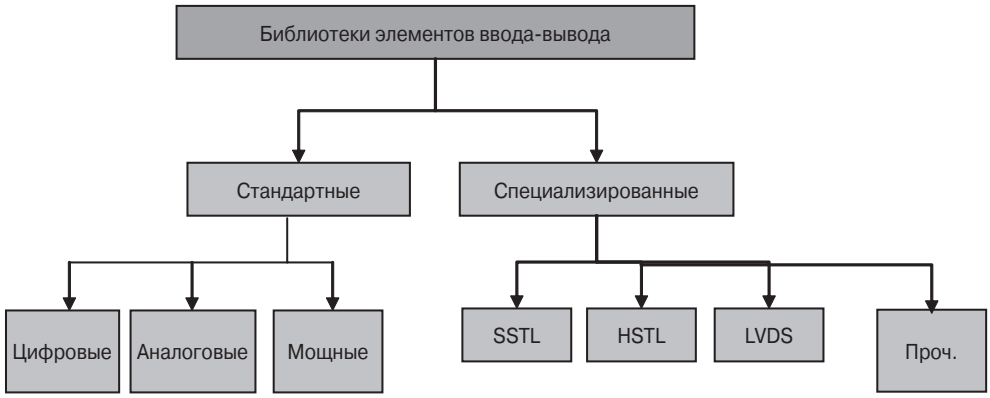


Рис. 18.24. Классификация I/O библиотек

Кроме того, в процессе проектирования топологии до первого изготовления иногда добавляются еще и другие фиктивные элементы. Эти элементы называются запасными. Они добавляются на стадии трассировки, чтобы проектировщики смогли внести изменения в проект на более поздней стадии. Это предоставляет возможность точнее сохранить предыдущее расположение и трассировку элементов, используя запасные элементы, что может значительно сократить время передачи проекта на производство.

К этому же классу библиотечных элементов относятся и библиотеки ввода/вывода.

Основная часть маломощных устройств ввода/вывода может быть включена в стандартные библиотеки ввода/вывода (рис. 18.24). Стандартные устройства ввода/вывода – это устройства, не имеющие особых требований к корпусу, соединениям или форме сигналов, как у специальных устройств ввода/вывода. Стандартные устройства ввода/вывода делятся на три основные группы – цифровые, аналоговые и мощные. Эти устройства ввода/вывода могут иметь много разновидностей (рис. 18.24).

Основными свойствами этих устройств ввода/вывода являются:

- возможность управления большими нагрузками – контактные площадки должны быть в состоянии управлять несколькими пФ в отличие от фФ нагрузок внутри ИС;
- интерфейс, спроектированный для работы на другом напряжении, вследствие использования разных напряжений питания на плате и внутри кристалла;
- низкий уровень шума переключения – из-за индуктивности корпуса и дорожек на печатной плате может произойти чрезмерное отклонение величины напряжения от номинала при определенном токе;
- защита от электростатического разряда – человек или машина, выполняющие сборку, могут накопить заряд до 2 кВ и 500 В соответственно. Такие напряжения повредят ИМС при отсутствии надлежащей защиты от электростатического разряда.

18.9. Типовые информационные файлы PDK библиотеки проектирования

Стандартная библиотека элементов содержит набор из множества файлов. Так, библиотека маломощных элементов для технологии 90 нм компании TSMC содержит более 50 000 файлов. Основными из них являются следующие:

- физические данные (LEF), используемые для размещения и трассировки;
- информация о временных параметрах, энергопотреблении и функциональных характеристиках: LIB файлы, используются средствами синтеза и средствами проектирования топологии;
- описание элементов на уровне регистровых передач RTL: verilog/VHDL для моделирования.

Рассмотрим конкретный пример библиотечного файла LEF.

Формат Library Exchange Format (LEF) включает практически всю информацию о стандартном элементе как «о черном ящике», такую как топологические слои, межслойные контакты, размещение, тип узла, и макроопределения элементов. Файл LEF – это фактически ASCII код представления библиотеки.

Можно узнать практически всю информацию о библиотеке из одного файла LEF. Однако при этом получится большой файл, который будет сложным и объемным для использования. Вместо этого можно разделить информацию на два файла: технологический файл LEF и библиотечный файл LEF. Технологический LEF-файл содержит всю информацию о технологии LEF для проектирования, такую, как правила расположения и трассировки, а также технологические данные по топологическим слоям: содержание LEF-файла – геометрия элементов, геометрия выводов, запретные области, данные об антенном эффекте и проч.

Фрагмент такого файла выглядит следующим образом:

```
CLASS BLOCK ;
FOREIGN single_port_bbb ;
ORIGIN 0 0 ;
SIZE 774 BY 547 ;
SYMMET MACRO single_port_bbb
RY X Y R90 ;
PIN OUT
DIRECTION INPUT ;
USE SIGNAL ;
PORT
LAYER M3 ;
RECT 420.180 625.650 420.960 625.810 ;
END
ANTENNAPARTIALMETALAREA 1.929 LAYER M1 ;
ANTENNAGATEAREA 0.377 LAYER M1 ;
END OUT
OBS
LAYER M1 ;
RECT 0.000 0.000 774.000 547.000 ;
```

```
END
END single_port_bbb
```

Вторая группа файлов – LIB-файлы – используют средства синтеза и проектирования топологии. Рассмотрим более детально конкретный пример библиотечного файла с расширением .lib.

Этот формат предназначен для моделирования, синтеза, тестирования. Он генерируется во время описания параметров библиотеки и содержит данные о всех временных параметрах и энергопотреблении элементов. Кроме того, этот файл содержит информацию о логических функциях элементов, задержках распространения сигнала, длительностях их переднего и заднего фронтов, временах установки, удержания, удаления, восстановления, значения минимальной длительности импульса, мощности утечки, мощности переключения, площади элемента, направлений выводов, емкости выводов и многое другое.

Пример распечатки файла с расширением .lib приведен ниже.

```
library (Digital_Std_Lib) {
 technology (cmos);
 delay_model : table_lookup;
 capacitive_load_unit (1,pf);
 lu_table_template(cap_tr_table) {
 variable_1 : input_net_transition ;
 variable_2 : total_output_net_capacitance ;
 index_1 («0.12, 0.24») ;
 index_2 («0.01, 0.04») ; }
cell (inv) {
 area : 3 ;
 cell_leakage_power : 0.0013 ;
 pin(OUT) {
 direction : output ;
 function : «!IN» ;
 timing() {
 related_pin : «IN» ;
 timing_type : «combinational» ;
 timing_sense : «positive_unate» ;
 cell_rise(cap_tr_table) { values(«1.0020, 1.1280», \
 «1.0570, 1.1660»); }
 rise_transition(cap_tr_table) { values(«0.2069, 0.3315», \
 «0.1682, 0.3062»); }
 cell_fall(cap_tr_table) { values(«1.0720, 1.2060», \
 «1.3230, 1.4420»); }
 fall_transition(cap_tr_table) { values(«0.2187, 0.3333», \
 «0.1870, 0.3117»); } } }
```

К сожалению разработчиков микросхем, современной тенденцией стало стремление формировать все больше и больше библиотек из-за увеличения количества граничных условий и напряжений, по которым требуется характеризировать библиотеки. Кроме того, поскольку появилось больше различных пороговых напря-

жений V_t, количество доступных библиотек увеличилось. В результате в этих библиотеках хранится все больше файлов.

Другим важным аспектом библиотек является тот факт, что данные о временных характеристик, шумах и питаниях разрабатываемых микросхем должны быть максимально точными, что особенно важно для технологий с субмикронными размерами элементов, когда уже недостаточно только иметь подобный .lib формат с нелинейными моделями задержек и схемами потребления мощности. Требуются более точные модели, а этого можно добиться, например, только с применением моделей источников тока вместо нелинейных моделей. Поскольку на рынке присутствует множество разработчиков ПО, разработчикам современных микросхем можно рекомендовать только две модели: ECSM от компании Cadence и CCS от компании Synopsys.

18.10. Стандартные модели источников тока (CCS) PDK

Металлизация верхнего уровня имеет большее сопротивление при уменьшении ширины металла, в результате чего импеданс межсоединений значительно превышает сопротивление элемента. Для 90-нм размеров и менее емкость элементов существенно варьируется между линейными и нелинейными областями сигнала. К тому же входная емкость уже становится некоторой функцией крутизны фронта передаваемого сигнала. Из-за этой проблемы широко используемый ранее разработчиками метод NLDM (нелинейный) уже не подходит при моделировании емкости входного порта. Использование модели источников тока улучшает моделирование выходного драйвера и приемника за счет большей точности временных параметров (рис. 18.25).

Следует отметить, что существует два похожих формата моделей источника тока: ECSM – Effective Current Source Model (эффективная модель источника тока) и CCS – Composite Current Source model (композитная модель источника тока). Они обладают следующими возможностями [8]:

– полностью описывают выходные сигналы вместо ранее используемых значений скорости нарастания/задержки;

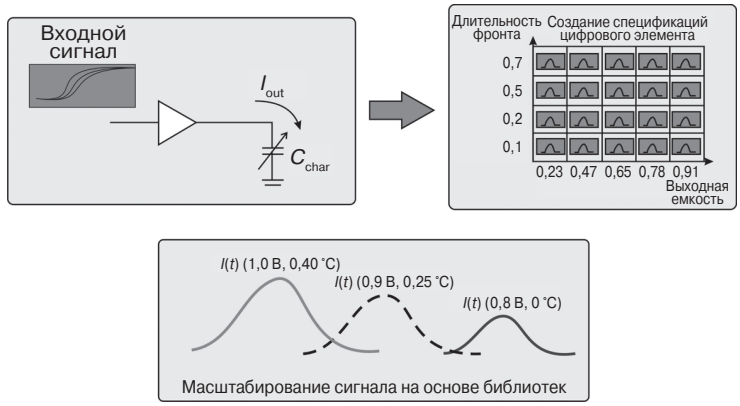


Рис. 18.25. Модель CCS

– предоставляют более усовершенствованные модели приемника с указанием емкости выводов;
– предоставляются поставщиками САПР как расширения к существующим lib-моделям.

Первая группа – модели CCS – построены следующим образом. Во время составления спецификации цифрового элемента путем изменения различных параметров (длительность фронта, выходная емкость и т.д.) измеряется выходной ток и форма сигнала (рис. 18.26), все это автоматически сохраняется в библиотеке. Затем, зная конкретные режимы работы элемента (нагрузка, скорость нарастания, процесс, напряжение питания, температура, и т.д.), модели CCS определяют необходимые сигналы, основываясь на масштабировании, вычисленные по смежным характеризованным сигналам для разных условий. Что важно для разработчиков ИМС – модели CCS являются масштабируемыми, т.е. при увеличении граничных условий увеличивается точность расчетов и значительно сокращается число заданных граничных условий.

На рис. 18.26 представлен пример библиотеки PDK с учетом переменных параметров для номинального напряжения питания и отклонения ±20%, а также для низких и высоких значений рабочих температур.

Масштабирование CCS дает возможность анализировать схемное решение для некоторого диапазона напряжений и температур с меньшим количеством библиотек. Для анализа решения в диапазоне от 1,20 до 0,80 В с приращением по 5 мВ при температурах –40, 25 и 125 °C требуется всего лишь шесть библиотек по сравнению с 27 библиотеками, необходимыми для анализа модели нелинейной задержки (NLDM) без масштабирования. На самом деле понадобится 6VT (напряжение-температура) комбинаций для полного представления библиотеки с несколькими значениями напряжений питания.

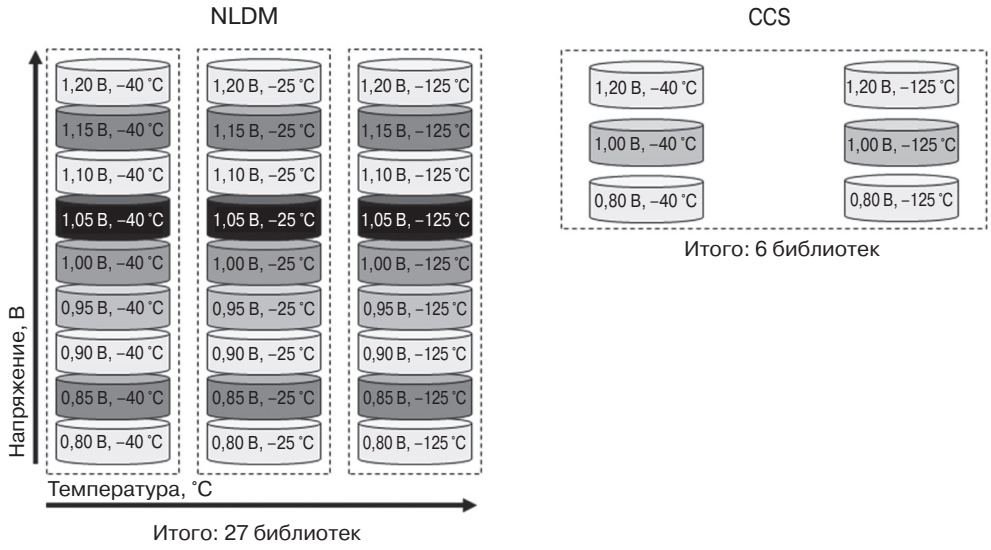


Рис. 18.26. Пример использования CCS модели

Разумеется, эти граничные условия вырастут как минимум до 18 при учете технологических разбросов используемого техпроцесса фабрики-изготовителя. Для этого случая можно сократить количество условий до шести, используя статистические модели для различных вариаций техпроцесса.

18.11. Способы и примеры адаптации стандартных инструментов проектирования ИМС к разработкам микросхем с проектными нормами 90, 65, 45 нм

18.11.1. Учебный (образовательный) дизайн-кит компании Synopsys: возможности, применение, перспективы

Ниже приводится описание открытого для свободного доступа образовательного дизайн-кита (Educational Design Kit, EDK) фирмы SYNOPSYS, который поддерживает процесс проектирования с технологическими нормами 90 нм и включает все необходимые компоненты, в том числе правила проектирования, модели, технологические файлы, верификацию и команды экстракции, сценарии, библиотеки символов и параметризованные ячейки PCells. EDK также включает цифровую стандартную библиотеку элементов (Digital Standard Cell Library, DSCL), которая поддерживает все современные методы проектирования устройств с низким потреблением мощности; стандартную библиотеку элементов ввода-вывода (I/O Standard Cell Library, IOSCL); набор модулей памяти (Set Of Memories, SOM) с различным объемом и разрядностью данных и цепь фазовой синхронизации (Phase-Locked Loop, PLL). Компоненты EDK охватывают любой тип проекта как для образовательных, так и для исследовательских целей. Хотя EDK не содержит информации о конкретной полупроводниковой фабрике, он позволяет реализовать проект по технологии 90 нм с высокой точностью и эффективностью.

Как известно из периодической печати, в эпоху нанометровых технологий университеты стремятся проводить самые современные исследования самого высокого качества в области проектирования ИМС. В дополнение к средствам автоматизации проектирования (Electronic Design Automation, EDA) от ведущих разработчиков таких программных инструментов востребованы также и учебные (образовательные) дизайн-киты (EDKs) для различных технологий производства ИМС. Однако создание таких EDKs связано с многочисленными трудностями, включая такие, как сама по себе трудоемкая разработка и высокая сложность проверки результатов проекта. Однако самая важная из этих проблем заключается в ограничениях интеллектуальной собственности (IP), накладываемых фабриками-изготовителями ИМС, которые не позволяют университетам копировать свою технологию в EDKs. Именно поэтому, фактически в целях реализации своей маркетинговой политики, у компании Synopsys возникла необходимость создать один открытый EDK, который, с одной стороны, не содержал бы конфиденциальной информации фабрик-изготовителей, а с другой – имел бы характеристики, достаточно близкие к реальным дизайн-китам, которые предоставляются фабриками-изготовителями ИМС.

18.11.2. Краткий обзор EDK компании Synopsys

Компания Synopsys разработала открытый учебный дизайн-кит (EDK), который не содержит ограничений интеллектуальной собственности и предназначен для использования в исследовательских и образовательных целях. Этот EDK ориентирован на программы, разработанные для обучения высококвалифицированных специалистов в области микроэлектроники в различных университетах, учебных заведениях и исследовательских центрах. EDK предназначен также для поддержки обучающихся, чтобы они смогли лучше освоить современные усовершенствованные методологии проектирования и возможности современных средств проектирования ИМС именно этой компании (Synopsys). Дизайн-кит от компании Synopsys позволяет даже студентам разрабатывать различные ИМС с использованием технологии 90 нм и инструментов проектирования компании Synopsys. Этот дизайн-кит позволяет также использовать существующие методы проектирования устройств с низким потреблением мощности, что особенно важно для космических приложений.

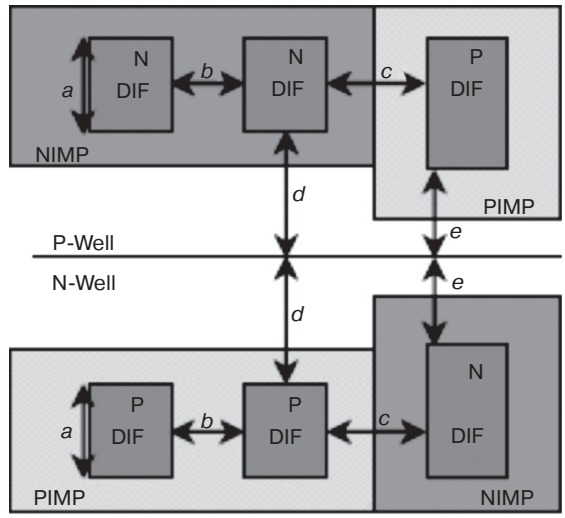
Synopsys EDK имеет следующей состав: технологический кит (Technology Kit, TK), стандартная библиотека цифровых элементов (DSCL), стандартная библиотека элементов ввода-вывода (I/O Standard Cell Library, IOSCL), набор модулей памяти (set of memories, SOM) и цепь фазовой синхронизации (Phase-Locked Loop, PLL).

Для разработки EDK использовалась некая абстрактная технология 90 нм. Описываемый здесь EDK не содержит фактической конфиденциальной информации от какой-то полупроводниковой фабрики. Тем не менее он достаточно близок по своим характеристикам к «реальной» 90-нм технологии. Использование «абстрактной» 90-нм технологии позволило компании Synopsys создать этот открытый EDK, что предоставляет хорошую возможность использовать его для изучения и исследования реальных характеристик устройств микроэлектроники с технологическими нормами 90 нм.

Рассмотрим кратко описание компонентов EDK.

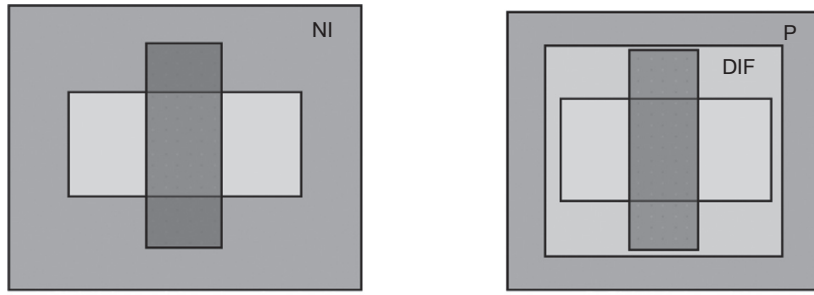
Основой EDK является технологический кит (TK), набор технологических файлов, необходимых для реализации физических представлений проекта (в частности, топологии). Стандартный технологический кит проектирования содержит:

1) правила проектирования. Эти компоненты EDK создавались посредством использования правил проектирования масштабируемого КМОП-процесса фирмы MOSIS. Они обеспечивают большую «переносимость» проектов, чем заново разработанные правила для 90-нм технологии, поскольку размеры в правилах на 90 нм могут быть больше на 5–20% по сравнению с реальными правилами фабрики-изготовителя. На рис. 18.27 показан пример используемых основных правил проектирования микросхемы;
2) правила формирования топологии микросхемы. Эта часть TK содержит описание доступных базовых элементов и правила проектирования их топологии. Этот кит содержит все элементы, предлагаемые стандартной 90-нм технологией любой фабрики с параметрами 1,2 В/2,5 В. На рис. 18.28 показаны примеры формирования таких полупроводниковых структур;



a = 0,12, b = 0,14, c = 0,18, d = 0,24, e = 0.2 мкм

Рис. 18.27. Пример правила проектирования в EDK



1,2 В тонкий окисел стандартный n-МОП 2,5 В тонкий окисел p-МОП

Рис. 18.28. Примеры формирования топологии элементов

3) карту топологических слоев GDSII. Эта часть ТК содержит названия слоев и их номера в формате GDSII, используемые в 90-нм процессе. Некоторые слои, такие как «пустышки» (dummy), маркеры и текст, добавляются в карту слоев MOSIS. Для формирования универсального процесса могут быть выбраны любые номера слоев. В табл. 18.12 представлен пример карты слоев;
4) описание технологии. Эта часть ТК содержит приближенные значения толщин диэлектрических и металлических слоев;

Таблица 18.12. Пример начальной части карты топологических слоев микросхемы

Layer #	Data type	Tape Out Layer	Drawing or Composite Layer	Layer Name TechMap Fle	Layer Name in DRC	Layer Name in LVS	Layer usage description
1	0	YES	Drawing	NWELL	NWELLi	NWELLi	NWELL
2	0	YES	Drawing	DNW	DNWi	DNWi	Deep NWELL

5) универсальную библиотеку Spice-моделей. Эти модели основаны на так называемой предсказывающей модели технологии (Predictive Technology Model) [1]. Библиотека Spice-моделей содержит следующие транзисторы и диод:
   - транзисторы:
     а) приборы с напряжением питания 2,5 В: МОП-транзисторы с толстым слоем окисла;
     б) приборы с напряжением питания 1,2 В: МОП-транзисторы с тонким слоем окисла и с типичными значениями (высокими и низкими) пороговых напряжений. Для каждого из этих приборов определено пять моделей граничных условий (corners): TT – оба прибора типичные; FF – оба быстрые; SS – оба медленные; SF – медленный n-МОП/быстрый p-МОП; FS – быстрый n-МОП/медленный p-МОП;
   - диод (P + поликремниевый резистор без силицидов).

Для оценки точности Spice-моделей параметры моделей масштабировались до 0,25-мкм технологии, чтобы сравнить их с характеристиками известных 0,25-мкм моделей (рис. 18.29). Был получен ряд DC передаточных характеристик и средняя кривая из общего набора была выбрана в качестве типичного граничного значения для приборов с напряжением питания 2,5 В, что близко к реальной полупроводниковой технологии.

FF, SS, SF и FS модели со своими граничными условиями были сформированы путем изменения значений порогового напряжения (V_{th0}) и толщины окисла (t_{ox}) в диапазоне ±5%.

На рис. 18.30 показаны передаточные характеристики для TT, FF и SS граничных условий на основании модели n-МОП-транзистора с тонким кислом.

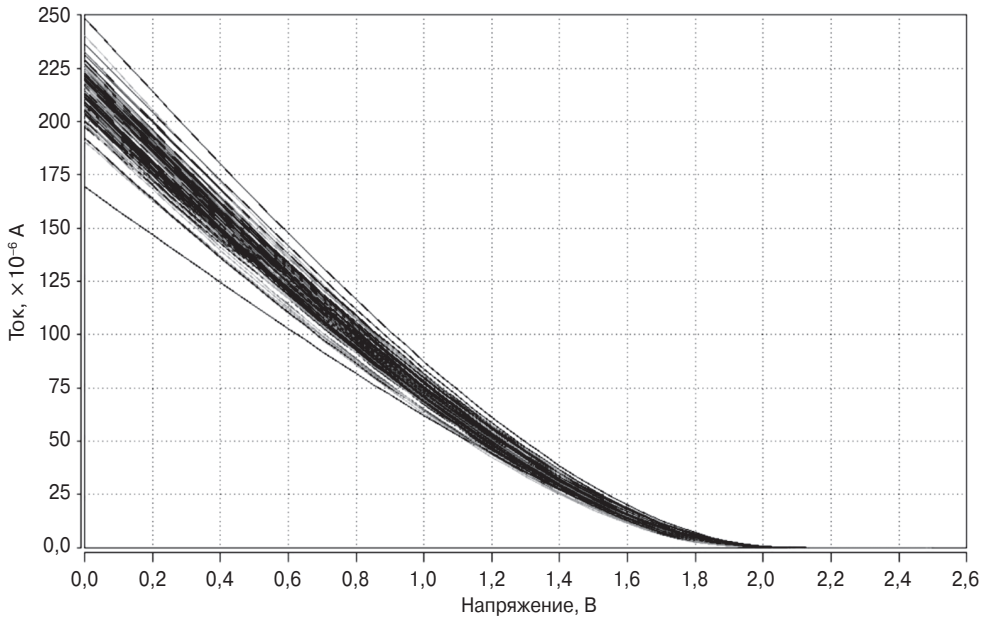


Рис. 18.29. Семейство передаточных характеристик для 0,25-мкм технологии

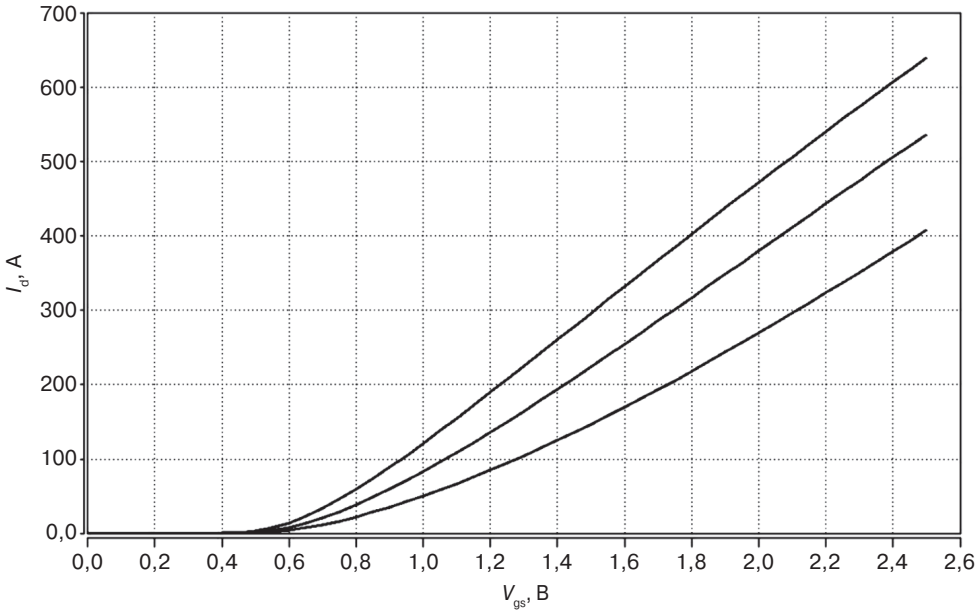


Рис. 18.30. Передаточные характеристики с TT, FF и SS граничными условиями для 0,25-мкм n-МОП-транзистора с тонким окислом

6) технологический файл Milkyway. Этот файл содержит правила, используемые средствами проектирования компании Synopsys;
7) универсальную библиотеку символов и параметризованных ячеек (PCell). Универсальные символы и PCells, содержащиеся в библиотеках МОП-транзисторов, резисторов, биполярных транзисторов и диодов. Параметризованные ячейки разработаны с использованием языка сценариев TCL для работы в среде редактора Synopsys Cosmos Schematic Editor;
8) правила DRC и LVS. Эти правила проектирования необходимы для программы Hercules от компании Synopsys для выполнения проверки правил проектирования и сравнения электрической схемы с топологией;
9) файлы экстракции. Эти файлы используются в программе Synopsys StarRCXT для экстракции паразитных компонентов: ITF, TLU+, файлы для преобразования и командные файлы;
10) сценарии поддержки. Для сопровождения процесса проектирования требуется множество дополнительных сценариев. Например, сценарий для преобразования Spice netlist под конкретную технологию и установочный сценарий для PCell.

18.11.3. Стандартная библиотека цифровых элементов фирмы Synopsys

Стандартная библиотека цифровых элементов (DSCL) используется для проектирования различных ИМС по технологии 90 нм с использованием средств компьютерного проектирования компании Synopsys. Библиотека DSCL была построена

на основе правил проектирования 1P9M 1,2 В/2,5 В и ориентирована на оптимизацию основных характеристик проекта ИМС.

DSCL содержит в общей сложности 251 ячейку и включает типичные элементы комбинационной логики с различной нагрузочной способностью.

Библиотека DSCL содержит также все ячейки, которые требуются для различных типов проектов с низким потреблением мощности [5]. Эти ячейки позволяют проектировать ИМС с различными напряжениями питания внутренних блоков для минимизации динамического потребления и токов утечки (ячейка управления синхросигналом, неинвертирующие линии задержки – 0,5–2,0 нс; проходные транзисторы; двунаправленные переключатели; ячейки изоляции; преобразователи уровня из низкого состояния на высокий, из высокого на низкий; триггеры хранения; ячейки отключения питания и заземления; всегда открытые неинвертирующие буферы и т.д.).

Библиотеки DSCL также содержат смешанные ячейки, которые дополняют библиотеку. При этом используется технология комбинации источников тока (Composite Current Source, CCS), представляющая собой методику моделирования для характеризации ячеек с целью удовлетворения требований современных методов проектирования изделий с низким потреблением мощности. Технология CCS обеспечивает проведение анализа временных характеристик, анализа шума и анализов потребления мощности для приборов, изготавливаемых по нанометровым технологиям.

Чтобы полностью удовлетворить требованиям методов проектирования изделий с низким потреблением мощности, библиотека DSCL характеризовалась для 16 условий технологического процесса/напряжения/температуры, показанных в табл. 18.13.

Таблица 18.13. Граничные условия эксплуатации приборов

Номер блока	Процесс (NMOП/PMOП)	Температура, °C	Напряжение питания, В
FFHT1p32v	Typical – Typical	25	1,2
TTHT1p20v	Typical – Typical	125	1,2
TTNT1p20v	Typical – Typical	–40	1,2
FFLT1p32v	Slow – Slow	25	1,08
SSHT0p07v	Slow – Slow	125	1,08
TTLT1p20v	Slow – Slow	–40	1,08
SSLT0p07v	Fast – Fast	25	1,32
FFNT1p32v	Fast – Fast	125	1,32
SSNT0p07v	Fast – Fast	–40	1,32
SSLT1p08v	Typical – Typical	25	0,8
SSNT1p08v	Typical – Typical	125	0,8
SSHT1p08v	Typical – Typical	–40	0,8
TTHT0p08v	Slow – Slow	25	0,7
TTNT0p08v	Slow – Slow	125	0,7
TTLT0p08v	Slow – Slow	125	0,7
FFHT0p90v	Slow – Slow	125	0,7
FFNT0p90v	Fast – Fast	125	0,9
FFLT0p90v	Fast – Fast	–40	0,9

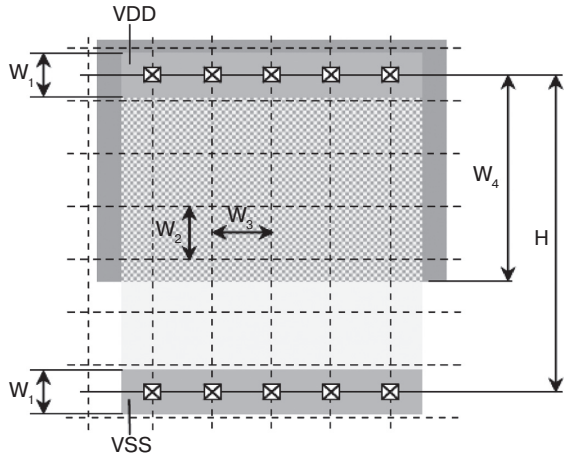


Рис. 18.31. Физическая структура ячейки с одинарной высотой

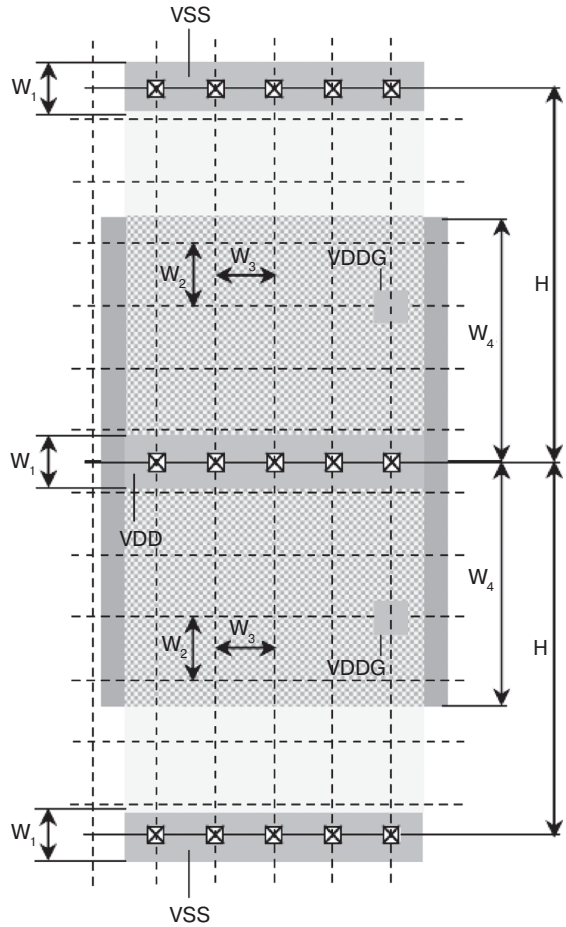


Рис. 18.32. Физическая структура ячейки с двойной высотой

Таблица 18.14. Размеры физических структур

Наименование параметра	Обозначение	Значение
Высота ячейки	H	2,88 мкм
Ширина шин питания	W_1	0,16 мкм
Шаг сетки по вертикали	W_2	0,32 мкм
Шаг сетки по горизонтали	W_3	0,32 мкм
Высота N-кармана	W_4	1,68 мкм

Как заявляют разработчики библиотеки DSCL, ее функциональность была также проверена при многих дополнительных условиях моделирования. В результате было показано, что библиотека DSCL соответствует всем необходимым требованиям.

Выбор физической структуры цифровых ячеек был проведен для обеспечения максимальной плотности ячейки в цифровых проектах, а также для учета требований методов проектирования изделий с низким потреблением мощности. Именно поэтому существуют структуры с одинарной (рис. 18.31) и двойной (рис. 18.32) высотой, параметры которых показаны в табл. 18.14.

18.11.4. Стандартная библиотека элементов ввода-вывода

Стандартная библиотека элементов ввода-вывода (I/O Standard Cell Library, IOSCL) используется для разработки различных интегральных схем по технологии 90 нм с использованием средств проектирования компании Synopsys. Эта библиотека была сформирована с использованием правил проектирования с нормами 90 нм 1P9M 1,2 В/2,5 В, разработанных Образовательным центром компании Synopsys-Armenia (Synopsys-Armenia Educational Department, SAED).

IOSCL, обеспечивая полный набор стандартных функций, содержит 36 ячеек (включая КМОП неинвертирующий входной буфер; КМОП неинвертирующую двунаправленную ячейку; 2/4/8/12/16 выходной драйвер с тремя состояниями; аналоговые неинвертирующие двунаправленные без резистора контактные площадки с ESD защитой электростатического разряда; базовое питание; питание ввода-вывода; площадки ввода-вывода заземления; диод с перекрестной связью; IOVSS к VSS; развязывающие конденсаторы VDD и VSS, IOVDD и IOVSS; ячейку повреждения; ячейку заполнителя; контактную площадку). Технология моделирования CCS использовалась для характеризации стандартной библиотеки элементов ввода-вывода IOSCL. При этом все ячейки имели размеры 65 × 300 мкм и меньше.

18.11.5. Стандартный набор модулей памяти PDK

Набор модулей памяти (Set of Memories, SOM) был разработан Synopsys с использованием технологического процесса SAED 90 нм 1P9M 1,2 В/2,5 В. Он включает ряд статических RAM (SRAM) с малым количеством слов (глубина слова – m) и бит на одно слово (ширина данных – n). Все SRAM, включенные в SOM, являются синхронными двухпортовыми SRAM с разрешением записи и с разрешением выхода и сигналом выбора кристалла на каждом порту. Кроме того, в SOM включены 16 блоков SRAM с одинаковой архитектурой, но различным соотношением nxm (ширина × глубина) размеров, где $n = 4, 8, 16, 32$, а $m = 16, 32, 64, 118$. В этих

синхронных двухпортовых nxm-SRAMs имеются два порта (основной и двойной) для одной и той же ячейки памяти. Из обоих портов можно независимо получить доступ для операций чтения или операций записи.

18.11.6. Цепь фазовой синхронизации (PLL)

Цепь фазовой синхронизации (PLL) фактически является схемой умножителя тактовой частоты, которая должна генерировать устойчивый, высокоскоростной синхросигнал от более медленного синхросигнала. Она была разработана с использованием процесса SAED 90 нм 1P9M 1,2 В/2,5 В. У PLL есть три рабочих режима: нормальный, с внешней обратной связью и в режиме транзитной передачи. В режиме внешней обратной связи обратный входной синхросигнал выровнен по фазе с входным синхросигналом. Эти выровненные синхросигналы позволяют удалять задержку синхросигнала и фазовый сдвиг синхросигналов между устройствами. В режиме транзитной передачи опорный синхросигнал шунтируется на выход.

18.11.7. География применения и перспективы EDK

В настоящее время Synopsys EDK применяется как в образовательных, так и исследовательских целях. EDK используется практически во всех институтах и университетах мира, где читаются курсы по проектированию микросхем, в том числе в Syracuse University (New York, USA), University of California Extension (Santa Cruz, USA), Purdue University (Indiana, USA), Oregon State University (Corvallis, USA), California State University, Northridge (Los Angeles, USA), Silicon Valley Technical Institute (San Jose, USA), University of California (San Diego, USA), San Francisco State University (San Francisco, USA), University of Tennessee (Knoxville, USA), Indian Institute of Technology Kanpur (Kanpur, India), Kate Gleason College of Engineering (New York, USA), Rochester Institute of Technology (New York, USA), Армянский государственный технический университет (Ереван, Армения), Ереванский госуниверситет (Ереван, Армения), Государственный российско-армянский славянский университет (Ереван, Армения), Московский институт электронной техники (Москва, Россия).

EDK используется также в ряде известных центров обучения, включая Synopsys' Customer Education Services, Synopsys' Corporate Application Engineering team и Sun Microsystems.

Есть много примеров того, как EDK способствует образованию в области микроэлектроники. Все университеты, включенные в программы компании Synopsys, посвященные сотрудничеству в области обучения проектированию в микроэлектронике [6], используют новый обучающий комплекс, разработанный в компании Synopsys, Inc. [7]. Этот обучающий комплекс используется в лабораторных работах, курсовых и дипломных проектах, магистерских и кандидатских диссертациях [8].

Чтобы идти в ногу с предложениями от промышленности, созданы новые версии EDK для 65- и 45-нм технологий. Эти версии разработаны с использованием тех же методов, они имеют примерно те же функциональные возможности, что и EDK для 90 нм. В настоящее время этими новыми ячейками пакет SOM, в част-

ности для ячеек памяти, что уже использовалось в известных проектах (например, в проекте OpenSPARC).

18.12. Состав учебных дизайн-китов, предоставляемых Центром микроэлектроники IMEC

Межуниверситетский центр микроэлектроники (Interuniversity Microelectronics Center, IMEC), Эйндховен, Бельгия и Учебный центр микроэлектроники (Microelectronics Training Center, MTC) для целей обучения студентов в рамках соответствующих программ сотрудничества (EUROPRACTICE и др.) могут поставлять следующие PDK:

130 нм CMOS Mixed-Signal RF General Purpose
130 нм CMOS Logic General Purpose
90 нм CMOS Mixed-Signal Low Power RF
90 нм CMOS Mixed-Signal General Purpose RF
90 нм CMOS Logic Low Power
90 нм CMOS Logic General Purpose

В табл. 18.15 приведены основные характеристики цифровых библиотек с технологическими нормами 90 нм компании TSMC, предназначенных для проектирования ИМС с низким потреблением мощности. Эти библиотеки (PDK 90 нм CMOS Logic Low Power), предоставляемые EROPRACTICE, доступны для образовательных и исследовательских целей.

Библиотеки рекомендуется использовать в условиях учебного процесса при изучении маршрута проектирования цифровых ИМС с использованием программного пакета компании Cadence в рамках дисциплин «Основы САПР в микроэлектронике», «Проектирование топологии ИМС», «Основы схемотехнического проектирования ИМС» и др.

Таблица 18.15. Состав библиотек с дизайн-китами от Центра микроэлектроники IMEC

Библиотека	Тип элементов	Название	Описание
TCBN90LPHDBWP	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой плотности, характеризованная для 1 В, версия 200f	90 нм цифровой 1,2 В/2,5 В маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), стандартное пороговое напряжение, библиотека с 7 металлами, 0,28 мкм шаг сетки, 645 ячеек (включая 620 базовых, 9 ячеек смещения уровня, 1 ячейка запитки), плотность заполнения = 650K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания, низковольтовый диапазон 1,0 В ± 10%
TCBN90LPHDBWPHVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2В/2,5В библиотека стандартных элементов, высокой плотности, высокого порогового напряжения, характеризованная для 1 В, версия 200f	90 нм цифровой 1,2 В/2,5 В маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), высокое пороговое напряжение, библиотека с 7 металлами, 0,28 мкм шаг сетки, 645 ячеек (включая 620 базовых, 9 ячеек смещения уровня, 1 ячейка запитки), плотность заполнения = 560K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания, низковольтовый диапазон 1,0 В ± 10%

Таблица 18.15 (продолжение)

Библиотека	Тип элементов	Название	Описание
TCBN90LPHDBWPLVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2В/2,5В библиотека стандартных элементов, высокой плотности, низкого порогового напряжения, характеризованная для 1 В, версия 200f	90 нм цифровой 1,2 В/2,5 В маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), низкое пороговое напряжение, библиотека с 7 металлами, 0,28 мкм шаг сетки, 645 ячеек (включая 620 базовых, 9 ячеек смещения уровня, 1 ячейка запитки), Плотность заполнения = 560K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания, низковольтовый диапазон 1,0 В ± 10%
TCBN90LPHP	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2В/2,5В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, версия 150j	90 нм цифровой 1,2 В/2,5 В маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), стандартное пороговое напряжение, 0,28 мкм шаг сетки, 867 ячеек (включая ячейки заполнения), библиотека с 9 металлами, плотность заполнения = 436K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания (включая ячейку смещения уровня и ячейку изоляции)
TCBN90LPHPCG	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, крупномодульная, версия 150e	Крупномодульная многопороговая КМОП бибилиотека, стандартное пороговое напряжение, 20 ячеек (включая специальные ячейки): 1) ячейка power switch header, 2) ячейка триггера синхронизируемая фронтом, 3) always on ячейка
TCBN90LPHPHVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, высокого порогового напряжения, версия 150j	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, высокое пороговое напряжение, 867 ячеек (включая ячейки заполнения), библиотека с 9 металлами, плотность заполнения = 436K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания (включая ячейку смещения уровня и ячейку изоляции)
TCBN90LPHPHVTCG	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, высокого порогового напряжения, крупномодульная, версия 150d	90 нм маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), крупномодульная многопороговая КМОП бибилиотека, высокое пороговое напряжение, 20 ячеек (включая специальные ячейки): 1) ячейка power switch header, 2) ячейка триггера синхронизируемая фронтом, 3) always on ячейка
TCBN90LPHPHVTWB	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, высокого порогового напряжения со смещением, версия 150d	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, высокое пороговое напряжение, 845 ячеек (805 базовых ячеек, 32 малопотребляющие ячейки, 7 ячеек заполнения, 1 ячейка запитки), библиотека с 9 металлами, напряжение смещения = 0,6 В. Плотность заполнения = = 451K затвор/мм^2

Таблица 18.15 (продолжение)

Библиотека	Тип элементов	Название	Описание
TCBN90LPHPLVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, низкого порогового напряжения, версия 150j	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, низкое пороговое напряжение, 867 ячеек (включая ячейки заполнения), библиотека с 9 металлами, плотность заполнения = 436K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания (включая ячейку смещения уровня и ячейку изоляции)
TCBN90LPHPLVTCG	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, низкого порогового напряжения, крупномодульная, версия 150d	90 нм маломощный процесс (1P9M, core 1.2V), крупномодульная многопороговая КМОП бибилиотека, низкое пороговое напряжение, 20 ячеек (включая специальные ячейки): 1) ячейка power switch header, 2) ячейка триггера синхронизируемая фронтом, 3) always on ячейка
TCBN90LPHPLVTWB	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, низкого порогового напряжения со смещением, версия 150c	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, низкое пороговое напряжение, 845 ячеек (805 базовых ячеек, 32 малопотребляющие ячейки, 7 ячеек заполнения, 1 ячейка запитки), библиотека с 9 металлами, напряжение смещения = 0,6 В. Плотность заполнения = 451K затвор/мм^2
TCBN90LPHPUD	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, стандартного порогового напряжения, версия 200a	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, стандартное пороговое напряжение, 837 ячеек (+7 ячеек заполнения), библиотека с 9 металлами, Плотность заполнения = 436K затвор/мм^2. 1,0 В (1,0 В ± 10%)
TCBN90LPHPUDHVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, высокого порогового напряжения, версия 200a	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, высокое пороговое напряжение, 837 ячеек (+7 ячеек заполнения), библиотека с 9 металлами. Плотность заполнения = 436K затвор/мм^2. 1,0 В (1,0 В ± 10%)
TCBN90LPHPUDLVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, низкого порогового напряжения, версия 200b	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, низкое пороговое напряжение, 837 ячеек (+ 7 ячеек заполнения), библиотека с 9 металлами. Плотность заполнения = 436K затвор/мм^2. 1,0 В (1,0 В ± 10%)
TCBN90LPHPULVT	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности, сверхнизкого порогового напряжения, версия 200a	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, сверхнизкое пороговое напряжение, 867 ячеек (включая ячейки заполнения), библиотека с 9 металлами. Плотность заполнения = 436K затвор/мм^2, поддержка разработки с использованием нескольких шин питания (включая ячейку смещения уровня и ячейку изоляции)

Таблица 18.15 (окончание)

Библиотека	Тип элементов	Название	Описание
TCBN90LPHPWB	Стандартные ячейки	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов, высокой производительности со смещением, версия 150c	90 нм маломощный процесс (1P9M, 1.2V/2.5v), 0,28 мкм шаг сетки, номинальное пороговое напряжение, 845 ячеек (805 базовых ячеек, 32 малопотребляющие ячейки, 7 ячеек заполнения, 1 ячейка запитки), библиотека с 9 металлами, напряжение смещения = 0,6 В. Плотность заполнения = 451K затвор/мм^2
tpan90lpnv2	Элементы ввода-вывода	90 нм. Маломощная 1,2 В/2,5 В библиотека стандартных элементов входа-выхода, аналоговые элементы входа-выхода, версия 200a	N90LP, 1,2 В/2,5 В, универсальные аналоговые элементы входа-выхода
tpan90lpnv3	Элементы ввода-вывода	90 нм. Маломощные 1,2 В/3,3 В универсальные аналоговые элементы входа-выхода совместимые с линейными универсальными стандартными элементами входа-выхода, версия 210a	1,2 В/3,3 В универсальные аналоговые элементы входа-выхода совместимые с линейными универсальными стандартными элементами входа-выхода
tpdn90lpnv2	Элементы ввода-вывода	1,2 В/2,5 В библиотека регулярных линейных универсальных стандартных элементов входа-выхода, версия 200c	1,2 В/2,5 В регулярные, универсальные линейные, стандартные элементы входа-выхода
tpdn90lpnv3	Элементы ввода-вывода	1,2 В/3,3 В библиотека регулярных линейных универсальных стандартных элементов входа-выхода, версия 210b	1,2 В/3,3 В регулярные, универсальные линейные, стандартные элементы входа-выхода
tpbn90gv	Элементы ввода-вывода	Бибилиотека стандартных вход-выход контактных площадок, версия 140a	Бибилиотека станлартных вход-выход контактных площадок, версия 140a

Литература к главе 18

1. Белоус А.И., Емельянов В.А., Турцевич А.С. Основы схемотехники микроэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2012. – 472 с.
2. Design Objectives Document OK Technical Committee. Nick English, OK; Susan Estrada, Qualcom; Paul Koch, Cadence; David Lan, TSMC; Ralph Lanham, Artisan; Wolfgang Roethig, NEC; Mahmoud Shahram, Synopsys. October 2003. Editor: Wolfga
3. Белоус А.И., Турцевич А.С., Ефименко С.А. Основы проектирования и применения микроэлектронных устройств силовой электроники. – Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины, 2013. – 264 с.

4. Белоус А.И., Солодуха В.А. Фаблесс-модель организации бизнеса на микроэлектронной фирме: мифы и реалии // Компоненты и технологии. – 2012. – № 8. – С. 14–18.
5. M. Keating et al, Low Power Methodology Manual For System-on-Chip Design, Synopsys, Inc. &v ARM Limited, Springer, New York, 2007.
6. CCS Timing Technical White Paper Version 2.0, 12/20/06.
7. CCS Power Technical White Paper Version 3.0, 24/08/06.
8. CCS Noise Technical White Paper Version 1.2, 12/01/06.

ГЛАВА 19

СВЧ–ЭЛЕКТРОНИКА ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ И ВОЕННЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ

19.1. Основы СВЧ-электроники

Прежде чем рассматривать особенности арсенида галлия и его применения, следует вспомнить основы СВЧ-техники. Как известно [1–3], диапазон сверхвысоких частот – это частотный диапазон электромагнитного излучения (100–300 ГГц), расположенный в спектре между ультравысокими телевизионными частотами и частотами дальней инфракрасной области. Этот частотный диапазон соответствует длинам волн от 30 см до 1 мм, поэтому его называют также диапазоном дециметровых и сантиметровых волн. В англоязычных странах он называется микроволновым диапазоном – имеется в виду, что длины волн очень малы по сравнению с длинами волн обычного радиовещания, имеющими порядок нескольких сотен метров.

Так как по длине волны излучение СВЧ-диапазона является промежуточным между световым излучением и обычными радиоволнами, оно обладает некоторыми свойствами и света, и радиоволн. Например, оно, как и свет, распространяется по прямой и перекрывается почти всеми твердыми объектами.

Во многом аналогично свету оно фокусируется, распространяется в виде луча и отражается. Многие радиолокационные антенны и другие СВЧ-устройства представляют собой как бы увеличенные варианты оптических элементов типа зеркал и линз.

В то же время СВЧ-излучение сходно с радиоизлучением вещательных диапазонов в том отношении, что оно генерируется аналогичными методами. К СВЧ-излучению применима классическая теория радиоволн, и его можно использовать как средство связи, основываясь на тех же принципах. Но благодаря более высоким частотам оно дает более широкие возможности передачи информации, что позволяет повысить эффективность связи. Например, один СВЧ-луч может нести одновременно несколько сотен телефонных разговоров. Сходство СВЧ-излучения со светом и повышенная плотность переносимой им информации оказались очень полезны для радиолокационной и других областей техники.

Применение СВЧ-излучения в современной космической и военной технике можно свести к следующим основным направлениям.

Радиолокация. Волны дециметрово-сантиметрового диапазона оставались предметом чисто научного любопытства до начала Второй мировой войны, когда возникла настоятельная необходимость в новом и эффективном электронном средстве раннего обнаружения. Только тогда начались интенсивные исследования СВЧ-радиолокации, хотя принципиальная ее возможность была продемонстрирована еще в 1923 году в Научно-исследовательской лаборатории ВМС США.

Суть радиолокации в том, что в пространство испускаются короткие, интенсивные импульсы СВЧ-излучения, а затем регистрируется часть этого излучения, вернувшаяся от искомого удаленного объекта – морского судна или самолета.

Связь. Радиоволны СВЧ-диапазона до недавнего времени широко применялись в технике связи. Кроме различных радиосистем военного назначения [4, 5], во всех странах мира имеются многочисленные коммерческие линии СВЧ-связи. Поскольку такие радиоволны не следуют за кривизной земной поверхности, а распространяются по прямой, эти линии связи, как правило, состоят из ретрансляционных станций, установленных на вершинах холмов или на радиобашнях с интервалами около 50 км. Параболические или рупорные антенны, смонтированные на башнях, принимают и передают дальше СВЧ-сигаалы. На каждой станции перед ретрансляцией сигнал усиливается электронным усилителем. Поскольку СВЧ-излучение допускает узконаправленные прием и передачу, для передачи не требуется больших затрат электроэнергии.

Хотя система башен, антенн, приемников и передатчиков может показаться весьма дорогостоящей, в конечном счете все это с лихвой окупалось благодаря большой информационной емкости СВЧ-каналов связи. Города Соединенных Штатов уже более 20 лет назад были соединены между собой сложной сетью более чем из 4000 ретрансляционных СВЧ-звеньев, образующих систему связи, которая простиралась от одного океанского побережья до другого. Каналы этой сети были способны пропускать тысячи телефонных разговоров и многочисленные телевизионные программы одновременно.

Спутники связи. Система ретрансляционных радиобашен, необходимая для передачи СВЧ-излучения на большие расстояния, строилась, конечно, только на суше. Для межконтинентальной же связи потребовался иной способ ретрансляции. Здесь на помощь пришли связные искусственные спутники Земли (ИСЗ); выведенные на геостационарную орбиту, они могут выполнять функции ретрансляционных станций СВЧ-связи [5–7].

Электронное устройство, называемое активно-ретрансляционным ИСЗ, принимает, усиливает и ретранслирует СВЧ-сигналы, передаваемые наземными станциями. Первые экспериментальные ИСЗ такого типа («Телстар», «Релэй» и «Синком») успешно осуществляли уже в начале 1960-х годов ретрансляцию телевизионного вещания с одного континента на другой. На основе этого опыта затем были разработаны коммерческие спутники межконтинентальной и внутренней связи. Спутники последней межконтинентальной серии «Интелсат» были выведены в различные точки геостационарной орбиты таким образом, что зоны их охвата обеспечивают обслуживание абонентов во всем мире. Каждый спутник серии «Интелсат» последних модификаций предоставляет клиентам тысячи каналов высококачественной связи для одновременной передачи телефонных, телевизионных, факсимильных сигналов и цифровых данных.

Научные исследования. СВЧ-излучение сыграло важную роль в исследованиях электронных свойств твердых тел. Когда такое тело оказывается в магнитном поле, свободные электроны в нем начинают вращаться вокруг магнитных силовых линий в плоскости, перпендикулярной направлению магнитного поля. Частота вращения, называемая циклотронной, прямо пропорциональна напряженности маг-

нитного поля и обратно пропорциональна эффективной массе электрона. Эффективная масса определяет ускорение электрона под воздействием какой-либо силы в кристалле. Она отличается от массы свободного электрона, которой определяется ускорение электрона под действием какой-либо силы в вакууме. Различие обусловлено наличием сил притяжения и отталкивания, с которыми действуют на электрон в кристалле окружающие атомы и другие электроны. Если на твердое тело, находящееся в магнитном поле, падает излучение СВЧ-диапазона, то это излучение сильно поглощается, когда его частота равна циклотронной частоте электрона. Данное явление называется циклотронным резонансом; оно позволяет измерить эффективную массу электрона. Такие измерения дали много ценной информации об электронных свойствах полупроводников, металлов и металлоидов.

Излучение СВЧ-диапазона играет важную роль также в исследованиях космического пространства. Астрономы многое узнали о нашей Галактике, исследуя излучение с длиной волны 21 см, испускаемое газообразным водородом в межзвездном пространстве. Теперь можно измерять скорость и определять направление движения рукавов галактики, а также расположение и плотность областей газообразного водорода в космосе и многое другое.

Ключевыми элементами всех СВЧ-устройств являются источники СВЧ-излучения [7, 8].

Быстрый прогресс в области СВЧ-техники в значительной мере связан с изобретением специальных электровакуумных приборов – магнетрона и клистрона, способных генерировать большие количества СВЧ-энергии.

Генератор на обычном вакуумном триоде, используемый на низких частотах, в СВЧ-диапазоне оказывается весьма неэффективным.

Двумя главными недостатками триода как СВЧ-генератора являются конечное время пролета электрона и межэлектродная емкость. Первый связан с тем, что электрону требуется некоторое (хотя и малое) время, чтобы пролететь между электродами вакуумной лампы. За это время СВЧ-поле успевает изменить свое направление на обратное, так что и электрон вынужден повернуть обратно, не долетев до другого электрода. В результате электроны без всякой пользы колеблются внутри лампы, не отдавая свою энергию в колебательный контур внешней цепи.

Магнетрон. В магнетроне, изобретенном в Великобритании перед Второй мировой войной, эти недостатки отсутствуют, поскольку за основу взят совершенно иной подход к генерации СВЧ-излучения – принцип объемного резонатора. Подобно тому как у органной трубы данного размера имеются собственные акустические резонансные частоты, так и у объемного резонатора имеются собственные электромагнитные резонансы. Стенки резонатора действуют как индуктивность, а пространство между ними – как емкость некой резонансной цепи. Таким образом, объемный резонатор подобен параллельному резонансному контуру низкочастотного генератора с отдельными конденсатором и катушкой индуктивности. Размеры объемного резонатора выбираются, конечно, так, чтобы данному сочетанию емкости и индуктивности соответствовала нужная резонансная сверхвысокая частота [2].

В магнетроне обычно предусмотрено несколько объемных резонаторов, симметрично расположенных вокруг катода, находящегося в центре. Прибор поме-

щают между полюсами сильного магнита. При этом электроны, испускаемые катодом, под действием магнитного поля вынуждены двигаться по круговым траекториям. Их скорость такова, что они в строго определенное время пересекают на периферии открытые пазы резонаторов, отдавая свою кинетическую энергию и возбуждая колебания в резонаторах. Затем электроны возвращаются опять на катод, и процесс повторяется. Благодаря такому устройству время пролета и межэлектродные емкости не мешают процессу генерации СВЧ-энергии.

Магнетроны могут быть сделаны «большого» размера, и тогда они дают мощные импульсы СВЧ-энергии. Но у магнетрона имеются свои недостатки. Например, резонаторы для очень высоких частот становятся столь малыми, что технологически их трудно изготавливать, а сам такой магнетрон из-за своих малых размеров не может быть достаточно мощным. Кроме того, для магнетрона нужен тяжелый магнит, причем требуемая масса этого магнита возрастает с увеличением мощности прибора. Поэтому очевидно, что для бортовых установок КА мощные магнетроны не подходят.

Клистрон. Для этого электровакуумного прибора, основанного на несколько ином принципе, не требуется внешнее магнитное поле. В клистроне электроны движутся по прямой линии от катода к отражательной пластине, а затем обратно. При этом они пересекают открытый зазор объемного резонатора в форме бублика. Управляющая сетка и сетки резонатора группируют электроны в отдельные «сгустки», так что электроны пересекают зазор резонатора только в определенные моменты времени. Промежутки между сгустками согласованы с резонансной частотой резонатора таким образом, что кинетическая энергия электронов передается резонатору, вследствие чего в нем устанавливаются мощные электромагнитные колебания. Этот процесс можно сравнить с ритмичным раскачиванием первоначально неподвижных качелей.

Первые клистроны были довольно маломощными приборами, но позднее они побили все рекорды магнетронов как СВЧ-генераторов большой мощности. Были созданы клистроны, выдававшие до 10 млн ватт мощности в импульсе и до 100 тыс. ватт в непрерывном режиме. Система клистронов исследовательского линейного ускорителя частиц выдает 50 млн ватт СВЧ-мощности в импульсе.

Клистроны могут работать на очень высоких частотах, однако при этом их выходная мощность, как правило, не превышает одного ватта. Из литературных источников известно, что разрабатываются варианты конструкции клистронов, рассчитанных на большие выходные мощности в миллиметровом диапазоне [3, 8].

Клистроны могут также служить усилителями СВЧ-сигналов. Для этого нужно входной сигнал подавать на сетки объемного резонатора, и тогда плотность электронных сгустков будет изменяться в соответствии с этим сигналом.

Лампа бегущей волны (ЛБВ) [1, 2, 6]**.** ЛБВ – еще один электровакуумный прибор для генерации и усиления электромагнитных волн СВЧ-диапазона. Она представляет собой тонкую откачанную трубку, вставляемую в фокусирующую магнитную катушку. Внутри трубки имеется замедляющая проволочная спираль. Вдоль оси спирали проходит электронный луч, а по самой спирали бежит волна усиливаемого сигнала. Диаметр, длина и шаг спирали, а также скорость электронов подобраны таким образом, что электроны отдают часть своей кинетической энергии бегущей волне.

Радиоволны распространяются со скоростью света, тогда как скорость электронов в луче значительно меньше. Однако, поскольку СВЧ-сигнал вынужден идти по спирали, скорость его продвижения вдоль оси трубки близка к скорости электронного луча. Поэтому бегущая волна достаточно долго взаимодействует с электронами и усиливается, поглощая их энергию.

Если на лампу не подается внешний сигнал, то усиливается случайный электрический шум на некоторой резонансной частоте и ЛБВ бегущей волны работает как СВЧ-генератор, а не усилитель. Выходная мощность ЛБВ значительно меньше, чем у магнетронов и клистронов на той же частоте. Однако ЛБВ допускают настройку в широком частотном диапазоне и могут служить очень чувствительными малошумящими усилителями. Такое сочетание свойств делает ЛБВ очень ценным прибором СВЧ-техники.

Плоские вакуумные триоды [3]**.** Хотя клистроны и магнетроны более предпочтительны как СВЧ-генераторы, благодаря технологическим и конструктивным усовершенствованиям в какой-то мере восстановлена важная роль вакуумных триодов, особенно в качестве усилителей на частотах до 3 ГГц.

Трудности, связанные с временем пролета, устранены благодаря очень малым расстояниям между электродами. Нежелательные межэлектродные емкости сведены к минимуму, поскольку электроды сделаны сетчатыми, а все внешние соединения выполняются на больших кольцах, находящихся вне лампы. Как и принято в СВЧ-технике, применен объемный резонатор. Резонатор плотно охватывает лампу, и кольцевые соединители обеспечивают контакт по всей окружности резонатора.

Генератор на диоде Ганна [1–3]**.** Первый такой полупроводниковый СВЧ-генератор был предложен в 1963 году Дж. Ганном, сотрудником Уотсоновского научно-исследовательского центра корпорации IBM. В настоящее время подобные приборы дают мощности лишь порядка милливатт на частотах не более 24 млрд герц, но в этих пределах они имеют несомненные преимущества перед маломощными клистронами.

Поскольку диод Ганна представляет собой монокристалл арсенида галлия, он в принципе более стабилен и долговечен, нежели клистрон, в котором должен быть нагреваемый катод для создания потока электронов и необходим высокий вакуум. Кроме того, диод Ганна работает при сравнительно низком напряжении питания, тогда как для питания клистрона нужны громоздкие и дорогостоящие источники питания с напряжением от 1000 до 5000 В.

Обычные каналы для передачи волн СВЧ-диапазона имеют форму волноводов. Волновод – это тщательно обработанная металлическая труба прямоугольного или кругового поперечного сечения, внутри которой распространяется СВЧ-сигнал. Упрощенно говоря, волновод направляет волну, заставляя ее то и дело отражаться от стенок. Но на самом деле распространение волны по волноводу есть распространение колебаний электрического и магнитного полей волны, как и в свободном пространстве. Такое распространение в волноводе возможно лишь при условии, что его размеры находятся в определенном соотношении с частотой передаваемого сигнала. Поэтому волновод точно рассчитывается, так же точно обрабатывается и предназначается только для узкого интервала частот. Другие частоты он передает плохо либо вообще не передает.

Чем выше частота волны, тем меньше размеры соответствующего ей прямоугольного волновода; в конце концов эти размеры оказываются столь малы, что чрезмерно усложняется его изготовление и снижается передаваемая им предельная мощность. Поэтому были начаты разработки круговых волноводов (кругового поперечного сечения), которые могут иметь достаточно большие размеры даже на высоких частотах СВЧ-диапазона. Применение кругового волновода сдерживается некоторыми трудностями. Например, такой волновод должен быть прямым, иначе его эффективность снижается. Прямоугольные же волноводы легко изгибать, им можно придавать нужную криволинейную форму, и это никак не сказывается на распространении сигнала.

Твердотельные компоненты. Твердотельные компоненты, полупроводниковые и ферритовые, играют важную роль в СВЧ-технике. Так, для детектирования, переключения, выпрямления, частотного преобразования и усиления СВЧ-сигналов применяются германиевые и кремниевые диоды [3, 5, 8].

Для усиления применяются также специальные диоды – варикапы (с управляемой емкостью) – в схеме, называемой параметрическим усилителем. Широко распространенные усилители такого рода служат для усиления крайне малых сигналов, так как они почти не вносят собственные шумы и искажения.

Твердотельным СВЧ-усилителем с низким уровнем шума является и рубиновый мазер. Такой мазер, действие которого основано на квантовомеханических принципах, усиливает СВЧ-сигнал за счет переходов между уровнями внутренней энергии атомов в кристалле рубина. Рубин (или другой подходящий материал мазера) погружается в жидкий гелий, так что усилитель работает при чрезвычайно низких температурах (лишь на несколько градусов превышающих температуру абсолютного нуля). Поэтому уровень тепловых шумов в схеме очень низок, благодаря чему мазер пригоден для радиоастрономических, сверхчувствительных радиолокационных и других измерений, в которых нужно обнаруживать и усиливать крайне слабые СВЧ-сигналы.

Для изготовления СВЧ-переключателей, фильтров и циркуляторов широко применяются ферритовые материалы, такие как оксид магния-железа и железо-иттриевый гранат. Ферритовые устройства управляются посредством магнитных полей, причем для управления потоком мощного СВЧ-сигнала достаточно слабого магнитного поля. Ферритовые переключатели имеют то преимущество перед механическими, что в них нет движущихся частей, подверженных износу, а переключение осуществляется весьма быстро.

Типичное ферритовое устройство – циркулятор. Действуя подобно кольцевой транспортной развязке, циркулятор обеспечивает следование сигнала только по определенным трактам, соединяющим различные компоненты. Циркуляторы и другие ферритовые переключающие устройства до сих пор применяются при подключении нескольких компонентов СВЧ-системы к одной и той же антенне.

В СВЧ-технике находит применение и туннельный диод – полупроводниковый прибор, работающий на частотах до 10 ГГц. Он используется в генераторах, усилителях, частотных преобразователях и переключателях. Его рабочие мощности невелики, но это первый полупроводниковый прибор, способный эффективно работать на столь высоких частотах.

19.2. Строение и свойства арсенида галлия

В предыдущих главах мы рассматривали проблемы кремниевой технологии и кремниевых микроэлектронных приборов. Основной недостаток кремния как основного исходного материала для изготовления микроэлектронных изделий по сравнению с другими сложными полупроводниковыми материалами – это относительно низкая подвижность носителей заряда, что ограничивает возможность работы на высоких частотах. Арсенид галлия – это более сложный материал, чем кремний, двухкомпонентный, технологически с ним сложнее работать, но зато у него подвижность носителей заряда на порядок больше, чем у кремния. А подвижность носителей заряда – это тот параметр, который в основном и определяет рабочую частоту интегральной схемы. Предел рабочей частоты стандартных кремниевых процессоров сегодня лежит в диапазоне около 10 ГГц, а арсенид галлия может работать в диапазоне от 100 ГГц до одного ТГц. На арсениде галлия можно формировать различные гетероструктуры, что позволяет повысить подвижность носителя заряда. Поэтому кремний – это материал для изготовления микросхем, предназначенных для работы на низких частотах и с цифровыми устройствами, а арсенид галлия – для работы преимущественно с аналоговыми сигналами на сверхвысоких частотах [9].

Сегодня монолитные схемы на основе арсенида галлия нужны в любом радиоэлектронном приборе, где имеется приемо-передающее радиоустройство, включая мобильные телефоны и радиолокационные станции. Микросхемы на основе арсенида галлия, нитрида галлия широко используются в области беспроводных соединений.

Сегодня в мире более 90% всех полупроводниковых приборов изготовляется на основе кремния. В то же время свыше 50% научных и технических публикаций в области полупроводников и полупроводниковых приборов посвящено исследованию соединений типа $A^{III}B^{V}$. Соединения этого класса получили в последние годы широкое распространение в качестве материала для изготовления различных полупроводниковых приборов. Активное изучение свойств этих соединений в последние годы привело к открытию ряда новых физических явлений, созданию принципиально новых электронных приборов и существенно способствовало развитию физики твердого тела.

Таким образом, арсенид галлия (GaAs) – один из основных полупроводниковых материалов, относящийся к классу соединений $A^{III}B^{V}$, который благодаря удачному сочетанию физических свойств занимает почетное второе место (после кремния) по своему значению в современной электронной технике.

Говоря о кристаллической структуре GaAs, следует отметить, что большинство соединений типа $A^{III}B^{V}$, включая арсенид галлия, кристаллизуются со структурой цинковой обманки. Элементарная ячейка такой структуры содержит два атома A и B и повторяется в пространстве так, что каждый компонент образует гранецентрированную кубическую решетку. Структуру в случае GaAs можно представить как взаимно проникающие гранецентрированные решетки атомов Ga и As, сдвинутые друг относительно друга на четверть главной диагонали (рис. 19.1*а*).

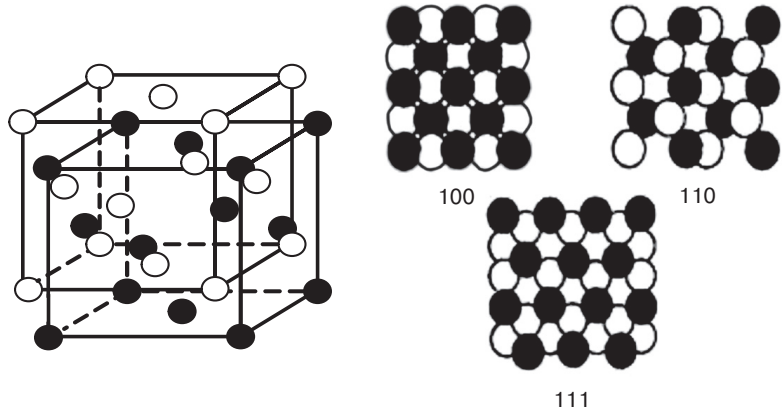


Рис. 19.1. Структура GaAs (*а*) и основные кристаллические плоскости решетки (*б*)

Три основные кристаллические плоскости классической решетки GaAs показаны на рис. 19.1*б*. Каждый атом As на поверхности {100} имеет две связи с атомами Ga из лежащего ниже слоя. Две другие связи свободны. Плоскость {110} содержит одинаковое количество атомов Ga и As. Каждый атом имеет только одну связь с нижележащим слоем. Атомы на поверхности {111} имеют по три связи с атомами Ga из нижележащего слоя, четвертая связь остается свободной.

Расстояние между ближайшими соседними атомами составляет 0,244 нм и равно сумме атомных радиусов As (0,118 нм) и Ga (0,126 нм). Постоянная решетки составляет 0,565 нм.

Следует подчеркнуть, что вследствие частичной гетерополярности связи в GaAs намного сильнее, чем гомополярные связи в Si или Ge. Это приводит к меньшей амплитуде колебаний решетки (и, как следствие, к большей подвижности), более высокой точке плавления и более широкой запрещенной зоне.

Это различие в химических связях ярко проявляется при механическом скалывании кристаллов. У алмаза, например, кристаллы скалываются главным образом вдоль плоскостей {111}. Как показано выше, в GaAs прилегающие плоскости {111} образованы разными атомами (плоскость атомов галлия и плоскость атомов мышьяка), поэтому электростатическое взаимодействие между этими плоскостями затрудняет скалывание. Кристаллы GaAs легко скалываются вдоль плоскостей {110}, которые содержат одинаковое число атомов галлия и мышьяка.

19.3. Сравнительные характеристики свойств GaAs и Si

Ряд физических свойств GaAs делает его одним из наиболее интересных полупроводниковых материалов для технологии микроэлектроники. Некоторые основные свойства этого материала представлены в табл. 19.1 [9].

Таблица 19.1. Основные свойства GaAs

Внешний вид	Темно-серые кубические кристаллы
Молекулярная масса	144,64 а.е.
Постоянная решетки	0,56533 нм
Кристаллическая структура	Типа цинковой обманки
Точка плавления при н. у.	1513 K
Ширина запрещенной зоны при 300 K	1,424 эВ
Электроны, эффективная масса	0,067 m
Легкие дырки, эффективная масса	0,082 m
Тяжелые дырки, эффективная масса	0,45 m
Подвижность дырок при 300 K	400 см^2/(В·с)
Подвижность электронов при 300 K	8500 см^2/(В·с)

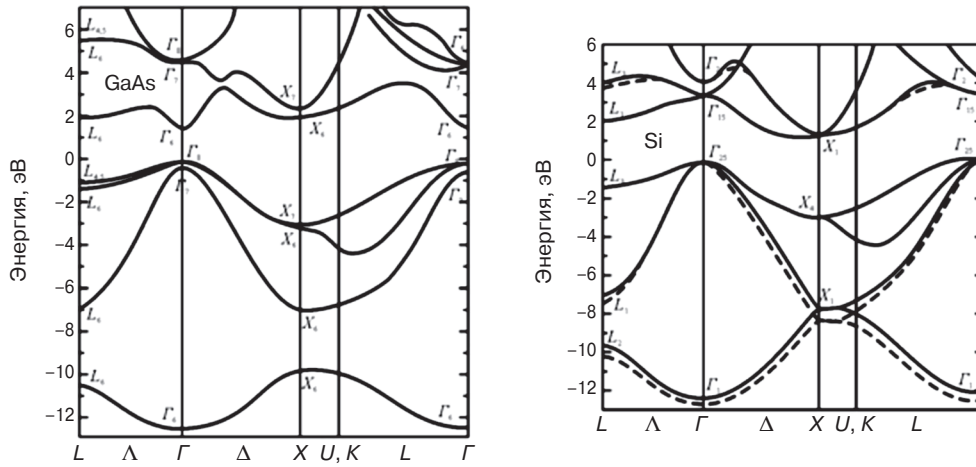


Рис. 19.2. Зонные диаграммы: GaAs (*а*), Si (*б*)

Прежде всего, следует отметить, что основные достоинства GaAs в качестве базового материала для полупроводниковых приборов определяются особенностями структуры его энергетических зон. На рис. 19.2 приведены классические зонные диаграммы GaAs и Si. Зонная диаграмма построена традиционным образом. По оси абсцисс здесь отложены значения волнового вектора для нескольких его направлений в зоне Бриллюэна, по оси ординат – значения энергии электронных состояний.

Существенные отличия GaAs от Si заключаются в характере зависимости энергии зон проводимости от волнового вектора. Из-за большей ширины запрещенной зоны собственная концентрация электронов и дырок в GaAs меньше, чем в Si, поэтому теоретически GaAs может обладать очень высоким значением удельного сопротивления. Это позволяет использовать такой материал в качестве диэлектрика в ИС, предназначенных для работы в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн, а также для изоляции структур в цифровых ИС.

Также бóльшая ширина запрещенной зоны позволяет создавать приборы, работоспособные при более высоких температурах, чем кремниевые.

Как было указано выше, одним из важнейших свойств материала является высокая (в шесть раз большая, чем в кремнии) подвижность электронов в электрических полях низкой напряженности, что потенциально позволяет создать СВЧ приборы с улучшенными характеристиками. Малая величина времени жизни неосновных носителей и большая, чем у кремния, ширина запрещенной зоны делают GaAs весьма перспективным материалом для создания радиационно-стойких приборов и ИС.

Для создания гетероструктур материалов $A^{III}B^{V}$ на подложках GaAs, предназначенных для изготовления высококачественных приборов, многочисленными исследователями были разработаны достаточно сложные методы выращивания эпитаксиальных пленок. В то же время оптические свойства таких гетероструктур открывают реальные перспективы создания на одном кристалле GaAs элементов цифровых, сверхвысокочастотных и оптических устройств.

Однако имеются причины, затрудняющие практическую реализацию тех преимуществ, которые может дать применение GaAs в технологии микроэлектроники. Главный недостаток арсенида галлия заключается в том, что он является двухкомпонентным соединением, в связи с чем приходится понижать максимальные температуры во время технологических процессов, предотвращая тем самым диссоциацию состава поверхности структур. Легирование с помощью процесса диффузии, нашедшее широкое применение при производстве кремниевых приборов, оказалось практически неприемлемым при переходе к GaAs. У арсенида галлия не существует и стабильного, легко формируемого естественно окисла, возможность получения которого у кремния явилась важным фактором при создании технологии производства первых кремниевых МОП-транзисторов. Поверхность GaAs также более восприимчива к воздействию различных химических веществ, используемых в технологических процессах, что требует в ряде случаев разработки принципиально нового подхода к практической реализации этих процессов. Кроме того, GaAs весьма хрупкий материал и подвержен разрушению при технологической обработке.

19.4. Микроэлектронные приборы на основе GaAs

Различные приборные структуры на GaAs и AlGaAs, которые используются при создании аналоговых и цифровых ИС, имеют самые разные назначения. Наиболее часто используемым элементом при разработке как цифровых, так и аналоговых ИС, является базовый элемент – полевой транзистор на GaAs.

Все приборы на основе GaAs можно разделить на несколько классов, основные из которых представлены на рис. 19.3.

Рассмотрим их более подробно.

19.4.1. Диоды на основе GaAs

На основе GaAs изготавливаются диоды трех типов. Среди них диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды, предназначенные для применения в СВЧ-диапазоне и диапазоне миллиметровых волн, а также диоды Шоттки, широко используемые в РЭА КН в качестве варакторов, смесителей и схем для изменения уровней сигналов.

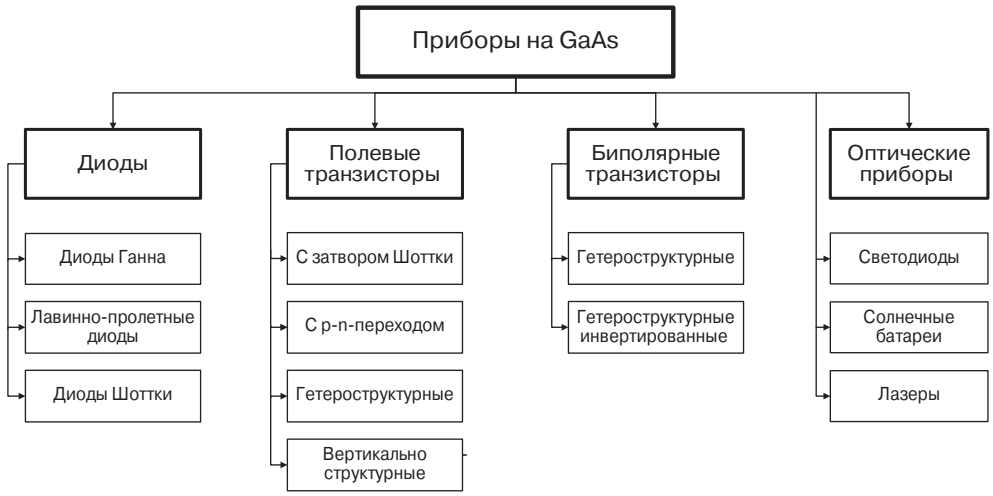


Рис. 19.3. Классификация приборов, изготавливаемых на основе GaAs

а) ***Диоды Ганна***

Диод Ганна был изобретен Джоном Ганном в далеком 1963 году. Это тип полупроводниковых диодов, используюемый для генерации и преобразования колебаний в диапазоне СВЧ. В отличие от других типов диодов, принцип действия диода Ганна основан не на свойствах p-n-переходов, а на собственных объемных свойствах полупроводника.

Схематичное представление конструкции этого прибора представлено на рис. 19.4*а*. Диод состоит из активной области длиной L, в которой концентрация легирующей смеси равна n, и двух омических контактов. Зависимость скорости переноса электронов от напряженности, при которой возникает отрицательная дифференциальная проводимость в такой структуре, составляет 3,2 кВ/см, пиковая величина скорости электронов равна при этом $22 \cdot 10^7$ см/с.

Физический механизм работы прибора заключается в следующем. При выполнении условия $nL > 10^{12}$ см$^{-2}$ в области катода образуются дипольные домены пространственного заряда, которые перемещаются в область анода и там исчезают. Частота генерации диода определяется временем переноса домена через активную область. В зависимости от схемы включения, величины nL и величины напряжения смещения известны и другие режимы работы диода. Наиболее распространенным применением диодов Ганна являются генераторы сигналов высоких частот и усилители на их основе.

Исторически диоды Ганна были первыми пригодными для практического использования приборами СВЧ-диапазона на GaAs. Тем не менее они нашли лишь ограниченное применение при создании ИС. До разработки технологии изготовления высокочастотных полевых транзисторов на GaAs многочисленными коллективами исследователей предпринимались усилия, направленные на использование диодов Ганна в качестве активных элементов цифровых ИС.

Еще одной возможной областью использования диодов Ганна в интегральных схемах является генерация сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн.

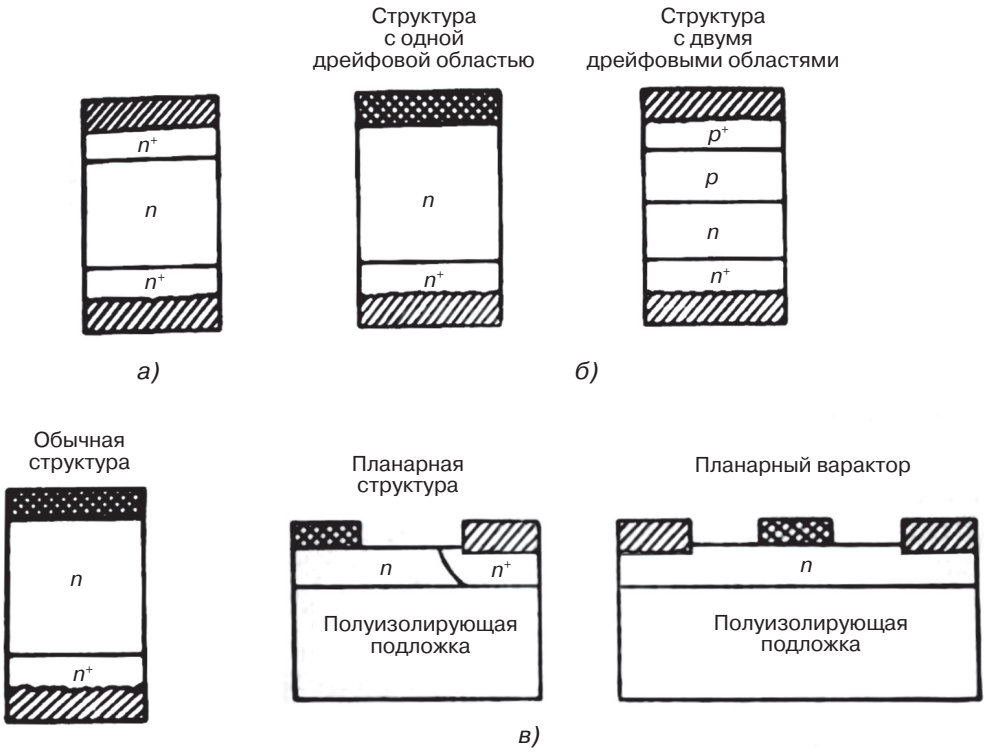


Рис. 19.4. Эскизы конструкций диодных структур на основе GaAs: диоды Ганна (*а*); лавинно-пролетные диоды (*б*); диоды с барьером Шоттки (*в*)

б) ***Лавинно-пролетные диоды (ЛПД)***

В ЛПД так же, как и в диодах Ганна, используется факт существования области отрицательной дифференциальной проводимости на вольт-амперной характеристике приборов. Однако механизм возникновения такой области в ЛПД отличается от такового в диодах Ганна. Обычно ЛПД состоит из барьера Шоттки или p-n-перехода, смещенных в обратном направлении до возникновения лавинного пробоя, дрейфовой области и омического контакта. На рис. 19.4*б* схематически показаны структуры ЛПД с одной и двумя дрейфовыми областями. В диодах с одной дрейфовой областью носители возникают вблизи барьера Шоттки и электроны движутся в направлении к омическому контакту. В диодах с двумя дрейфовыми областями генерация носителей происходит около центра структуры, затем электроны движутся по направлению к омическому контакту, а дырки по направлению к контакту p^+. Возникновение отрицательного сопротивления связано с существованием конечных величин времени формирования лавины и дрейфа носителей. Эти времена определяют запаздывание изменений тока через структуру по отношению к напряжению на ней и создают условия возникновения отрицательной дифференциальной проводимости диода в СВЧ-диапазоне и в диапазоне миллиметровых длин волн.

Наиболее перспективным направлением применения ЛПД в ИС является создание устройств генераторов сигналов миллиметрового диапазона для аналоговых

схем. ЛПД так же, как и диоды Ганна, удобно использовать для генерации СВЧ-сигналов, однако в качестве усилителей их применять значительно труднее, так как необходимо обеспечить развязку входных и выходных цепей схемы с помощью циркуляторов или гибридных ответвлений. Включение таких элементов в состав ИС СВЧ диапазона не является целесообразным. Поэтому ЛПД находят широкое применение лишь в качестве генераторов относительно мощных сигналов.

в) ***Диоды Шоттки на GaAs***

Диоды Шоттки на GaAs являются важным элементом современных аналоговых и цифровых ИС. Это определяется в значительной степени относительной простотой изготовления контактов к арсениду галлия. На рис. 19.4*в* показаны три типа структуры диодов Шоттки, которые могут быть реализованы при изготовлении ИС.

Первым типом является обычная вертикальная структура, которая в основном аналогична структуре ЛПД с одной дрейфовой областью. Такая структура чаще всего применяется при изготовлении дискретных диодов, предназначенных для работы в качестве варакторов, варикапов или смесителей. Ее можно использовать и при изготовлении ИС на подложках из полуизолирующего GaAs, что приводит, однако, к некоторому усложнению технологического цикла из-за необходимости обеспечения доступа к контактным областям со стороны подложки.

Ко второму типу структуры диодов Шоттки относится планарная структура, применяемая при изготовлении диодов, предназначенных для смещения уровня сигналов и выполнения логических функций в цифровых ИС. Величина прямого падения напряжения таких диодов определяется их площадью и величиной тока.

Третий тип структуры диодов Шоттки используется при изготовлении перестраиваемых варакторов для схем генераторов на полевых транзисторах в интегральном исполнении. Применение диодов такого типа позволяет за счет больших, чем у обычных варакторов, пределов изменения емкости, соответственно увеличить и диапазон перестройки частот генераторов. Расширение пределов изменения емкости у диодов на основе такой структуры объясняется тем, что при изменении величины обратного смещения изменяется и толщина обедненной области, и эффективная площадь диода.

19.4.2. Полевые транзисторы

На основе GaAs также изготавливаются полевые транзисторы. В их числе разновидности транзисторов с затвором Шоттки и p-n-переходом, ПТ с гетеропереходами, проницаемой базой и вертикальной структурой. Эскизы структур полевых транзисторов схематически изображены на рис. 19.5.

Несмотря на указанные выше конструктивные различия, принцип действия всех этих типов транзисторов основан на управлении величиной тока основных носителей в канале прибора с помощью напряжения, приложенного к затвору. Эти полевые транзисторы могут быть изготовлены как приборы, работающие или в режиме обогащения, или в режиме обеднения. Область канала у транзисторов, работающих в режиме обогащения (нормально закрытые транзисторы), при нулевом потенциале на затворе полностью обеднена, и для обеспечения проводи-

мости канала необходимо использовать прямое смещение. У транзисторов, работающих в режиме обеднения (нормально открытые транзисторы), ток в канале протекает и при нулевом смещении на затворе, и требуется приложить обратное смещение для того, чтобы достичь режима отсечки и перекрыть канал.

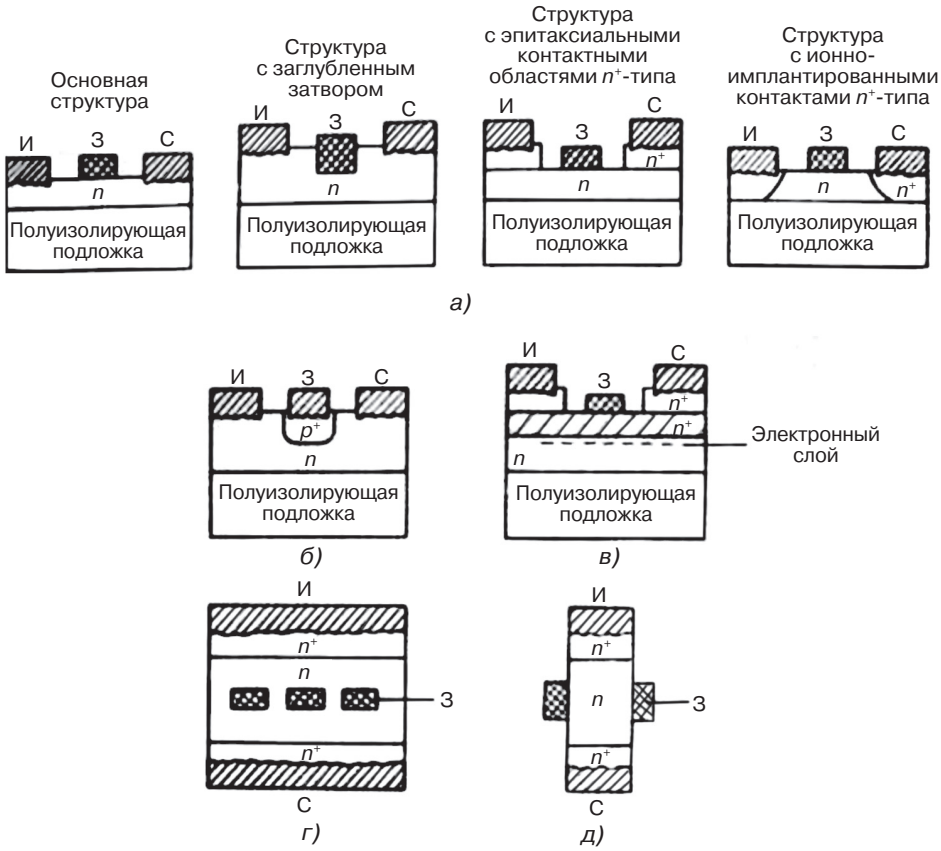


Рис. 19.5. Эскизы вертикальных разрезов полевых транзисторов на GaAs: с затвором Шоттки (*а*); с p-n-переходом (*б*); с гетеропереходом (*в*); с проницаемой базой (*г*); с вертикальной структурой (*д*)

Если в цифровых ИС обычно используются полевые транзисторы, работающие в режиме как обеднения, так и обогащения, то в монолитных ИС СВЧ-диапазона применяют исключительно приборы первого типа. Транзисторы, работающие в режиме обогащения, имеют меньшую потребляемую мощность по сравнению с транзисторами в режиме обеднения, но вместе с тем их частотные и шумовые свойства значительно хуже.

Как в цифровых, так и в аналоговых ИС СВЧ разработчики микросхем чаще всего применяют полевые транзисторы с затвором Шоттки. Полевые транзисторы с p-n-переходом обычно применяются при создании устройств с малой потребляемой мощностью, но одновременно и с меньшим быстродействием.

Рассмотрим более подробно эти базовые элементы.

а) ***Полевые транзисторы с затвором Шоттки и с p-n-переходом***

Типичные структуры ПТ с затвором Шоттки и p-n-переходом с планарным расположением областей истока, затвора и стока, изготовленных на подложках из полуизолирующего GaAs, показаны на рис. 19.5*а* и *б* соответственно. Активная область этих структур может формироваться посредством ионной имплантации непосредственно в подложку, в процессе эпитаксиального роста или ионной имплантации в эпитаксиальный слой. По ряду причин все большее распространение при изготовлении цифровых ИС и ИС СВЧ диапазона на полевых транзисторах приобретает использование операции ионной имплантации непосредственно в подложку. Это обусловлено хорошей воспроизводимостью отработанного технологического процесса, возможностью осуществлять селективное легирование, сохранять высокое качество поверхности и возможностью организации массового выпуска недорогих изделий.

Как вытекает из вышеизложенного, различия структур полевых транзисторов связаны с использованием конструкции обычного или заглубленного затвора, а также со способом формирования n^+-контактов к областям истока и стока, которые можно изготовить эпитаксиальными методами или ионной имплантацией (рис. 19.5*а*). Структуры с заглубленным затвором, с n^+-контактами к областям истока и стока или без таких контактов в настоящее время широко используют при изготовлении как мощных ПТ, так и полевых транзисторов с низким уровнем шума. Свойства областей заглубленного затвора и омических контактов к истоку и стоку в значительной степени определяют частотные характеристики и напряжение пробоя полевых транзисторов. При изготовлении цифровых ИМС обычно предпочтительнее использовать приборы с планарной геометрией, так как при этом упрощаются проблемы, связанные с покрытием ступеней в системе металл–диэлектрик при создании многоуровневой металлизации.

В настоящее время выполнено значительное число исследований, посвященных моделированию процессов работы полевых транзисторов и электронных схем на их основе. Самая первая модель ПТ, в которой использована ступенчатая аппроксимация канала, была предложена известным исследователем Шокли. Впоследствии его учениками были разработаны значительно более сложные модели.

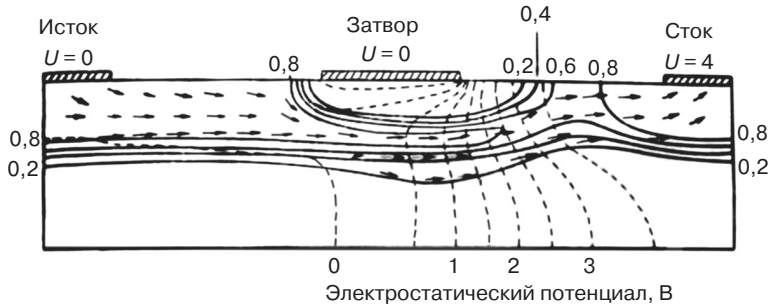


Рис. 19.6. Результаты компьютерного моделирования работы ПТ с затвором Шоттки

На рис. 19.6 представлены стандартные результаты математического моделирования режимов работы полевого транзистора с затвором Шоттки, проведенного на основе подхода, предложенного известным в этой области ученым Френели. На этом рисунке показаны плотность электронов, распределения электростатического потенциала и электрического тока в структуре транзистора. Сплошные линии на рисунке – значения отношения плотности электронов к концентрации легирования активного слоя. Штриховые линии – распределение электростатического потенциала. Стрелки – распределение электрического тока. Отчетливо видно существование обедненной области под затвором прибора. Увеличение плотности эквипотенциальных линий в области между затвором и стоком, соответствующее существованию больших напряженностей электрического поля, подтверждает тот экспериментально наблюдаемый факт, что выход приборов из строя связан с электрическим пробоем именно в этой области.

б) ***Полевые транзисторы на гетероструктурах***

Топология полевых транзисторов с гетеропереходами схожа с геометрией обычных ПТ, однако свойства используемых материалов резко отличаются. Из рис. 19.5*в* видно, что в подзатворной области полевых транзисторов с гетероструктурами находится сильнолегированный слой AlGaAs, а перенос электронов осуществляется в прилежащей к этому слою области нелегированного GaAs. Так как при этом значительно снижается интенсивность рассеяния электронов на примесях, разработчикам удается получить очень высокую подвижность электронов, в частности при температуре 77 K.

Обычно исходные структуры для изготовления полевых транзисторов на гетероструктурах разработчики получают методом молекулярно-лучевой эпитаксии. Для облегчения создания омических контактов после выращивания слоев нелегированного GaAs и AlGaAs в технологическом маршруте изготовления таких ИМС формируют n^+-слой. При этом слой AlGaAs можно использовать и в качестве слоя, останавливающего травление при удалении n^+-слоя между областями стока и истока. Наличие этих двух слоев AlGaAs, разделенных тонким слоем GaAs, позволяет на одной и той же пластине формировать транзисторы, работающие как в обедненном, так и в обогащенном режиме.

Еще на начальном этапе разработки полевых транзисторов на гетероструктурах исследователями с оптимизмом предполагалось создание на их основе новых цифровых ИС. Однако полевые транзисторы на гетероструктурах оказались перспективными и для использования в области сверхвысоких частот. Результаты последних исследований показывают, что полевые транзисторы на гетеропереходах применяются и в цифровых ИС, и в ИС СВЧ-диапазона.

в) ***Полевые транзисторы с вертикальной структурой***

Интерес разработчиков ИМС КН к созданию полевых транзисторов с вертикальной структурой определяется тем, что приборы такого типа могут быть изготовлены с очень короткой длиной затворов даже при весьма умеренных требованиях к точности процесса литографии. Длина затвора в таких структурах определяется толщиной металлической пленки, образующей затвор.

Существует два способа реализации ПТ с вертикальной структурой. К первому классу таких приборов относятся транзисторы с проницаемой базой.

В структуре прибора в активном слое были захоронены металлические островки (рис. 19.5*г*), которые аналогично затвору (или проницаемой базе) используются для управления интенсивностью потока электронов между истоком и стоком. Самым сложным этапом в процессе производства таких транзисторов является выращивание пленки GaAs поверх металлических островков. С помощью сканирующей просвечивающей электронной микроскопии удается наблюдать дефекты, возникающие в переходном слое между GaAs и металлом. Эти дефекты оказывают неблагоприятное воздействие на протекание тока между металлическими островками.

Существует еще один тип полевых транзисторов с вертикальной структурой. Структура этих транзисторов (рис. 19.5*д*) напоминает структуру транзисторов с проницаемой базой, однако в отличие от последних при изготовлении такого типа полевых транзисторов с вертикальной структурой не требуется выращивать пленку GaAs над затворными металлическими островками. Затвор примыкает к вертикальным сторонам канала в области между контактами к стоку и истоку.

Параметры таких транзисторов в СВЧ-диапазоне оказались весьма низкими. Транзистор с характерной шириной линии 0,5 мкм имел граничную частоту генерации 12 ГГц. Однако сложность технологических процессов их производства делает создание ИС на их основе очень дорогостоящим.

19.5. Биполярные транзисторы с гетеропереходами

Впервые структура биполярного транзистора (БТ) с гетеропереходами была предложена в 1957 г. Было показано, что при прочих равных условиях у транзистора, в котором область эмиттера сформирована в полупроводниковом материале с большей шириной запрещенной зоны, можно получить более высокие значения коэффициента усиления по сравнению с обычным биполярным транзистором.

Наиболее характерный БТ с гетеропереходами состоит из эмиттера n-типа на AlGaAs, области базы p-типа на GaAs и области коллектора n-типа на GaAs. В настоящее время для цифровых ИС разработаны два различных типа структур транзисторов с гетеропереходами – обычная и инвертированная (рис. 19.7).

В обычной структуре, показанной на рис. 19.7*а*, область эмиттера находится у поверхности кристалла, а между слоем AlGaAs и металлическим контактом к области эмиттера сформирован слой GaAs n-типа, предназначенный для облегчения условий создания омического контакта. Для изоляции области коллектора приборы такого типа изготовляют на подложках полуизолирующего GaAs. При этом для обеспечения доступа к коллекторному слою при изготовлении омических контактов необходимо протравливать окна через слои AlGaAs–GaAs. Для изготовления контакта к области базы используется ионная имплантация. Биполярные транзисторы с такой структурой были использованы в первых серийных сверхбыстродействующих ИС с эмиттерно-связанной логикой (ЭСЛ) [10].

Инвертированная структура БТ

На рис. 19.7*б* показана структура инвертированного транзистора, в которой область эмиттера заглублена. На основе приборов с такой структурой удобно создавать ИС с инжекционной логикой, так как для формирования области эмиттера может использоваться подложка n^+-типа. Слой AlGaAs n-типа выращивают при

этом прямо на подложке. Контакт к области базы формируется с помощью ионной имплантации. Основное достоинство инвертированной структуры транзистора заключается в том, что подложка n^+-типа может служить контактом к области эмиттера. Благодаря этому в технологическом цикле устраняется операция протравливания окон для изготовления контакта к эмиттеру, что позволяет применить планарную технологию при изготовлении ИС. На базе биполярных транзисторов с инвертированной структурой создают матрицы логических элементов для проектирования сверхбыстродействующих биполярных микросхем.

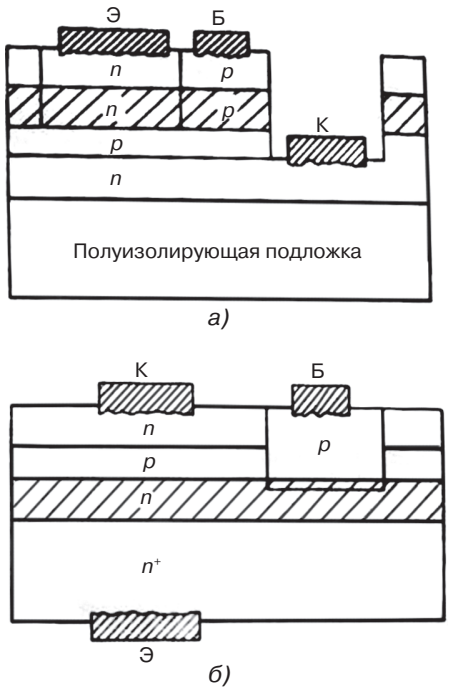


Рис. 19.7. Биполярные транзисторы с гетеропереходами: обычная структура (*а*); инвертированная структура (*б*)

19.6. Оптоэлектронные приборы на GaAs

а) ***Светодиоды***

Существует два типа светодиодов на GaAs: СД с p-n-переходом и с гетеропереходом GaAs-AlGaAs. Принцип действия прибора очень прост: при пропускании электрического тока через p-n-переход или гетеропереход в прямом направлении носители заряда рекомбинируют с излучением фотонов (из-за перехода электронов с одного энергетического уровня на другой).

Излучаемый свет лежит в узком диапазоне спектра, его спектральные характеристики зависят от степени легирования GaAs.

Стоимость мощных светодиодов, применяемых в портативных прожекторах и автомобильных фарах, на сегодняшний день довольно высока. Однако такие светодиоды, по сравнению с другими источниками света, имеют высокую световую отдачу и длительный срок службы.

б) ***Солнечные батареи***

Солнечная батарея – это совокупность фотоэлементов, прямо преобразующих солнечную энергию в постоянный электрический ток на основе фотоэффекта. Основной характеристикой материала, из которого изготовлен фотоэлемент, является коэффициент фотоэлектрического преобразования. Для GaAs первого поколения этот показатель был равен 25,1%, когда для Si он составлял 24,7%.

Для производства современных солнечных фотоэлементов используется структура GaInP.

19.7. Новые приборы на GaAs

Технология производства приборов на основе полупроводниковых материалов типа $A^{III}B^{V}$ позволяет применить ряд способов улучшения параметров изделий. Исследования в этой области, проводимые в настоящее время, направлены на разработку новых материалов, совершенствование технологических процессов, использование особенностей переноса носителей в полупроводниках.

Полупроводниковые материалы $A^{III}B^{V}$, структура которых совместима с подложками InP, исследуются в настоящее время особенно активно. К таким материалам относятся InGaAs и соединения InGaP. Интерес к указанным материалам определяется возможностью изменения ширины их запрещенной зоны, что позволяет создавать оптоэлектронные приборы, работающие на длинах волн, оптимальных для систем связи. Кроме того, эти материалы перспективны для изготовления приборов для усиления и генерации, так как в ряде случаев величина максимальной дрейфовой скорости носителей в них выше, чем в GaAs.

Разработка новых технологических процессов открывает возможности для создания новых типов приборов микроэлектроники. Важное место среди таких приборов занимают транзисторы с проницаемой базой, появление которых стало возможным благодаря разработке новых методов эпитаксиального роста пленок. Кроме того, по мере уменьшения размеров приборов все большее значение приобретают новые технологические методы изготовления субмикронных структур.

Еще одним перспективным способом улучшения параметров создаваемых приборов является разработка новых приборных структур, использующих нетрадиционные процессы переноса носителей. Наиболее известным подходом для реализации таких свойств является уменьшение размеров приборов, позволяющее использовать преимущества явлений превышения скорости насыщения или баллистических явлений переноса. В настоящее время исследуется возможность создания таких условий переноса и в приборах с вертикальной структурой. Другая возможность изменить процесс переноса носителей – использование «сжатия» траекторий движения электронов. На этом принципе основана работа некоторых приборов с селективно легированными гетероструктурами. Приведем только два примера конструкций таких приборов.

а) ***Приборы, работающие на основе квантового размерного эффекта***

Усовершенствование технологии выращивания материалов $A^{III}B^{V}$ позволило создать принципиально новые типы приборных структур. Например, с помощью методов молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) и классической эпитаксии из паров ме-

таллоорганических соединений удается выращивать гетероструктуры, у которых толщина слоев сравнима с длиной волны де Бройля электронов, находящихся в зоне проводимости. Движение электронов в таких структурах квантуется по дискретным состояниям. Использование подобных структур с потенциальными ямами позволило значительно улучшить параметры промышленных полупроводниковых лазеров.

б) ***Резонансный туннельный диод***

Принцип работы этого диода также основан на туннельном эффекте, обусловленном квантово-механическими явлениями.

Обычные диоды при увеличении прямого напряжения монотонно увеличивают пропускаемый ток. В туннельном диоде квантово-механическое туннелирование электронов добавляет «горб» в вольт-амперную характеристику, при этом, из-за высокой степени легирования p- и n-областей напряжение пробоя уменьшается практически до нуля.

Резонансные туннельные диоды находят широкое применение в качестве генераторов и высокочастотных переключателей для современной РЭА.

Из проведенного выше краткого анализа очевидны основные преимущества материалов типа $A^{III}B^{V}$.

Поэтому в последние годы достаточно большие капиталовложения были направлены на расширение исследований и разработку изделий на основе GaAs, а также на организацию серийного производства новых приборов.

Уже сейчас можно сказать, что ИС СВЧ диапазона на основе GaAs достаточно широко применяются в разрабатываемых военных системах и находят относительно большой рынок сбыта в гражданских системах приема телевизионных программ со спутников, а также в сотовой связи. Конечно, во многих отношениях ИС СВЧ на GaAs находятся вне конкуренции с кремниевыми ИС. Превосходные характеристики приборов на GaAs в СВЧ-диапазоне и возможность изготовления полуизолирующих подложек, необходимых для изготовления этих ИС, обеспечивают некоторые технологические преимущества схем на GaAs перед кремниевыми ИС. В частности, существуют прикладные военные и коммерческие задачи, решение которых возможно только при использовании таких ИС. Характерным примером этого является использование этих приборов в качестве активных элементов современных радиолокаторов и ФАР для наземного эшелона СПРН.

Можно сказать, что цифровые интегральные схемы на GaAs составляют достойную конкуренцию кремниевым ИС в тех областях, где требуется очень высокое быстродействие.

19.8. Состояние и перспективы развития монолитных интегральных схем СВЧ

19.8.1. Основные сферы применения монолитных интегральных схем СВЧ

Монолитные интегральные схемы (далее – МИС СВЧ, в англоязычной литературе MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuit) получили широкое распространение не только в военной, но и в гражданской технике, особенно в сотовой

телефонии, вследствие развития высокоскоростных широкополосных систем передачи данных при постоянной потребности снижения массогабаритных параметров изделий [11, 12].

Прототипом современной МИС СВЧ была идея, озвученная и запатентованная (патент США № 2981877) в 1961 году Робертом Нойсом, работавшим в то время в компании Fairchild. На наших лекциях для белорусских, китайских, болгарских, индийских студентов мы часто рассказываем, что он создал первую микросхему с планарной структурой, в качестве подложки используя кремний. Планарные диффузионные биполярные кремниевые транзисторы и резисторы Нойс соединял между собой тонкими алюминиевыми полосками, лежащими на пассивирующем оксиде кремния. Для изготовления этих полосок им был использован традиционный для того времени процесс, включающий напыление металлического слоя и фотолитографию с последующим химическим травлением металла. Позже сверхвысокочастотные МИС стали изготавливать на основе полупроводниковых кристаллов из арсенида галлия, который и по сей день занимает лидирующие позиции как материал для производства МИС СВЧ (более 80% монолитных микросхем выполняются на подложках из арсенида галлия и тройных полупроводников на его основе: AlGaAs и InGaAs).

Благодаря высокой подвижности электронов МИС СВЧ на арсениде галлия могут быть использованы в диапазонах от 1 до 100 ГГц. Исторически первыми применениями таких МИС были военные и гражданские РЛС, спутниковые системы связи и навигации, средства связи и т.п. Можно утверждать, что если на этапе становления монолитных интегральных схем двигателем их дальнейшего развития была необходимость повышения надежности устройств военной техники, то сейчас в основном этой движущей силой являются постоянно растущие требования мирового рынка по снижению габаритов изделий (в частности, сотовых телефонов, средств навигации и т.п.).

Монолитные ИС чаще всего используются в СВЧ-диапазоне в приложениях, где необходимы небольшие размеры и высокая надежность. Примерами систем на базе МИС могут служить приемники и передатчики систем связи, фазированные антенные решетки (ФАР), датчики, работающие на сверхвысоких частотах, и т.п.

Здесь можно отметить приемо-передающий модуль (ППМ), являющийся элементом активной ФАР. В состав ППМ обычно входят передающий и приемный тракты, переключатель режима работы, фазовращатель. Широко применяются твердотельные ППМ, использующие полевые арсенид-галлиевые транзисторы и твердотельные СВЧ интегральные схемы.

В последнее время МИС широко используются в сотовой и спутниковой телефонии, устройствах глобального позиционирования GPS. Успехи в технологии МИС стали широко использоваться и в производстве дискретных компонентов, что более всего относится к биполярным гетеротранзисторам, выполняемым по технологии МИС. Эти транзисторы пользуются большим спросом у производителей профессиональных средств связи и телекоммуникаций.

Характерным признаком монолитных ИС СВЧ является их низкая степень интеграции в сравнении с цифровыми микросхемами.

Современная монолитная ИС представляет собой функционально законченное устройство, не требующее использования каких-либо дополнительных внешних задающих и подстроечных элементов.

Наиболее типичными МИС являются малошумящие усилители, смесители, усилители мощности, модуляторы и т.д. На основе перечисленных МИС легко построить устройство более высокого уровня, например приемник. При этом, поскольку приемник будет содержать только несколько единиц составных элементов (МИС не требуют внешних компонентов), и в связи с тем, что МИС имеет довольно высокую наработку на отказ, надежность такого приемника будет весьма высокой, недостижимой при его реализации на дискретных компонентах с аналогичными техническими характеристиками. Существуют также устройства, целиком реализованные в виде одной МИС. Ярким примером может служить МИС-приемник, выполненный на едином кристалле. Очевидно, область применения микросхем такого типа сильно ограничена, особенно если принять во внимание, что МИС представляет собой законченное устройство, не требующее каких-либо внешних подстроечных компонентов, и что такой приемник невозможно будет адаптировать к использованию, например, в другом частотном диапазоне. С другой стороны, если предусмотреть внешние элементы подстройки, то теряются преимущества от использования такой МИС.

Конечно, о массовости таких микросхем не может идти и речи, и основными областями применения таких МИС являются космическая и военная техника, где на первом плане стоит надежность прибора, а не его цена. В связи с единичным типом производства микросхем такого типа здесь не представляется возможным воспользоваться хорошо отработанной методикой статистического прогнозирования средней наработки на отказ и встает уже другая проблема, связанная с прогнозированием индивидуальной надежности микросхемы.

В период с 2010 по 2013 год объем продаж монолитных ИС увеличился практически вдвое. Кроме того, заметна тенденция увеличения доли продаж МИС в коммерческой, а не военной области. Пожалуй, основной причиной этого служит интенсивно развивающийся рынок беспроводных систем связи, навигации и телекоммуникаций. В связи с этим большинство производителей полупроводниковых пластин (Vitesse, Kopin, TriQuent, Conexant, M/A-COM, RF Micro Devices, ATMI) существенно расширили объемы производства пластин из арсенида галлия.

19.8.2. Основные материалы для изготовления МИС СВЧ

Очевидно, в процессе эволюции технологии производства МИС прогрессировала и их конструкция. Примерно в то время, когда появился первый биполярный транзистор с гетеропереходом, выполненный по технологии МИС, возник интерес к использованию и других материалов для производства монолитных микросхем. Этот интерес в первую очередь был вызван необходимостью реализации микросхем, работающих на более высоких частотах и использующих в качестве исходного материала полупроводниковые соединения вида A_3B_5. Для базы и коллектора было использовано тройное соединение InGaAs, а эмиттер и коллектор выполняли на фос-

фиде индия InP. Использование фосфида индия InP позволило улучшить частотные характеристики и увеличить пробивное напряжение коллектора. Поскольку ширина запрещенной зоны InP больше, чем у In 0,53Ga 0,47As (1,35 и 0,75 эВ соответственно), то напряжение пробоя коллекторного гетероперехода составляет не менее 6 В.

На момент написания этой книги существует большое разнообразие комбинаций материалов эмиттера, базы и коллектора, и тема выбора материала МИС с точки зрения поиска оптимума в конструкции и в технологии изготовления заслуживает отдельного анализа, поэтому здесь отметим лишь, что наибольшее распространение получили n-p-n транзисторные гетероструктуры типа InAlAs–InGaAs –InP и InP–InGaAs–InP.

Использование таких материалов вкупе со снижением толщины базы, которое стало возможным благодаря интенсивному развитию технологии молекулярно-лучевой эпитаксии, позволяет обеспечить работу транзистора на граничной частоте до 250 ГГц и выше.

Другим популярным материалом для изготовления МИС СВЧ является нитрид галлия (GaN), характеристики которого далее будут рассмотрены более детально. СВЧ-приборы на основе нитрида галлия позволяют добиться больших значений удельной плотности выходной мощности. Например, компанией Cree был разработан GaN полевой транзистор с барьером Шоттки с затвором длиной 0,55 мкм и шириной 0,25 мкм, выходная мощность которого в непрерывном режиме на частоте 4 ГГц составляла 8 Вт.

Соответственно, удельная выходная мощность такого транзистора была равна 33 Вт/мм, а рабочее напряжение «исток–сток» составляло 120 В, максимальная плотность тока в канале достигала 1,2 А/мм.

19.8.3. Активные элементы МИС и их надежность

Основным активным элементом МИС с момента их появления и до настоящего времени является полевой транзистор с барьером Шоттки (MESFET). Однако все возрастающие требования военных приводят к невозможности их использования в некоторых приложениях. Это связано со сложностью повышения быстродействия MESFET посредством уменьшения длины затвора. Поэтому в последнее время получили распространение транзисторы с повышенной подвижностью электронов и псевдоморфные (HEMT/PHEMT), а также биполярные гетеротранзисторы (HBT). Диаграмма, показывающая частоты, при которых теоретически могут использоваться соответствующие приборы, приведена на рис. 19.8 [13].

Рассмотрим подробнее особенности конструкций перечисленных активных элементов МИС СВЧ.

Полевые транзисторы с барьером Шоттки (MESFET)

Первый арсенид-галлиевый полевой транзистор с барьером Шоттки появился в 1963 году. Это стало возможным благодаря разработанному фирмой GEC Marconi Material Technology процессу контролируемого выращивания высокочистых тонких пленок на полупроводниковом арсениде галлия.

Базовая структура MESFET приведена на рис. 19.9.

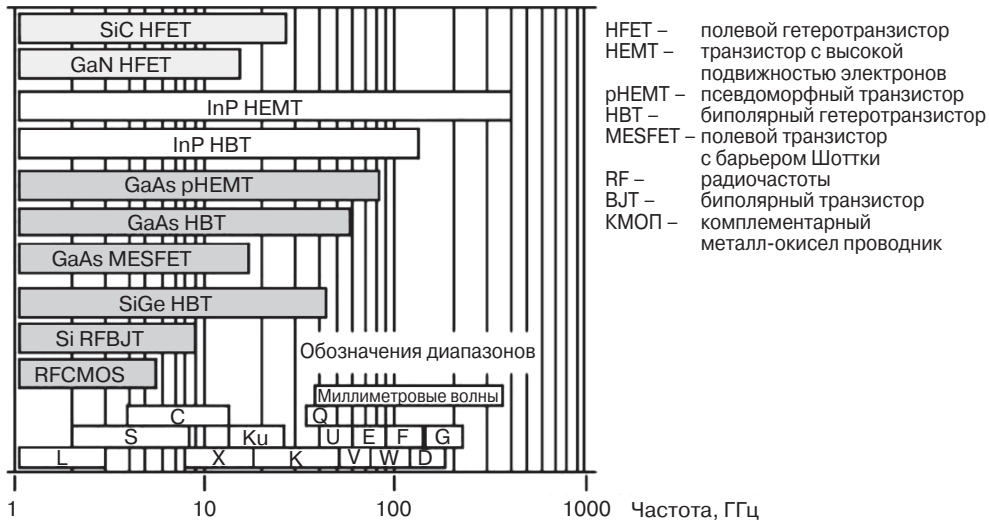


Рис. 19.8. Обобщенная диаграмма использования компонентов МИС по рабочим частотам

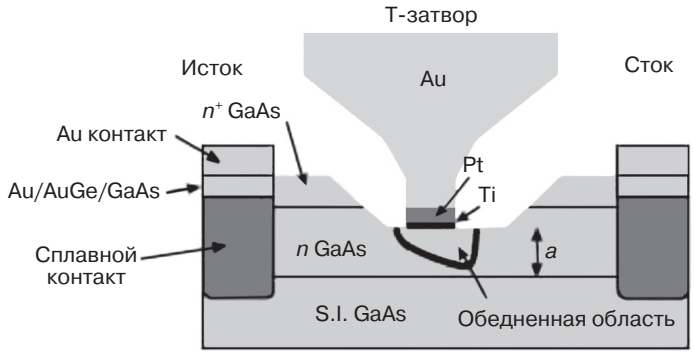


Рис. 19.9. Базовая структура полевого транзистора с барьером Шоттки

Базовым материалом является подложка из арсенида галлия. Буферный слой эпитаксиально выращивается на полуизолирующей подложке и служит для изоляции дефектов в подложке от рабочей части транзистора. Канал является тонким, слегка легированным проводящим слоем полупроводникового материала, эпитаксиально выращенным на буферном слое. Высоколегированные области, показанные на рисунке, необходимы для обеспечения низкого омического сопротивления контактов транзистора.

Эквивалентная схема и типовая вольт-амперная характеристика другого широко используемого в МИС СВИ активного элемента – полевого транзистора с барьером Шоттки приведена на рис. 19.10.

Для обеспечения высокого быстродействия транзистора необходимо стремиться к минимизации длины затвора, что, однако, ограничивается технологическими возможностями производства. Кроме того, необходимо помнить, что для эф-

фективного управления током канала длина канала L должна быть больше его глубины a, т.е. $L/a > 1$.

Поэтому в большинстве MESFET глубина канала составляет 0,05–0,3 мкм. Сказанное означает, что для обеспечения достаточно большого тока концентрация носителей в канале должна быть весьма велика. Малые размеры транзисторов приводят к снижению их надежности. Это связано с малым поперечным сечением области затвора, что приводит к увеличению плотности тока. Это является обычным для мощных транзисторов, в которых основным механизмом отказа является миграция электронов. Для уменьшения сопротивления затвора обычно используется золото. Поскольку золото создает «ловушки» в арсениде галлия, которые эффективно снижают концентрацию носителя и, соответственно, ток через транзистор, должен быть использован барьерный металл, например платина. В связи с тем, что глубина канала очень мала, любая диффузия металла затвора в арсенид галлия приводит к значительным изменениям тока, протекающего через канал, и уменьшает напряжение отсечки транзистора. Малые расстояния между затвором и стоком создают сильные электрические поля, которые могут привести к лавинной генерации электронов.

Эти «горячие» электроны могут затем становиться «ловушкой» на поверхности GaAs или в пассивирующем материале, который обычно размещен на поверхности транзистора.

Факторы ненадежности полевых транзисторов в большей степени принадлежат к классу технологических. В устройствах малого сигнала деградация омических контактов или взаимная диффузия металла затвора и арсенида галлия приводят к сдвигу их основных характеристик I_D, g_m и V_p [13].

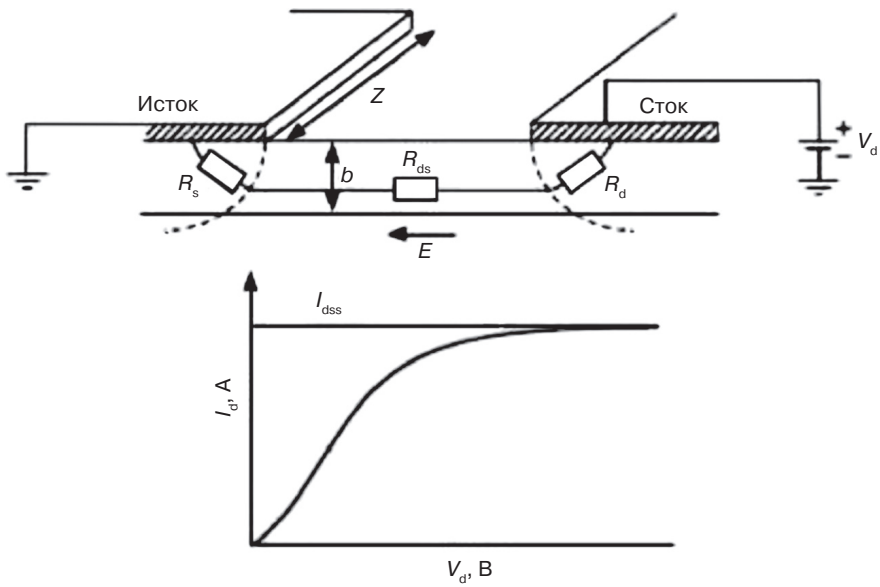


Рис. 19.10. Эквивалентная электрическая схема и типовая вольт-амперная характеристика полевого транзистора с барьером Шоттки

Хотя мощные MESFET тоже страдают от параметрической деградации, все же наиболее распространенными являются катастрофические (внезапные) отказы. Однако последние успехи в технологии производства GaAs-приборов и обеспечение работы в пределах безопасных режимов уменьшают число отказов. Для усилителей мощности полевые транзисторы должны быть разработаны для максимальной пиковой выходной мощности. Для технологов это означает большое напряжение «сток–исток» и значительный ток стока.

К сожалению, одновременно оба эти параметра теоретически не могут быть максимизированы. Поэтому на данный момент для МИС СВЧ-усилителей мощности пока используются биполярные гетеротранзисторы.

Для увеличения тока стока требуется высокая концентрация носителей или большая ширина затвора. Однако не стоит забывать, что глубина канала не может быть существенно увеличена, поскольку это приводит к уменьшению частотного диапазона работы устройства. Концентрация носителей также не может быть увеличена без снижения напряжения пробоя «затвор–сток», которое необходимо максимизировать для увеличения допустимого напряжения «сток–исток». Следовательно, альтернатива одна: увеличивать ширину затвора. Однако в конструкции СВЧ-устройств линейные элементы большой длины не являются элементами с однородным потенциалом на протяжении всей длины. Основное правило заключается в том, что линия должна быть меньше десятой части длины волны, только тогда ее можно рассматривать как однородный элемент. Для арсенида галлия в X-диапазоне (8–12 ГГц) максимальная длина затвора, которая может быть использована, не превышает 1 мм.

Рис. 19.11. Типовой техпроцесс изготовления MESFET

Если требуется более высокий ток, разработчиками МИС используется параллельное включение нескольких затворов. Однако плотное расположение параллельно включенных затворов приводит к увеличению локальной температуры соответствующей области МИС, что также негативно влияет на надежность изделия, поскольку арсенид галлия по сравнению с кремнием – плохой проводник температуры.

Технология изготовления MESFET

Типовой маршрут техпроцесса изготовления MESFET методом ионной имплантации приведен на рис. 19.11.

Первым шагом традиционно является изготовление тонкопленочных резисторов. Металл резистора (AuGeNi) испаряется, затем наносится TaN. AuGeNi обычно используется для изготовления низкоомных резисторов, в то время как TaN – для высокоомных. Базовые этапы технологии приведены на рис. 19.12.

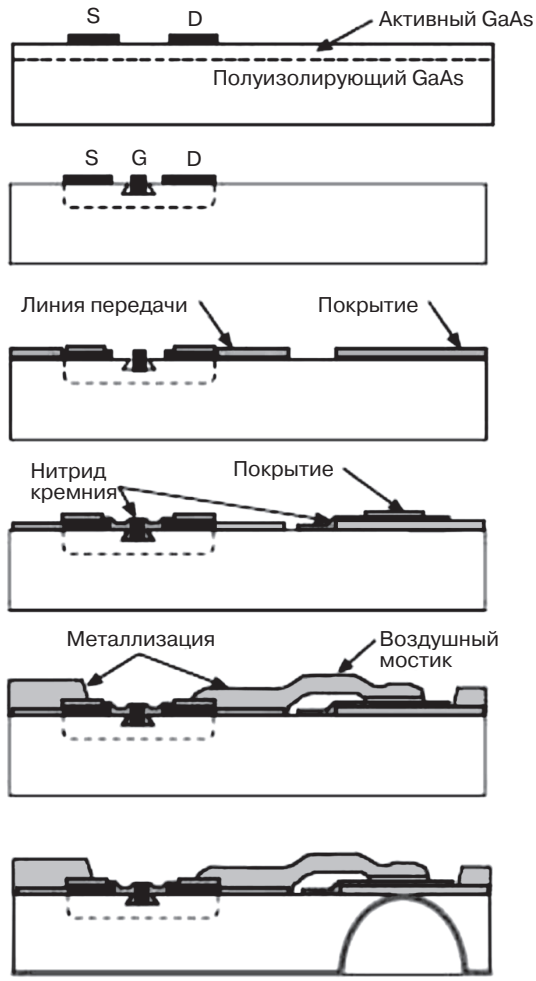


Рис. 19.12. Эскизы типовых структур для базовых этапов изготовления MESFET

Вторым этапом маршрута является изолирование и формирование затвора. За счет ионной имплантации, например, бора осуществляется деактивация проводящего слоя GaAs и формируются необходимые изолирующие области. После этого этапа осуществляют нанесение металла и формирование воздушных «мостиков». На финишных операциях формируют переходные отверстия и осуществляют химическую обработку обратной стороны подложки.

19.8.4. Перспективные конструктивно-технологические решения МИС СВЧ

Рассмотрим конструктивно-технологические решения основных активных элементов, широко используемых в современных МИС СВИ.

Транзисторы с высокой подвижностью электронов и псевдоморфные транзисторы (HEMT/PHEMT)

Как говорилось выше, в последнее время в космических и военных приложениях, там, где требуются малый коэффициент шума и высокое усиление, транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT) и псевдоморфные (PHEMT) транзисторы получают все большее распространение.

Оба эти транзистора относятся к классу полевых транзисторов, поэтому базовые принципы функционирования весьма схожи. Как показано ниже, основным отличием между транзисторами с высокой подвижностью электронов и полевыми транзисторами является эпитаксиальная структура слоя.

Рассмотрим особенности типовой конструкции HEMT/PHEMT.

Эпитаксиальная структура базового транзистора с высокой подвижностью электронов (HEMT) приведена на рис. 19.13*а*, псевдоморфного транзистора – на рис. 19.13*б*.

Аналогично с полевыми транзисторами с барьером Шоттки (MESFET), эта структура выращена на полуизолирующей подложке из GaAs при помощи молекулярно-лучевой эпитаксии (Molecular Beam Epitaxy – MBE) или более распространенного металлоорганического испарения.

Буферный слой, обычно тоже арсенид-галлиевый, который эпитаксиально выращивается на подложке, служит для изоляции дефектов и призван создать гладкую поверхность, на которой затем происходит выращивание активных слоев транзистора.

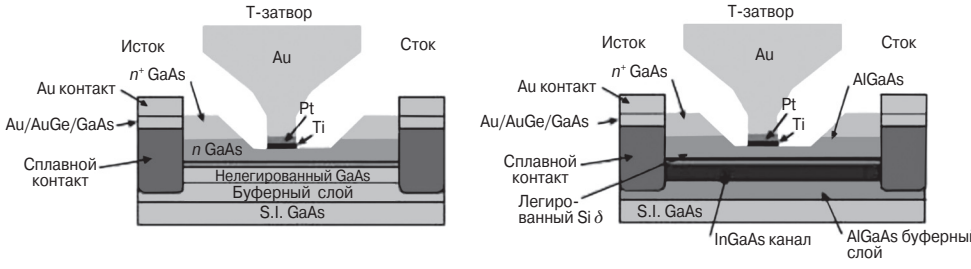


Рис. 19.13. Базовая структура транзистора с высокой подвижностью электронов (HEMT) (*а*) и псевдоморфного транзистора (*б*)

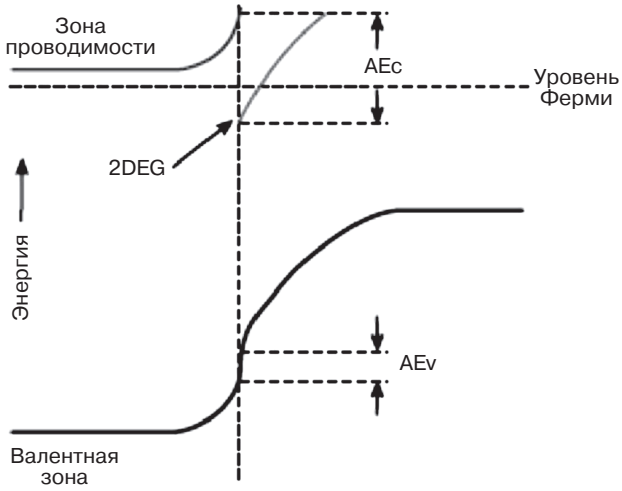


Рис. 19.14. Энергетические диаграммы канала HEMT

Энергетические характеристики канала, соответствующие стандартной структуре транзистора, показаны ниже. В идеальной системе все электроны проводимости размещаются в этом канале. Наиболее важным компонентом в энергетической структуре канала является двумерный электронный газ (2DEG на рис. 19.14), являющийся следствием различной ширины интервалов между энергетическими уровнями.

На надежность транзисторов типа HEMT и PHEMT существенно влияют параметры эпитаксиальной структуры, процесс производства и геометрия устройства. Основными известными механизмами отказа являются [14]:

- «погружение» затвора вследствие взаимной диффузии металла затвора в полупроводник, что ведет к снижению усиления;
- деградация омических контактов «стока–истока» вследствие деградации сплавной области, а также увеличение сопротивления «сток–исток» RDS;
- повреждение поверхности под действием «горячих» электронов;
- повышенная чувствительность к кислороду воздуха, что приводит к возникновению поверхностных реакций, в результате возникают так называемые «ловушки»;
- водородное «отравление», которое приводит к снижению усиления и напряжению отсечки;
- высокая влажность, которая может быть причиной короткого замыкания затвора и стока.

Наглядное представление влияния эффекта «погружения» затвора на вольтамперные характеристики MESFET и HEMT транзисторов приведено на рис. 19.15.

Здесь стрелками показано направление смещения характеристики транзистора.

Как видно из рисунка, такое сильное смещение ВАХ может привести не только к выходу характеристик устройства за пределы допуска, но и в некоторых случаях к полному отказу активного элемента (MESFET, HEMT и др.).

Далее кратко рассмотрим основные особенности технологии изготовления HEMT/PHEMT (рис. 19.16).

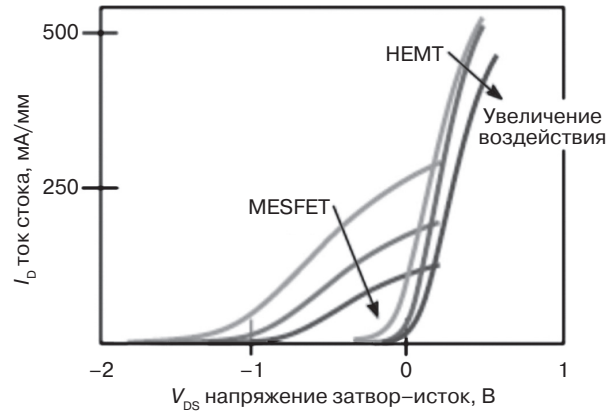


Рис. 19.15. Влияние эффекта «погружения» затвора на ВАХ MESFET и HEMT транзисторов

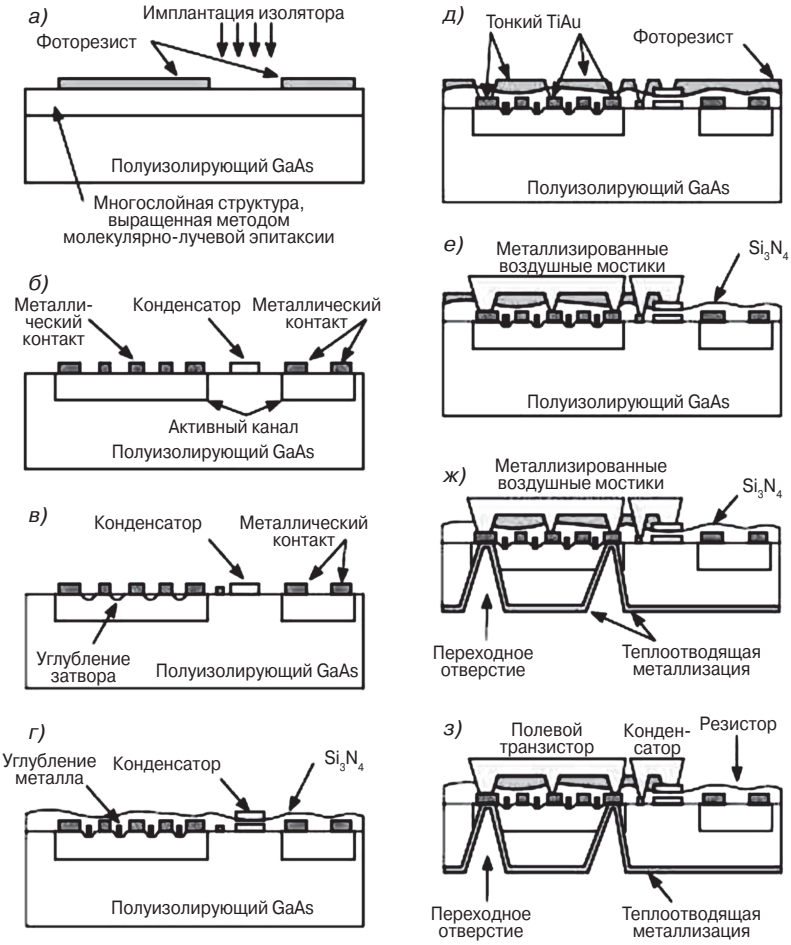


Рис. 19.16. Основные этапы процесса изготовления HEMT/PHEMT

Первым этапом процесса изготовления является тщательный отбор подложек с требуемыми характеристиками. Между технологиями изготовления HEMT и PHEMT имеются, несомненно, незначительные различия, однако в данном случае мы их рассматривать не будем, коснувшись лишь базового процесса, который для обоих приборов является одинаковым.

Вторым этапом является формирование тела активного канала и имплантация изолятора, после чего формируются омические переходы, затем осуществляется формирование углублений затвора и области «затвор–металл».

После этого производят травление истока и контактов, формируют воздушные мостики, переходные отверстия и осуществляют химическую обработку обратной стороны подложки.

Биполярные гетеротранзисторы (HBT)

Биполярные гетеротранзисторы широко используются как в цифровых, так и в аналоговых МИС на рабочих частотах выше стандартного диапазона Ku. За счет своей структуры они обеспечивают более быстрое переключение, в основном за счет уменьшенного сопротивления базы и чрезвычайно малой емкости между коллектором и подложкой. Цена таких транзисторов относительно невысока, что связано с меньшей требовательностью технологического процесса в сравнении, например, с полевыми транзисторами. Кроме высокого быстродействия, биполярные гетеротранзисторы обеспечивают более высокое по сравнению с FET предельно допустимое напряжение. Эти транзисторы также обладают хорошей линейностью, низкими фазовыми шумами, они легко согласуются.

На рис. 19.17 представлена типовая структура биполярного гетеротранзистора – вертикальная.

Подложкой в данном случае служит полупроводниковая пластина арсенида галлия. Эпитаксиальные слои могут быть выращены различными способами, например молекулярно-лучевой эпитаксией.

Типовые вольт-амперные характеристики такого биполярного гетеротранзистора приведены на рис. 19.18 и не требуют особых комментариев.

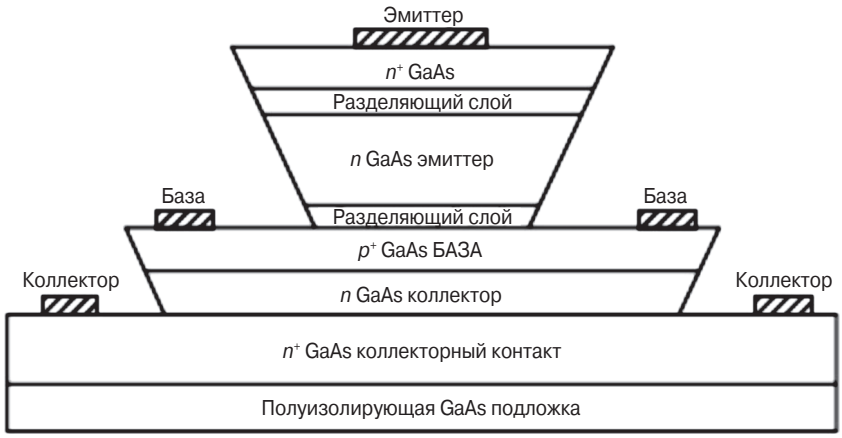


Рис. 19.17. Базовая структура биполярного гетеротранзистора

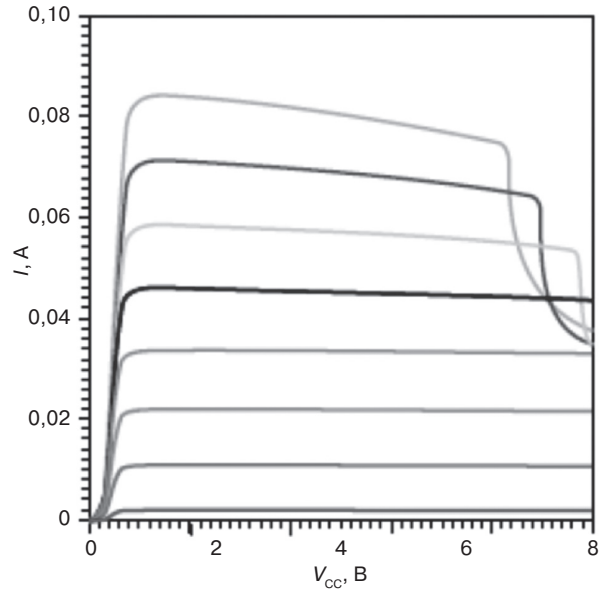


Рис. 19.18. Типовая ВАХ биполярного гетеротранзистора

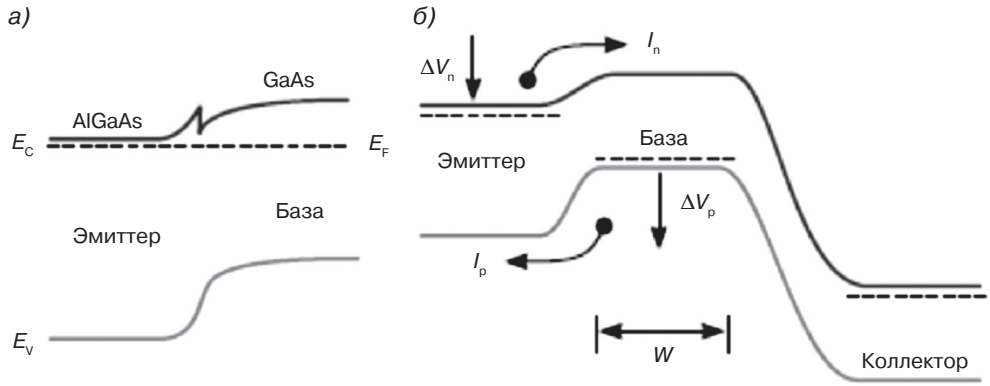


Рис. 19.19. Энергетические диаграммы HBT

Рассмотрим кратко принцип работы биполярного гетеротранзистора.

В отличие от рассмотренных выше активных приборов МИС СВЧ, биполярные гетеротранзисторы имеют вертикальную структуру. Благодаря своей конструкции они не только более высокочастотны, чем, например, MESFET, но и более удобны для использования в различных усилителях мощности.

Как видно из рис. 19.19, потенциальный барьер инжектированных дырок (ΔV_p) и электронов (ΔV_n) в контакте «эмиттер–база» отличается шириной зазора между AlGaAs эмиттером и GaAs базой.

Это небольшое различие существенно влияет на коэффициент I_n/I_p, где I_n – ток инжектированных электронов из эмиттера в базу, а I_p – нежелательный ток инжектированных дырок из базы в эмиттер.

Для арсенида галлия $\Delta Eg \approx 14{,}6kT$, соответственно, $\exp(\Delta Eg/kT) \approx 22\,106$, поэтому можно осуществлять высокое легирование базы и низкое легирование эмиттера без существенного снижения усиления по току. Практически же обычно осуществляют легирование базы таким образом, чтобы усиление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, составляло порядка 100 раз. Низкое легирование эмиттера приводит к снижению емкости контакта «эмиттер–база», что позволяет работать транзистору на более высоких частотах.

В результате протекания классических физических процессов старения надежность биполярных гетеротранзисторов может ухудшаться вследствие возникновения следующих факторов:

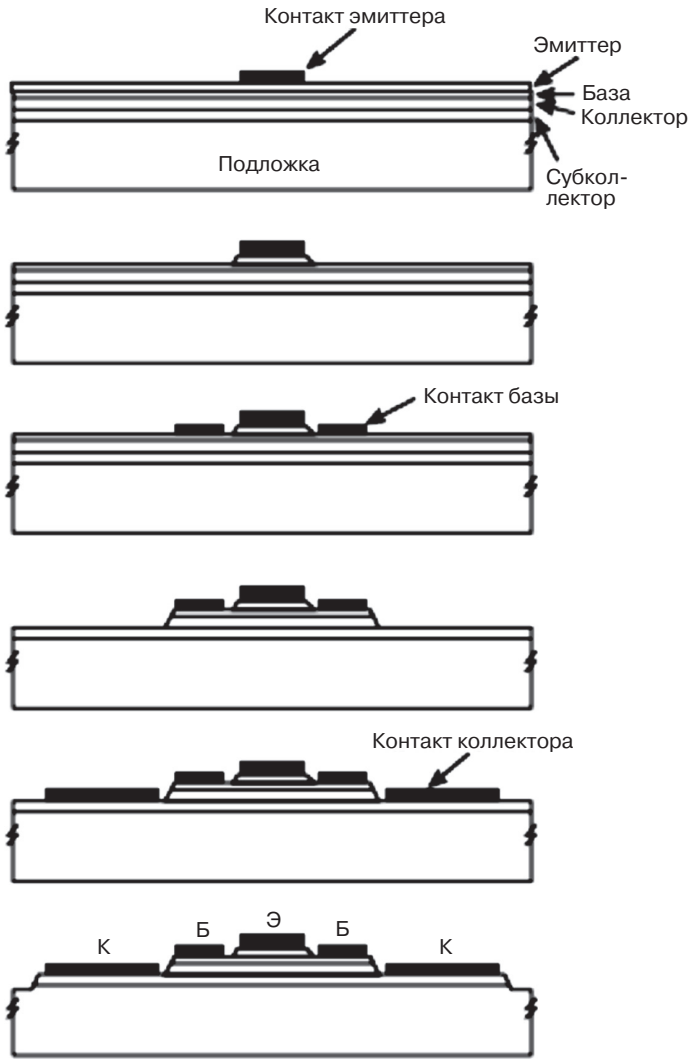


Рис. 19.20. Последовательность изготовления структуры биполярного гетеротранзистора HBT

– снижение усиления по току и увеличение напряжения «база–эмиттер» при высоких токах эмиттера;
– увеличение сопротивления контактов, вызванное деградацией связи между омическими контактами эмиттера (металлизацией) и полупроводниковой областью эмиттера. Для решения этой проблемы обычно используется дополнительный контактный слой из материала InGaAs;
– разрастание кристаллических дефектов в области контактов «эмиттер–база»;
– дрейф усиления по току (снижение) и увеличение напряжения «база–эмиттер» для конкретного тока коллектора, вызванное «окислением» мезаструктуры эмиттера в области контакта «эмиттер–база».

Типовая технология изготовления биполярных гетеротранзисторов состоит из нескольких этапов травления для открытия нужных областей и формирования электрических контактов на каждом слое. В заключение устройство изолируется и на нем формируются требуемые межсоединения.

Базовые шаги техпроцесса показаны на рис. 19.20.

19.9. Основные сферы и особенности применения GaAs СВЧ МИС

Этот раздел адресован прежде всего инженерам-схемотехникам, поскольку написанная более 40 лет назад известная книга классиков не зря называлась «Искусство схемотехники», и это направление прикладной науки до сих пор относится скорее к категории технического исскусства – слишком много факторов надо принимать во внимание при проектировании этих микросхем.

Поскольку монолитные микроволновые интегральные схемы широко используются в спутниковых системах, к ним предъявляются требования как можно меньшей массы и размеров, высокой надежности, небольшой цены [13, 14]. Эти микросхемы используются в том случае, когда паразитные реактивности в гибридных интегральных микросхемах снижают качество устройства ниже предельно допустимого уровня, поэтому основной областью применения монолитных микросхем являются устройства, работающие в диапазонах СВЧ. Примерами систем, реализуемых на монолитных ИС, могут являться приемники и передатчики для систем коммуникаций, фазированные антенные решетки, в которых требуется обеспечить небольшие размеры и однородные характеристики схем, а также датчики, наземные мобильные радары, работающие на высоких частотах. Наибольшую долю рынка среди МИС занимают микроволновые приемники и передатчики, упрощенные схемы которых приведены на рис. 19.21.

В схемах фазовращатель (ф) может быть размещен как непосредственно в локальном генераторе (ЛГ), так и на входе или выходе системы. Он необходим для того, чтобы система могла выполнять функцию таким образом, как если бы каждая схема была связана с излучающим элементом фазированной антенной решетки (ФАР). Для других применений схема не изменяется, за исключением удаления фазовращателя. Конкретный пример топологии одного из таких монолитных приемников диапазона 30 ГГц показан на рис. 19.22.

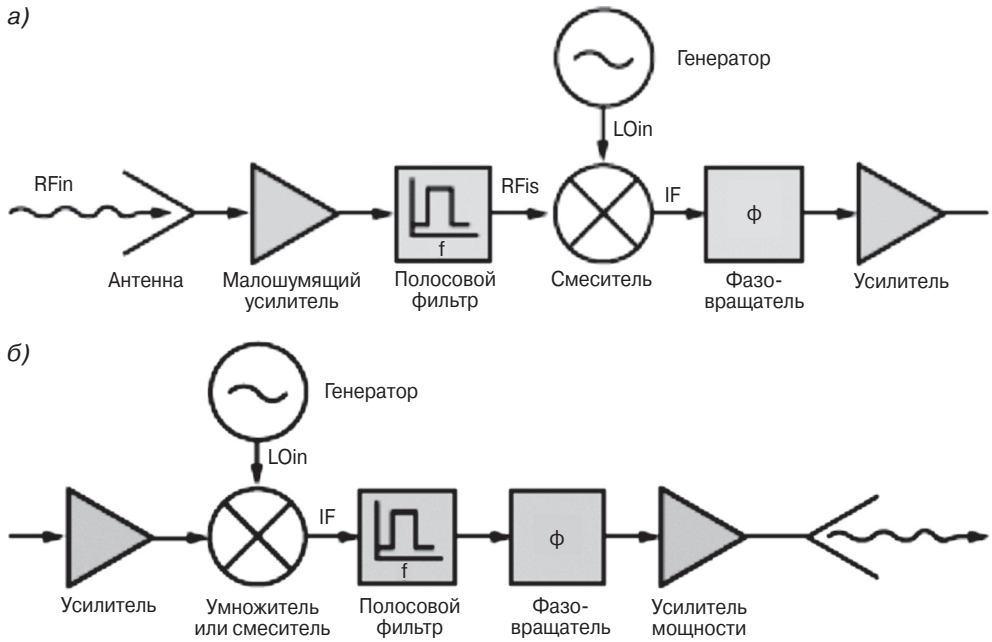


Рис. 19.21. Типовые структурные схемы СВЧЧ приемника (*а*) и СВЧЧ передатчика (*б*)

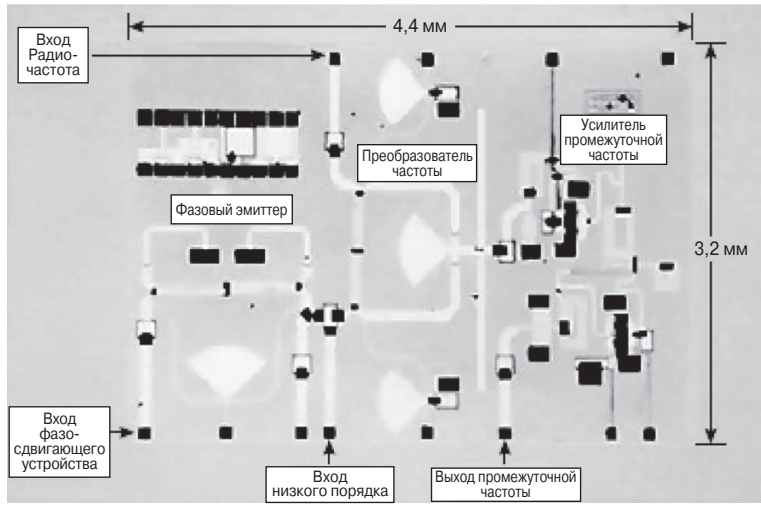


Рис. 19.22. Топология приемника диапазона 30 ГГц

Каждый функциональный блок проектируемой системы обычно производится на индивидуальном кристалле, что позволяет вести оптимизацию материала и параметров устройства для конкретного применения. Независимо от уровня взаимосвязи схем надежность проектируемой системы зависит от надежности составных элементов, что видно при рассмотрении схемы приемника, показанной на рис. 19.21*а*. Входной радиочастотный сигнал имеет очень низкий уровень мощ-

ности и может быть в некоторых случаях полностью закрыт шумами. Малошумящий усилитель (МШУ) усиливает принимаемый сигнал, внося в то же время небольшой собственный шум. Если усиление МШУ достаточно велико, его шумовой вклад в шум системы весьма мал, поэтому шум, создаваемый последующими цепями, делится на коэффициент усиления МШУ. Это означает, что усиление и коэффициент шума малошумящего усилителя определяют шумовые характеристики приемника в целом. Если приемник обладает плохими шумовыми параметрами, он не сможет принять слабый сигнал.

В этом и заключается «искусство» инженера-схемотехника – только он может принять решение, которое должно быть оптимальным (компромиссным).

Принятый сигнал пропускается через узкополосный фильтр и через смеситель. ЛГ генерирует сигнал определенной частоты, который также поступает в смеситель. Смеситель объединяет два сигнала с помощью нелинейного устройства, такого как MESFET или диод, и генерирует сигнал на промежуточной частоте (ПЧ): (fРЧ-fЛГ) или (fЛГ-fРЧ), а также гармоники промежуточной частоты, входной радиочастоты (РЧ) и частоты локального генератора. Для выделения требуемых компонентов промежуточной частоты они должны быть отфильтрованы. Эффективность преобразования смесителя обычно зависит от мощности генератора. Кроме того, изменение частоты ЛГ приводит к сдвигу ПЧ, что может вызвать повышенное затухание сигнала в узкополосных фильтрах, являющихся частью смесителя. Если система управляет фазированной антенной решеткой, то направление и форма основного сигнала, излучаемого или принимаемого антенной, зависит от сдвига фазы и уровня мощности каждого передатчика или приемника. Относительная фаза каждого излучаемого элемента устанавливается с помощью фазовращателя. Таким образом, если сдвиг фазы сигнала, проходящего через цепи, отличается от предполагаемого, качество всей антенны ухудшается. Это означает, что изменение параметров одного из компонентов может привести к отказу всей системы.

Как было указано выше, фазовращатель, локальный генератор и смеситель являются основными составными частями современных приемников и передатчиков военных и космических электронных систем. Реальные различия между этими двумя системами – в усилителях. Если МШУ используется как приемник, то он должен быть способен усилить слабый сигнал до уровня, достаточного для работы смесителя, и для повышения помехозащищенности системы вносить как можно меньший собственный шум. В передатчике основным требованием является передаваемая мощность и КПД схемы. Поэтому усилитель мощности должен обеспечить усиление сигнала до требуемого уровня.

Малошумящие усилители мощности широко используются для усиления мощности радиочастотного сигнала. Почти во всех военных и коммерческих системах это выполняется с помощью транспроводимости MESFET и HEMT или усиления тока в HBT. Наиболее корректная работа усилителя – при низких уровнях мощности. К сожалению, при повышении уровня мощности любой такой усилитель становится нелинейным. При работе в нелинейной области выходная мощность всегда будет существенно меньше, чем сумма входной мощности и коэффициента усиления усилителя в линейной области. На рис. 19.23 показана типичная характеристика такого стандартного усилителя.

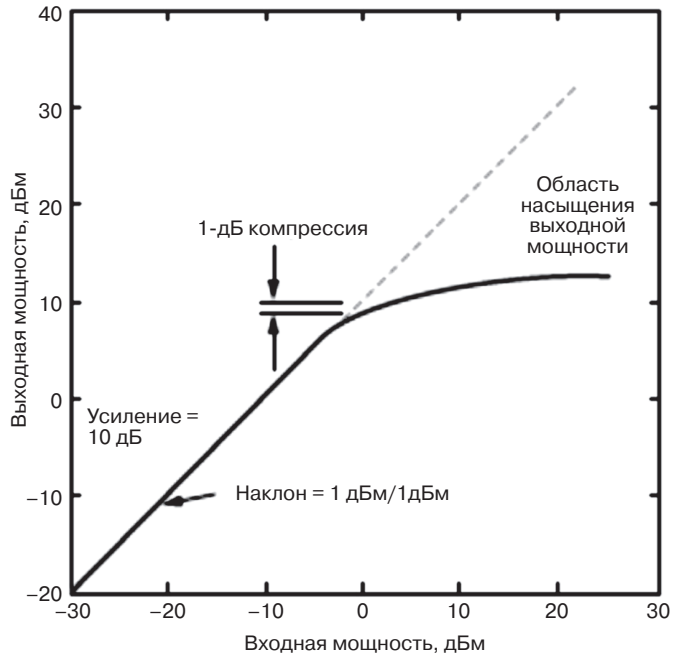


Рис. 19.23. Типовая передаточная характеристика усилителя

Инженеры-схемотехники знают, что точка, в которой выходная мощность падает на 1 дБ относительно линейного экстраполированного значения, называется «точка 1-дБ компрессии». Необходимо учитывать, что это является также критерием различия маломощных и мощных транзисторов, поскольку транзистор в ряде применений может рассматриваться как простой несогласованный усилитель.

Это различие необходимо учитывать при изучении механизмов отказов РЭА КН. Выбор точки смещения инженером-схемотехником военного или космического проекта является очень важным для обеспечения требуемых параметров усилителя. В зависимости от режимов работы транзистора, формы выходного сигнала и, соответственно, КПД усилителя различаются усилители классов A, B и C. Усилители класса A являются линейными, однако их КПД слишком низок, в то время как усилители класса C нелинейны, но обладают самым высоким КПД.

Можно выделить следующие типы МИС: усилители мощности (в том числе малошумящие), смесители, генераторы и др. [3, 14].

Прежде всего рассмотрим основные особенности проектирования усилителей мощности.

Усилители мощности должны оперировать высокими входной и выходной мощностями. Максимальное напряжение входного сигнала ограничивается напряжением пробоя транзистора. Ток через каждый транзистор ограничивается сопротивлением затвора эмиттера. Омические потери преобразуются в тепло, что приводит к нагреванию и снижению надежности устройства. Для увеличения максимально допустимого тока устройства в мощных транзисторах разработчики топологии соединяют множество затворов или эмиттеров параллельно.

Хотя такое параллельное включение увеличивает общую ширину затвора или площадь эмиттера и снижает сопротивление, оно в то же время увеличивает сложность проблемы согласования входного импеданса транзистора с выходным импедансом предшествующего каскада. В дополнение к этому для обеспечения рассеивания тепла создается так называемая (и бесполезная с точки зрения функциональной плотности) зона свободного пространства вокруг транзистора, что увеличивает размеры устройства. Для обеспечения эффективного отвода тепла от транзисторов мощных усилителей подложку обычно помещают на металлическое или алмазное основание. КПД таких усилителей мощности является их критическим параметром. Для анализа работы усилителей обычно производят измерение и анализ их S-параметров.

Как известно, транзисторы обладают линейностью лишь при небольших уровнях мощности, а при ее возрастании их нелинейность сильно возрастает. В свою очередь, нелинейность мощных транзисторов создает так называемые интермодуляционные искажения, кратные частоте входного сигнала: 2fРЧ, 3fРЧ и т.д. Появление этих частот в согласованных цепях может привести к искажениям, паразитной генерации, снижению КПД и т.д., что требует применения специальных мер защиты.

Эти интермодуляционные искажения в схемотехнических расчетах обычно определяются как коэффициент отношения мощности сигнала на частоте искажений к мощности полезного сигнала и обычно приводится в децибелах.

Кроме проблем, связанных с перегревом, усилители мощности имеют такие механизмы отказа, как ловушки горячих электронов, электромиграция и диффузия металла. Как видим, у разработчиков таких микросхем проблем хватает, а потребители (военные и чиновники NASA) тоже осведомлены об этих проблемах и должны убедиться, что как раз в «их» проектах эти проблемы не возникнут.

Малошумящие усилители (МШУ) используются для усиления принятых сигналов в приемниках и разрабатываются для малых уровней мощностей. Поэтому вышеозначенные температурные проблемы, а также проблемы высоких токов и напряжений, влияющих на надежность усилителя, не присущи МШУ.

Наиболее важным показателем качества МШУ является коэффициент шума. Поскольку HEMT и PHEMT обладают наименьшими коэффициентами шума, именно они используются практически во всех МШУ. Для снижения коэффициента шума разработчиками обычно используется небольшая длина затвора и низкое паразитное сопротивление между затвором и истоком, что тоже является искусством проектирования.

Для ЭКБ КН периода 2010–2012 годов типичными значениями длины затвора являлись 0,1–0,25 мкм. Факторами «ненадежности» в таких транзисторах являются погружение металла затвора и диффузия омических контактов, которые возникают вследствие слишком малой длины затвора и соответственно малой толщины канала. Опять же, как известно профессионалам-схемотехникам, для снижения коэффициента шума проектируемой системы в целом важно снизить потери в цепях, особенно перед первым каскадом МШУ, что включает линию передачи от антенны к устройству. Кроме снижения потерь в цепях, шум может быть уменьшен при работе усилителя на низких температурах, токах и напряжениях. Нако-

нец, коэффициент шума МШУ зависит от степени согласования цепей, которые проектируются с учетом минимизации коэффициента шума и максимизации усиления. Оптимальным с этой точки зрения является HEMT.

Далее рассмотрим ***смесители сигналов***, которые преобразуют входной сигнал на одной частоте в сигнал на другой частоте, что необходимо для фильтрации сдвига фазы и других операций обработки данных.

Например, согласно техническому заданию система должна принимать данные в W-диапазоне (74–110 ГГц), но фильтры для W-диапазона имеют низкую добротность и высокие потери, которые приводят к деградации шумовых характеристик приемника. Поэтому необходимо сдвинуть частоту принимаемого сигнала в область, где возможно применение высокодобротных фильтров с низкими вносимыми потерями. В идеале эта операция должна выполняться разработчиками без снижения амплитуды входного сигнала или внесения дополнительных шумов.

Современные смесители выполняются либо на диодах, либо на одном из транзисторов. Рассмотрим простейший смеситель на диоде, представленный на рис. 19.24.

В этой схеме через внешние выводы диода проходят всего лишь два сигнала: от локального генератора и от сигнала РЧ.

Обычно желаемая заказчиком выходная частота (fРЧ-fЛГ) – это классическая для радиотехнических устройств так называемая промежуточная частота, известная студентам со второго курса обучения. Основным показателем качества для смесителей является отношение мощности ПЧ к мощности РЧ, которое называется потерями преобразования и указывается в децибелах. Однако несколько причин могут вносить свой существенный вклад в увеличение потерь преобразования.

Во-первых, это может быть плохое согласование импедансов на РЧ- и ПЧ-портах. (С точки зрения заказчика в этом виноват разработчик.)

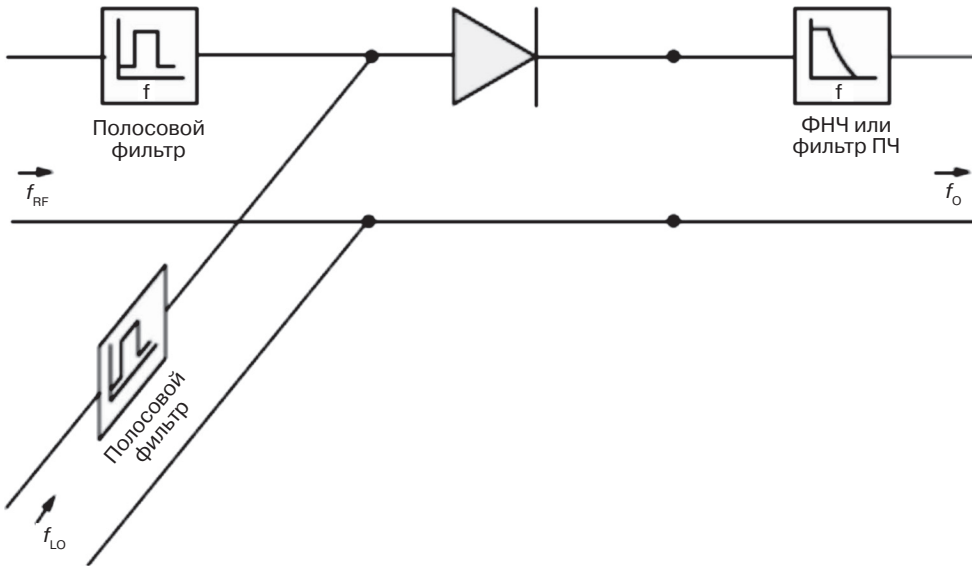


Рис. 19.24. Смеситель на СВЧ-диоде

Во-вторых, это реальная ВАХ диода. В зависимости от требуемых параметров смесители могут быть выполнены как на одном диоде или полевом транзисторе, так и нескольких, вплоть до восьми и более диодов. Более сложные устройства используют симметричные электрические цепи для нейтрализации нежелательных частотных компонентов и решения задачи устранения шумов, созданных изменением амплитуды в локальном генераторе.

Недостатком стандартных схем и конструкций смесителей с несколькими диодами или полевыми транзисторами является необходимость существенного увеличения выходной мощности локального генератора, что достаточно сложно получить на высоких частотах. В свою очередь, проблема надежности смесителя связана с генерацией нежелательных гармоник, которые могут привести к паразитной генерации других цепей микросхемы, искажениям сигнала, появлению $1/f$ шума и другим нежелательным эффектам, и все это «на совести» инженера-схемотехника!

И наконец, рассмотрим последний класс МИССВИ – ***генераторы***, которые вырабатывают высокочастотные периодические сигналы и широко используются в модуляторах, супергетеродинных приемниках, цепях фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) бортовых систем КА.

Как известно схемотехникам, любой генератор может быть получен из любого усилителя посредством введения положительной обратной связи. Студентов в институтах, коледлжах и технических университетах учат, что классические генераторы обычно строятся на базе МШУ с петлей обратной связи, вносящей задержку, кратную 2π. Кроме того, весьма распространенной является такая разновидность генератора, как ГУН (генератор, управляемый напряжением). Генератор разрабатывается таким образом, чтобы обеспечить требуемую емкостную и токовую нагрузку. Критическими параметрами генераторов являются долговременная нестабильность частоты, уровень фазовых шумов, выходной импеданс. Фазовый шум генератора – это кратковременная нестабильность генерируемого радиочастотного сигнала, поскольку от этого шума полностью нельзя избавиться. При использовании генераторов в РЛС, а также в цифровых системах телекоммуникаций необходимо обеспечивать определенный максимально допустимый уровень фазового шума, в противном случае фазовый шум может привести к ошибке системы, а в случае передачи данных – к их искажению.

Этот шум может генерироваться различными как известными, так и ранее неизвестными физическими механизмами. Во-первых, причиной шума может являться кинетическая энергия электронов, которая пропорциональна температуре эксплуатации. Этот вид шума обычно называют тепловым шумом. Тепловой шум занимает очень широкую полосу, поэтому его также часто называют белым шумом. Вторым типом шума, пропорционального $1/f$, является фликкер-шум, который возникает в активных твердотельных устройствах вследствие протекания процессов генерации и рекомбинации основных носителей на поверхности полупроводника. Примерный спектр этого шума показан на рис. 19.25.

Для минимизации фазового шума необходимо использовать высокочастотные резонаторы, а также транзисторы с низким фликкер-шумом. Использование высокодобротных резонаторов в МИС весьма затруднено, поскольку тонкопленочные элементы на арсенид-галлиевых подложках имеют высокие потери проводимости.

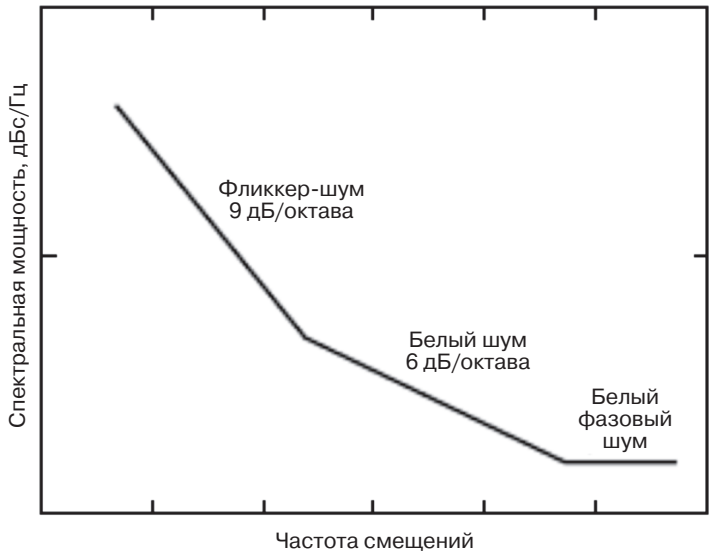


Рис. 19.25. Типовой спектр шума генератора

Из всех рассмотренных транзисторов самым меньшим фликкер-шумом обладают биполярные гетеротранзисторы (HBT). Поэтому именно они чаще всего используются в генераторах, хотя и у них воздействие температуры может приводить к дрейфу параметров транзисторов, что приводит к сдвигу частоты или срыву генерации. Температурная компенсация может быть построена с помощью варакторов или других элементов.

Постоянно растущие требования к объемам передаваемой информации с одновременным снижением массо-габаритных параметров устройств космического и специального назначения обеспечивают дальнейшее развитие как конструкции МИС СВЧ, так и технологии их производства.

В каком направлении будет развиваться интегральная технология РЧ- и СВЧ-устройств в ближайшее время? Очевидным глобальным направлением развития будут широкополосные и сверхширокополосные СВЧ-приборы. Что касается конструкции, то это в первую очередь совершенствование конструктивно-технологических особенностей МИС СВЧ, дальнейшее совершенствование технологии изготовления микросхем на подложках из карбида кремния (SiC) и нитрида галлия (GaN), модернизация серийной технологии изготовления микросхем на сапфировых подложках.

Другим важным для военного и космического направлений развития микросхем этого класса является создание устройств с крайне высокой плотностью мощности: более 1 Вт на 1 мм длины затвора. Постоянное совершенствование конструкции и технологии МИС СВЧ, появление новых активных элементов микросхем приводит к необходимости соответствующей модификации классических моделей надежности, включающих новые механизмы отказов, связанных с использованием новых материалов и технологий. Кроме того, несмотря на наличие хорошо отработанных методов статистического прогнозирования надежности, годных

для применения к серийным микросхемам, методы оценки индивидуальной надежности, необходимые для индивидуального отбора единичных образцов МИС СВЧ, используемых в военной и космической технике, пока отработаны недостаточно хорошо. Среди таких методов можно выделить различные методы спектроскопии, с подсветкой вспомогательным источником и без нее, а также целый ряд других [38, 39].

Однако многие из методов прогнозирования индивидуальной надежности МИС СВЧ являются разрушающими, что недопустимо при высокой стоимости микросхемы, другие же не обеспечивают требуемую достоверность. В такой ситуации встает сложная задача: оценить надежность конкретного экземпляра устройства только по результатам неразрушающих измерений каких-либо его электрофизических параметров. Если в отношении проблемы выбора конкретных информативных параметров можно сказать, что она в основном решена, то относительно наличия достоверных математических моделей на их основе этого пока сказать нельзя [15]. Поэтому эта задача на данный момент является весьма актуальной и также требующей своего решения.

19.10. Основные технические параметры зарубежных GaN-микросхем приемо-передающих модулей АФАР

Применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) в современных системах радиолокации и средствах радиоэлектронной борьбы РЭБ непрерывно расширяется. Ряд стран уже успешно продемонстрировали уникальные возможности АФАР в бортовых системах вооружения самолетов F/A-18E/F (США), Rafale (Франция) и др. [15–17]. Аналогичные работы проводятся и в России, где, как запланировано, АФАР войдет в состав РЛС истребителя пятого поколения [18]. Основные элементы АФАР высокочастотных диапазонов – это СВЧ-приемо-передающие модули (ППМ) на основе монолитных интегральных схем (МИС). Аналитические прогнозы рынка СВЧ-модулей для военной и космической аппаратуры показывают, что в ближайшие годы ППМ могут стать одними из наиболее массовых и востребованных изделий СВЧ-техники. Согласно оценкам, продажи ППМ в 2012 году уже превысили 5,3 млрд долл., а ежегодные продажи систем с АФАР за период 2014–2019 годы, как прогнозируется, возрастут с 6 млрд (в 2013 году) до 13 млрд долл. При этом сегмент рынка бортовых АФАР на два порядка превысит сегмент рынка АФАР наземного и корабельного назначения [19]. Поэтому сегодня обеспечение РЛС с АФАР приемо-передающими модулями – приоритетная задача мировой СВЧ-промышленности.

До последнего времени ППМ строились на основе GaAs СВЧ-микросхем. В рамках реализуемых в США и Европе двух крупных программ по исследованиям нитрида галлия (WBGSTI и KORRIGAN) проводятся интенсивные разработки ППМ следующего поколения – на основе этого материала. В США наряду с демонстрацией и испытаниями на надежность уже более пяти лет выполняются поставки GaN-модулей для космической и военной аппаратуры, в том числе для

известной РЛС стратегической системы ПРО [20, 21]. Чтобы сократить отставание от США, европейские компании также предпринимают энергичные меры по развитию собственной технологии GaN-микросхем для ППМ [22, 23]. К сожалению, в России такой активности не наблюдается.

В этой связи далее в этой книге будут более детально рассмотрены GaN МИС-компоненты ППМ европейских компаний.

Да, мощность ППМ на нитриде галлия на порядок выше, чем у арсенид-галлиевых устройств. Поэтому АФАР, реализованные на основе таких ППМ, имеют либо большую объемную пространственную зону поиска, либо большую дальность сопровождения цели, либо, при прочих равных условиях, существенно меньшую апертуру [24]. При этом GaN ППМ более устойчивы к повышенной температуре и имеют более высокий КПД. В состав ППМ входят несколько МИС, в том числе малошумящие усилители, предварительные усилители мощности, мощные выходные усилители, переключатели и др. По оценкам компании Thales (Франция), на ППМ и входящие в них МИС приходится около половины стоимости всей АФАР [14, 11]. Рассмотрим здесь относительно «старые» разработки GaN МИС-компонентов ППМ европейских компаний.

Как говорилось выше, GaN МИС-усилители – ключевые компоненты ППМ. Наибольший интерес вызывают следующие устройства, созданные ранее европейскими фирмами. Комплект микрополосковых МИС-усилителей X-диапазона для ППМ, в который вошли предварительный усилитель, усилитель мощности и малошумящий усилитель, разрабатывался совместными усилиями отделения электроники военного назначения компании EADS Deutschland GmbH (г. Ульм) и Института прикладной физики твердого тела Фраунгофера (г. Фрайбург), Германия [25]. При этом GaN МИС изготавливались специалистами Института Фраунгофера, тогда как их проектирование и измерение характеристик проводились отделением электроники военного назначения компании EADS. AlGaN/GaN HEMT-структуры изготавливались на подложках карбида кремния диаметром 75 мм методом химического осаждения из паровой фазы металлоорганических соединений (MOCVD-методом). Затвор длиной 0,25 мм и полевой электрод транзисторов формировались с помощью электронно-лучевой литографии. SiC-подложка после обработки ее верхней поверхности утонялась до 100 мкм, после чего с ее обратной стороны выполнялись сквозные отверстия.

Поскольку после 2010 года резко ограничено количество публикаций по этой тематике в открытой периодической печати, по открытым источникам нам известно, что первый каскад предварительного усилителя образует транзистор с шириной затвора 8×60 мкм, второй каскад – транзистор с шириной затвора 8×125 мкм. По входу и выходу усилитель согласован с импедансом 50 Ом. Максимальная выходная мощность была достигнута в режиме насыщения при компрессии усиления 5 дБ и превышала 38 дБ·мВт. Но даже при компрессии 1 дБ этой выходной мощности усилителя было достаточно для запитки одного или двух мощных усилителей в диапазоне 8,5–14 ГГц.

В каждом из двух каскадов мощного выходного усилителя были установлены транзисторы с одинаковой шириной затвора 8×125 мкм: в первом каскаде два транзистора, во втором – четыре. Выходной сумматор усилителя был опти-

мизирован на максимальную выходную мощность в интервале частот от 8,5 до 11 ГГц.

При работе подобного усилителя мощности в классе АВ его максимальная выходная мощность было равна 20 Вт, что соответствует удельной мощности транзистора 5,7 Вт/мм. В этом случае коэффициент усиления в режиме малого сигнала составляет 18 дБ, а КПД – 31%. В диапазоне частот 8,5–11 ГГц коэффициент усиления в режиме малого сигнала – не менее 15 дБ. Во всем диапазоне частот от 8,75 до 11,5 ГГц измеренная выходная мощность усилителя превышала 14 Вт.

Малошумящий усилитель (МШУ) из этой серии был образован двумя каскадами на основе транзисторов размером 8 × 30 мкм. Минимальный измеренный коэффициент шума отдельного малошумящего AlGaN/GaN HEMT не превышал 0,8 дБ на частоте 10 ГГц и при напряжении стока (Uc) 10 В. Минимальный коэффициент шума МШУ составлял 1,45 дБ, мощность насыщения – 24 дБ·мВт при уровне входной мощности 16 дБ·мВт. Важной характеристикой любого МШУ является максимально возможный уровень мощности на входе. Рассматриваемый усилитель устойчиво работал вплоть до уровня входной мощности 4 Вт. Однако при этом его выходная мощность существенно снижалась из-за изменения смещения транзистора первого каскада.

Модуль ППМ был собран на базе трех разработанных GaN МИС-усилителей с использованием промышленной технологии многослойной низкотемпературной керамики (LTCC). Передающий блок был выполнен на основе одного предварительного усилителя, двух параллельно включенных мощных усилителей и циркулятора. Усилители смонтированы на теплоотводе из сплава CuMo. Приемный блок включал малошумящий усилитель и ограничитель, а для переключения каналов использовался GaAs-переключатель. На многослойной LTCC-подложке также монтировались импульсные схемы питания мощных GaN МИС на напряжение 30 В, схемы смещения МШУ и управляющая схема переключателя.

Полученные результаты показали зарубежным заказчикам возможность реализации GaN-приемо-передающих модулей АФАР с выходной мощностью в режиме передачи более 20 Вт и коэффициентом шума приемного канала менее 3 дБ.

К типичным представителям этого класса СВЧ-изделий можно отнести также GaN МИС-усилитель X-диапазона с выходной мощностью 20 Вт, разработанный по заказу военного ведомства для перспективных РЛС с АФАР [26].

Этот усилитель был разработан совместными усилиями компаний SELEX Sistemi Integrati и Consorzio OPTEL, а также Университета Рима и Политехнического института Турина (Италия). МИС с микрополосковой структурой была выполнена на GaN HEMT компании SELEX Sistemi Integrati. Эпитаксиальные структуры GaN/AlGaN/GaN выращивались на полуизолирующих подложках SiC либо MOCVD-методом, либо с помощью молекулярно-лучевой эпитаксии (MBE-методом). Затвор транзисторов длиной 0,5 мкм формировался методом степперной фотолитографии. Омические контакты получали путем осаждения на эпитаксиальный слой GaN/AlGaN структуры Ti/Al/Ni/Au с последующим ее отжигом при высокой температуре. МИС пассивировалась пленкой SiN, наносимой методом плазмохимического осаждения. После создания активных приборов наносились

тонкопленочные NiCr-резисторы, гальванически сформированные индуктивности, линии передачи и, при необходимости, воздушные мосты. Затем пластина утонялась до 70 мкм, и с ее обратной стороны с помощью процесса сухого травления индуцируемой плазмой формировались сквозные отверстия, поверхность которых покрывалась слоем золота толщиной 10 мкм методом гальванической металлизации.

Схемотехнически этот усилитель состоит всего лишь из двух транзисторных каскадов. Транзистор первого каскада содержит четыре транзисторные ячейки, транзистор второго каскада – восемь ячеек. Общая ширина затворов транзисторов каскадов составляет 4 и 8 мм соответственно. Размер затвора отдельной транзисторной ячейки – 10 × 100 мкм. Усилитель был спроектирован на диапазон частот 8,5–10,5 ГГц.

Характеристики этого, уже используемого в бортовой аппаратуре NASA усилителя на пластине измерялись в импульсном режиме при коэффициенте заполнения импульса 1%, длительности импульса 10 мкс, напряжении стока 20 В в режиме класса АВ. Выходная мощность усилителя в полосе частот 8–10,5 ГГц составляла 21–28,5 Вт при усилении 12,9–16,5 дБ и КПД 29–43%. В точках 8,5 и 9 ГГц мощность в насыщении достигала 30 Вт при КПД 40%.

Следует отметить также ряд аналогичных известных из печати изделий для X-диапазона – мощные AlGaN/GaN HEMT и МИС-усилители диапазонов L/S (1–4 ГГц) и X (8–12 ГГц) [27]. Транзисторы и МИС были разработаны совместными усилиями Института прикладной физики твердого тела Фраунгофера (Фрайбург), компании United Monolithic Semiconductors (Ульм), Германия, и фирмы NXP Semiconductors (г. Ниймеген, Нидерланды).

Гетероструктуры GaN/AlGaN выращивались на SiC-подложке MOCVD-методом в реакторе, позволяющем одновременно обрабатывать 12 пластин диаметром 75 мм. Длина затворов транзисторов МИС составляет 0,25 мкм. Кроме того, в структуре использованы дополнительные оптимизированные электроды полевой модуляции. Напряжение пробоя HEMT по двум электродам превышает 100 В.

Для оценки качества данной GaN HEMT были измерены характеристики 21 транзисторной ячейки на каждой из пяти пластин.

Результаты измерений достаточно убедительны. Выходная мощность двухкаскадного усилителя X-диапазона превышает 11 Вт на частоте 8,56 ГГц при КПД 40% и усилении 17 дБ при компрессии 3 дБ. Выходная мощность однокаскадного МИС-усилителя на частоте 8,24 ГГц при напряжении 20 В составляет 6 Вт, КПД – 55% и линейное усиление – 12 дБ.

Следует также отметить результаты, полученные в диапазоне 2 ГГц для мощных HEMT, предназначенных для военных и гражданских систем мобильной связи. Так, при напряжении 50 В средняя удельная мощность транзистора была равна 10 Вт/мм при КПД 61,3% и линейном усилении 24,4 дБ. На этой частоте транзисторы устойчиво работали и при повышенном напряжении, равном 100 В. В этом случае удельная мощность транзистора достигала 25 Вт/мм при КПД ≥ 60%.

Известно из открытых источников информации, что нитрид-галлиевые усилители также используются в самых современных системах радиоэлектронной борьбы. Рассмотрим GaN МИС-усилители диапазона 2–6 ГГц для систем РЭБ [28].

Усилители разработаны специалистами Политехнического университета Мадрида, компаний INDRA Sistemas (Мадрид), Испания, SELEX Sistemi Integrati (Рим) и QinetiQ (г. Малверн, Великобритания).

Интересно, что в ходе работ две компании параллельно разрабатывали две разные конструкции усилителей: микрополосковый вариант на базе технологии компании SELEX и копланарную конструкцию на базе технологии компании QinetiQ. Благодаря тому, что импеданс GaN HEMT больше, чем у GaAs HEMT, их согласование в выбранной для проектирования усилителей широкой полосе частот 2–6 ГГц упрощается. Оба усилителя работали в режиме класса АВ и имели два усилительных каскада. Необходимая мощность выходного каскада каждого усилителя достигалась путем сложения выходных сигналов четырех транзисторов с шириной затвора 1 мм.

В целом частотные характеристики усилителя компании QinetiQ соответствовали расчетным, за исключением диапазона 4–6 ГГц, где наблюдалось небольшое отклонение (на 1–2 дБ) выходной мощности (8 Вт) от расчетного значения. Хорошее соответствие было получено и для коэффициента усиления в режиме малого сигнала (18 дБ) и КПД (20%) [28].

Еще один усилитель компании SELEX проектировался в расчете на выходную мощность 10 Вт при напряжении 25 В и токе 1,3 А. Характеристики измерялись при значениях напряжения 20 и 25 В и токах 1,1 и 0,9 А. Измеренный коэффициент усиления в режиме малого сигнала во всей полосе 2–6 Гц превышал 15 дБ. Выходная мощность насыщения в непрерывном режиме достигала 10 Вт и КПД более 25% при напряжении 20 В на частоте 4 ГГц. На этой частоте в импульсном режиме (длительность импульса 20 мкс, коэффициент заполнения 1,1%) мощность усилителя составляла 17 Вт [28].

В качестве отдельного самостоятельного класса СВЧ ИМС следует выделить GaN МИС-переключатели

Высокое рабочее напряжение GaN-транзисторов дает им значительные преимущества при работе в составе переключателей приемо-передающих модулей. При использовании GaN-транзисторов число последовательно включенных транзисторных каскадов может быть уменьшено по сравнению с GaAs-переключателями [29]. В некоторых случаях из схем модуля можно даже исключить циркулятор [30].

Далее следует отметить мощные микрополосковые СВЧ-переключатели на GaN HEMT на диапазоны 8–12 и 2–18 ГГц [14]. Переключатели были разработаны совместными усилиями компаний Elettronica SpA, SELEX Sistemi Integrati, CNR-IFN и Университета Tor Vergata (Рим, Италия). Переключатели построены по схеме SPDT (один вход, два выхода) с помощью микрополосковой GaN HEMT-технологии компании SELEX. Эпитаксиальные структуры GaN/AlGaN/GaN выращивались на полуизолирующих SiC-подложках методом MOCVD либо MBE-методом. При работе с масками разных уровней использовались как классическая степперная фотолитография, так и электронно-лучевая литография. Затворы длиной 0,25 мкм формировались с помощью электронно-лучевой литографии. Остальные технологические операции изготовления МИС переключателей те же, что и при создании МИС-усилителей компании SELEX.

Если говорить о результатах исследований этих изделий, то вносимые потери переключателя менее 1 дБ в заданном диапазоне частот 8–11 ГГц, развязка более 37 дБ. При этом согласование переключателя по выходу лучше 13 дБ. Для измерения характеристик переключатель монтировался в специальную оправку с коаксиальными выводами. Измерения проводились в импульсном режиме (длительность импульса – 100 мкс, коэффициент заполнения – 25%). Даже при подаче на вход сигнала мощностью 8 Вт переключатель сохранял линейность передаточной характеристики.

В рамках этой же работы был создан широкополосный переключатель на диапазон 2–18 ГГц с вносимыми потерями не более 2,2 дБ, развязкой лучше 25 дБ и передаваемой мощностью в точке компрессии 1 дБ более 5 Вт.

Еще один GaN SPDT МИС-переключатель X-диапазона с уровнем рабочей мощности более 25 Вт [30] был разработан компаниями TNO Defence, Securiity and Safety (г. Ден Хааг, Нидерланды) и QinetiQ (Малверн, Великобритания). Микросхемы переключателя изготавливались по копланарной GaN МИС-технологии компании QinetiQ. В состав структуры входит нелегированный слой Al0,25Ga0,75N толщиной 25 нм на изолирующем легированном железом слое GaN толщиной 1,9 мкм, выращенном на полуизолирующей подложке 4H SiC диаметром 50 мм.

Омические контакты Ti/Al/Pt/Au и Т-образный затвор Ni/Au длиной 0,25 мкм формировались обычными методами. Приборы пассивировались многослойной структурой $SiN_x/SiO_2/SiN_x$ с пробивным напряжением более 200 В, которая одновременно служила диэлектриком конденсаторов со структурой металл–изолятор–металл (MIM). Тонкопленочные резисторы выполнялись на пленке NiCr с поверхностным сопротивлением 27 Ом/кв. Индуктивности и копланарные линии создавались в гальваническом слое золота толщиной 3 мкм. Воздушные перемычки сформированы из напыленного слоя золота толщиной 0,8 мкм.

Проводимость транзисторов составляла 230 мС/мм, ток – 1030 мА/мм, предельная частота усиления по току – 40 ГГц и пробивное напряжение затвора – более 100 В. Проектирование переключателей было выполнено с помощью программы ADS Momentum, которая к настоящему времени существенно доработана и широко используется в практической деятельности разработчиков СВЧ-устройств.

Следует отметить, что разработчиками был получен достаточно высокий уровень развязки (35 дБ в X-диапазоне). Обратные потери по входу и выходу лучше 10 дБ. Вносимые потери большие (3,5 дБ) из-за относительно низкой развязки транзисторов в выключенном состоянии. Измерения в импульсном режиме показали линейную зависимость выходной мощности переключателя от входной вплоть до значений 25 Вт. При этом однородный характер развязки сохраняется во всем динамическом диапазоне.

В 2008 году был завершен проект Европейского оборонного агентства KORRIGAN, направленный на развитие GaN СВЧ-приборов и микросхем [23]. Его главным результатом стало создание европейской инфраструктуры, в которую входят самостоятельные технологические центры по производству GaN СВЧ МИС гражданского (базовые станции сотовой связи) и военного (приемо-передающие модули АФАР) назначения. В разработке GaN-компонентов МИС приемо-передающих модулей участвовали европейские промышленные компании и

вузы при поддержке оборонных министерств отдельных стран (Франции, Германии, Испании).

Изложенные выше результаты подтверждают перспективность применения GaN МИС в составе приемо-передающих модулей – как в мощных каскадах (предварительные и выходные усилители, переключатели), так и в маломощных (малошумящие усилители). GaN МИС демонстрируют хорошие широкополосные характеристики при высоком уровне выходной мощности. Дальнейшее применение GaN приемо-передающих модулей в конкретных АФАР будет зависеть от степени готовности промышленной технологии GaN МИС и компаний-разработчиков соответствующих РЛС. До настоящего времени над проектами АФАР для бортовых РЛС европейских истребителей работали две группы компаний. Одну из них возглавляет компания Thales, разработавшая решетку из 1000 модулей, вторую образует консорциум в составе компаний SELEX Galileo, EADS Electronics и INDRA, которыми был успешно спроектирован и поставлен на серийное производство комплекс АФАР с 1425 модулями [22].

19.11. Краткий сравнительный обзор состояния мирового рынка СВЧ МИС на основе SiGe, GaN, AlGaN/GaN

Сегодня арсенид-галлиевая технология настолько отработана, что GaAs-приборы находят не только космическое и военное, но и коммерческое применение. А компоненты на базе нитрида галлия и фосфида индия прочно завоевывают такие ниши рынка, как мощные ВЧ-транзисторы для систем WCDMA-стандарта и транзисторы сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Но, как показано в предыдущих главах, и кремниевая технология не стоит на месте, сегодня она усовершенствована настолько, что транзисторы на этом материале вторгаются в «вотчину» арсенид-галлиевых устройств. Набирают силы и «отпрыски» традиционного кремния – кремний-германий и карбид кремния [23].

Сегодня свои изделия на рынок полупроводниковых СВЧ-приборов поставляют около 80 фирм. Стимулируемые стремительным развитием систем Bluetooth-стандарта, мобильной связи, беспроводных локальных сетей, средств ВЧ-идентификации (RFID), производители предлагают самый широкий ассортимент СВЧ-устройств – от малосигнальных малошумящих и мощных транзисторов до однокристальных микросхем радиоприемных устройств, передатчиков и приемопередатчиков. Хотя компании с собственным производством разрабатываемых изделий по-прежнему процветают, стремительно растет число фирм, занимающихся только разработкой микросхем (fables) и передающих их производство кремниевым заводам (foundries). При этом усилия многих компаний-разработчиков направлены также и на освоение разнообразных новых технологий изготовления ВЧ- и СВЧ-устройств. Например, в исследовательские программы фирмы Hittite Microwave (www.hittite.com), образованной бывшими инженерами компании Raytheon, входит создание ВЧ-приборов и монолитных СВЧ-микросхем (MMIC) на GaAs, InGaP/GaAs, InP, SOI и SiGe. Одна из последних разработок компании,

переданная для производства кремниевому заводу, – серия широкополосных квадратурных модуляторов и блоков усиления на диапазоны частот 250–800 МГц и 4–7 ГГц, выполненных на SiGe-биполярных гетеротранзисторах (HBT) и смонтированных в корпус для поверхностного монтажа размером 3 × 3 мм. Модулятор типа HMC495LP3 на более низкий диапазон частот рассчитан на применение в GSM, CDMA, WCDMA, WLL-системах, модулятор типа HMC496LP3 на более высокие частоты предназначен для WLAN-систем IEEE 802.11 стандарта и СВЧ-радиоприемных устройств.

Образованная в 2007 году фирма Centellax (www.centellax.com) передала кремниевому заводу изготовление созданного ее специалистами синтезатора частоты с дробным значением коэффициента деления N (Fractional-N synthesizer). Блок широкополосных генераторов, управляемых напряжением (ГУН), входящий в микросхему синтезатора, выполнен на SiGe HBT с предельной частотой до 300 ГГц, тогда как остальные аналоговые и цифровые блоки синтезатора сформированы по традиционной КМОП-технологии. Синтезатор способен генерировать частоту до 30 ГГц с шагом до 25 кГц.

Выходная мощность этого синтезатора составляет +5 дБм, время перестройки частоты – около 1 мкс. Микросхема предназначена для перестраиваемых гетеродинов, используемых в цифровых радиостанциях; для РЛС с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией; генераторов сигналов контрольно-измерительной аппаратуры; тактовых генераторов с регулировкой частоты для оптических систем связи.

Современные SiGe-приборы успешно конкурируют с СВЧ GaAs-устройствами, предназначенными для беспроводных систем связи, работающих при достаточно низких значениях напряжения и выходной мощности. В результате число компаний, выпускающих SiGe-приборы, непрерывно растет. Помимо разработчика SiGe-технологии – компании IBM и фирмы SiGe Semiconductors, одной из первых обратившихся к этой технологии, SiGe-приборы сегодня создают и выпускают Atmel, Hittite Microwave, IceFyre, Infineon Technologies, Inphi, Intersil, Maxim Integrated Products, Sirenza Microdevices и RF Micro Devices и многие другие.

Так, расположенная в Оттаве компания-разработчик SiGe Semiconductors (www.sige.com) еще в 2008 г. сообщила о создании серии двухкаскадных усилителей мощности (УМ) для сотовых телефонов IS-95 и CDMA-систем, работающих в частотном диапазоне 824–849 МГц. Линейность усилителей типа SE5103, SE5106 и SE5107, выполненных по SiGe БиКМОП-технологии, не превышает –50 дБс при пиковой выходной мощности +28 дБм, КПД суммирования мощности превышает 41%. Каждая микросхема этой серии выдерживает электростатический разряд до 4 кВ. Кроме того, в ней предусмотрены схемы обеспечения устойчивости к рассогласованию. В результате усилитель надежно работает при КСВН 10 : 1. Каждый усилитель содержит внутрисхемный цифровой или аналоговый блок управления смещением, детектор мощности, 2,8-В стабилизатор напряжения, блоки согласования и настройки высших гармоник. Все это позволяет избавиться от ряда внешних компонентов, в том числе от стабилизатора напряжения и детектора выходного сигнала. Поскольку ослабление мощности по соседним каналам не превышает 2 дБ, а рассогласование КСВН составляет 4 : 1, развязки между усили-

телем мощности и малошумящим усилителем не требуется. По оценке разработчиков, благодаря этим особенностям применение усилителя мощности новой серии в сотовых телефонах позволит экономить до 3 долл. на каждом.

Эти микросхемы усилителей поставляются в QFN-корпусах со стандартным расположением выводов, благодаря чему могут непосредственно заменять ранее установленные устройства и тем самым обеспечить экономию при модернизации оборудования. В каждой герметизированной микросхеме предусмотрены раздельные выводы для сигналов управления и сигналов усилительных ячеек, что позволяет регулировать значение VCC до 0,8 В. В дежурном режиме потребляемый ток составляет 2 мкА. Усилитель типа SE5103 содержит цифровой блок управления смещением и поставляется в корпусе размером $4 \times 4 \times 0{,}9$ мм по цене 0,8 долл. при закупке партии в 100 тыс. шт. Усилители SE5106 и SE5107 поставляются в корпусе размером $3 \times 3 \times 0{,}9$ мм с цифровым и аналоговым блоками управления соответственно по цене 0,85 долл. в такой же партии.

Одна из разработок SiGe Semiconductors – УМ на частоту 5 ГГц семейства RangeCharger, предназначенный для PCMCIA-карт, карманных компьютеров и устройств 802.11a/b/g стандарта. В трехкаскадный усилитель типа SE2534A входят детектор мощности, аналоговая схема подачи смещения и межкаскадные блоки согласования. Выходная мощность модуля – 17,5 дБм при токе 160 мА и амплитуде вектора ошибок менее 3%, благодаря чему снижается частота появления ошибок при передаче пакета данных и одновременно обеспечивается максимальная пропускная способность канала и максимальная дальность передачи. Поставляется модуль в стандартном промышленном 10-выводном корпусе LGA-типа размером 5×5 мм, совместимом по разъемам с корпусами УМ, используемых в 802.11a оборудовании. Стоимость при закупке партии в 100 тыс. шт. – 1,93 долл.

Многие фирмы создают SiGe-приборы на основе собственной технологии. Так, Infineon с помощью разработанного SiGe-процесса формирования 70-ГГц приборов создала npn-транзисторы для WLAN-систем. Коэффициент шума транзисторов типа BFP640 и BFP650 составляет 0,65 дБ на 1,8 ГГц и 1,3 дБ на 6 ГГц соответственно, что сопоставимо с этим параметром GaAs-приборов.

Самый известный изготовитель, разработавший SiGe-технологию и длительное время предоставляющий услуги по производству устройств на ее основе, – компания IBM – располагает разнообразными процессами, отработанными под конкретные приборы. Так, для изготовления HBT, используемых во многих схемах беспроводных систем связи, перспективен 0,18-мкм процесс BiCMOS 7HP, позволяющий формировать самосовмещенные эмиттеры, мелкие и глубокие изолирующие канавки и транзисторы с предельной частотой до 120 ГГц. Хорошо знаком фирмам-разработчикам и такой полупроводниковый завод, как Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC).

К сожалению, мощные SiGe-приборы пока еще встречаются редко. Можно упомянуть созданный специалистами сектора электронных датчиков и систем компании Northrop Grumman (www.es.northropgrumman.com) мощный SiGe-транзистор для РЛС управления воздушным транспортом. Коэффициент усиления HBT типа WPTB48F2729C составляет 7 дБ в диапазоне частот 2,7–2,9 ГГц при КПД цепи коллектора 46%. В усилителях класса С при включении по схеме с общей

базой выходная мощность транзистора превышает 180 Вт при подаче на вход импульсов длительностью 60 мкс с коэффициентом заполнения 6%.

Но хотя кремний-германий и пригоден для изготовления мощных компонентов, разработчиков приборов этого класса больше привлекает другой перспективный материал – карбид кремния. Серьезную поддержку разработке SiC-технологии оказывает Исследовательский центр Гленна НАСА. Серию мощных полевых транзисторов с затвором Шоттки выпустила компания Rockwell Scientific (www.rockwellscientific.com) – ведущий разработчик ВЧ- и СВЧ-приборов на SiC. Коэффициент усиления транзистора, рассчитанного на частоту отсечки 3,6 ГГц, составляет 12 дБ на 2 ГГц, минимальная выходная мощность – 25 Вт. КПД стока достигает 40% при напряжении VDC 50 В и токе 1200 мА. Интермодуляционное искажение третьего порядка (IM3) в среднем равно –30 дБс. Транзисторы предназначены для CDMA- и WCDMA-систем.

Мощные SiC-полевые транзисторы еще с 2009 г. выпускает компания Cree Microwave (www.cree.com) – поставщик SiC-пластин и производитель (foundry) SiC монолитных СВЧ-микросхем. Минимальная выходная мощность полевого транзистора с затвором Шоттки типа CRF24060-101 на частоте 2 ГГц составляет 50 Вт при компрессии 1 дБ, минимальный коэффициент усиления на малом сигнале на той же частоте – 13 дБ. Рабочая частота транзистора – 2,7 ГГц. КПД стока транзистора – 45% при напряжении питания 48 В и токе 250 мА, IM3 равно –31 дБс. Несмотря на высокую выходную мощность прибора, минимальный коэффициент шума его мал – 3,1 дБ. Транзисторы предназначены для широкополосных военных систем связи, усилителей класса A, AB, а также TDMA-, EDGE-, CDMA- и WCDMA-систем.

Как уже было отмечено ранее, внимание разработчиков мощных ВЧ- и СВЧ-устройств все больше привлекает *нитрид галлия*, позволяющий в сравнении с другими полупроводниковыми материалами достичь большую плотность мощности и высокий КПД приборов, а также обеспечивающий минимальное искажение сигнала. Сегодня разработка их ведется более чем в 100 исследовательских организациях, в том числе специалистами таких важнейших подрядчиков Министерства обороны США, как отделение информационных и электронных систем военного назначения компании BAE Systems (www.baesystems.com) и сектор электронных датчиков и систем компании Northrop Grumman. Развитие GaN-технологии сдерживается высокой стоимостью исходных пластин, диаметр которых равен всего 50 мм (против 150 и 300 мм для пластин арсенида галлия и кремния соответственно). Тем не менее еще в конце 2003 года фирма Triquint Semiconductor (www.triquint.com) и крупный военный подрядчик Lockheed Martin объявили о разработке мощного GaN-транзистора с высокой подвижностью электронов (HEMT). Плотность мощности транзистора составляет 11,7 Вт/мм, выходная мощность – +34 дБм, коэффициент усиления на слабом сигнале – 9,83 дБ и КПД суммирования мощности – более 50%.

Перспективным рынком для мощных GaN-приборов стали беспроводные системы связи третьего поколения (3G-системы). Достигнуты определенные успехи в области увеличения плотности мощности и выходной мощности GaN-усилителей, приблизивших разработчиков к выполнению жестких требований, вы-

двигаемых такими системами. Согласно этим требованиям выходная мощность усилителей должна составлять 150 Вт при рабочем напряжении 48 В. Именно поэтому усилия разработчиков направлены на создание транзисторов с напряжением стока более 50 В. И компания Cree Microwave в 2008 г. объявила о разработке GaN-полевого транзистора для УМ на подложке карбида кремния с плотностью выходной мощности 32 Вт/мм и КПД суммирования мощности 55% на частоте 4 ГГц. На частоте 8 ГГц плотность выходной мощности составляет 30 Вт/мм при КПД 50%. Напряжение смещения стока достигает 120 В. Работа частично финансировалась Управлением исследований ВМС и Управлением перспективных разработок МО (DARPA).

УМ на нитриде галлия для WCDMA-систем создан и на фирме NEC. Его рабочая частота – 2,1 ГГц, выходная мощность – 150 Вт, КПД суммирования мощности – 54%, напряжение стока – 63 В.

Выпуск AlGaN/GaN-полевых гетеротранзисторов (HFET) для мобильных систем связи третьего поколения начала в 2010 г. компания, образованная в 1999 году выпускниками Университета штата Северная Каролина, – Nitronex. Особенность этих приборов – изготовление по запатентованной компанией технологии, названной SIGANTIC и позволяющей выращивать высококачественный нитрид галлия на кремниевых пластинах диаметром 100 мм. Испытания HFET с периферией затвора 72 мм (длина затвора 0,7 мм) при рабочем токе 2 А и напряжении стока 28 В показали, что коэффициент усиления на малом сигнале был равен 16,3 дБ, КПД стока – 62%, выходная мощность в режиме насыщения – 138 Вт. Это было рекордное значение мощности для GaN-приборов на кремниевой подложке, работающих при напряжении стока 28 В. Результаты проведенных высокотемпературных испытаний позволили оценить жизненный цикл таких приборов в 20 лет.

Компания Nitronex в 2009 г. начала поставки опытных образцов мощных AlGaN/GaN HFET на напряжение стока +28 В с выходной мощностью свыше 10 (модель N10) и 20 Вт (модель N20). Коэффициент усиления транзисторов в диапазоне частот 1,8–2,2 ГГц составляет 11,5 дБ при среднем КПД 25%. В ближайшем будущем фирма намерена выпустить приборы на напряжение 36 Вт.

Таким образом, в связи с развитием беспроводных 3G-систем сотовой связи GaN-приборы сейчас представляют собой серьезную угрозу широко используемым в УМ базовых станций МОП-транзисторам, изготавливаемым методом боковой (горизонтальной) диффузии – LDMOS. Помимо обеспечения высокой мощности, к важным достоинствам GaN-транзисторов следует отнести повышение надежности и КПД, а также возможность работы при высоких температурах, что позволит уменьшить габариты УМ-модуля за счет отказа от средств охлаждения. К тому же замена GaN-транзисторами LDMOS-приборов позволяет обойтись одним транзистором там, где раньше применялись два, что значительно упростило процедуру согласования приборов.

Но GaN-транзисторы начали широко применяться в аппаратуре лишь с середины 2006 г.

Сейчас на долю LDMOS приходится примерно 90% рынка транзисторов для УМ базовых систем сотовой связи (остальные – на долю GaAs-приборов и незна-

чительная часть – на долю традиционных биполярных транзисторов). И хотя теоретически LDMOS – не лучшая технология для выполнения УМ 3G-систем связи, изменить сложившуюся ситуацию будет нелегко. Постоянное совершенствование этих приборов, несомненно, способствует сохранению ими прочных позиций на рынке. Пример совершенствования LDMOS-технологии – транзисторы пятого поколения компании Philips (www.philips.com), занимающей второе, после Motorola, место на рынке мощных приборов для базовых станций сотовых систем.

Philips планировала выпустить транзисторы пятого поколения на рынок, с тем чтобы разработчики могли реализовать аппаратуру на их основе. Новая технология передана заводу по производству современных КМОП-микросхем, который освоил 0,14-мкм технологию. По этой технологии будут изготовлены LDMOS следующего поколения.

Значительных успехов в совершенствовании LDMOS-транзисторов достигли и компании Infineon (www.infenion.com) и STMicroelectronics (www.st.com/rf), занимающие совместно третье место на рынке компонентов для базовых станций сотовых систем. Так, выходная мощность в непрерывном режиме LDMOS-транзисторов семейства GOLDMOS нового поколения типа PTFA211001E компании Infineon на частоте 2,1 ГГц составляет 100 Вт при компрессии 1 дБ, усиление – 16,4 дБ, КПД – 57%, напряжение питания – 28–30 В. В двухканальной 3GPP WCDMA-системе средняя выходная мощность транзистора составляет 22 Вт, коэффициент усиления – 16,5 дБ, КПД – 30%, ослабление мощности по соседнему каналу – менее –42 дБс, IM3 равны –37 дБс.

Еще один серьезный конкурент LDMOS-транзисторам в области УМ для следующего поколения беспроводных систем связи – GaAs-приборы. Как показали исследования компании PA Consulting Group (Великобритания), LDMOS целесообразно применять в устройствах, работающих в стабильных условиях и в ограниченном диапазоне мощностей, что приемлемо для GSM-систем. В базовых станциях WCDMA-систем выходная мощность зависит от трафика и, следовательно, УМ на LDMOS не всегда смогут работать в зоне наилучшего восприятия. Для таких систем более приемлемы GaAs-транзисторы.

Арсенид-галлиевые транзисторы (в основном HBT) сегодня доминируют и на рынке УМ для телефонов мобильных систем связи. В этом секторе рынка лидируют три, на долю которых приходится 80% продаж.

Приборы на хорошо отработанном материале – арсениде галлия и фосфиде индия – занимают прочные позиции и в области приборов миллиметрового диапазона. И здесь все больший вес приобретают фирмы-производители (foundries). Можно отметить Velocium (www.velocium.com) – ранее отделение фирмы TRW, а теперь компания, входящая в концерн Northrop Grumman. Velocium разрабатывает и производит HEMT с минимальными размерами элементов 0,1 мкм как на арсениде галлия, так и на фосфиде индия. Граничная частота транзисторов – 120 и 180 ГГц соответственно.

Высокими темпами развития характеризуются и GaAs-монолитные микросхемы. К числу последних достижений в области GaAs-приборов относится монолитная микросхема усилителя средней мощности на базе псевдоморфных HEMT, работающих в обогащенном режиме (E-pHEPT), модели MGA-425P8 фир-

мы Agilent Technologies. Микросхема предназначена для применения в качестве задающего устройства в беспроводных системах связи, рассчитанных на частоту до 10 ГГц, т. е. в беспроводных локальных сетях IEEE 802.11a стандарта; в не имеющих лицензии национальных информационных инфраструктурах на частоту 5 ГГц; в беспроводных локальных сетях 802.11g/b стандартов, работающих в диапазоне частот 2,4 ГГц, выделенном для промышленных, научных и медицинских систем (ISM), и в беспроводных локальных сетях, беспроводных телефонах на частоту 2,4 и 5,8 ГГц.

При частоте 5,25 ГГц, напряжении питания 3 В и потребляемом токе 58 мА выходная мощность микросхемы при амплитуде вектора ошибок 5% составляет 13,3 дБм, КПД суммирования мощности – 10,3%, выходная мощность при компрессии 1 дБ – 20,3 дБм, коэффициент усиления – 16 дБ, коэффициент шума – 1,7 дБ, КСВН при выходном сопротивлении 50 Ом – 2:1. Следует отметить, что, несмотря на низкий потребляемый ток, микросхема удовлетворяет всем требованиям беспроводных локальных сетей к линейности. Необходимое смещение задается внешним резистором, а благодаря функции «разумного смещения» линейность IP3 можно регулировать в пределах 20–35 дБм путем изменения сопротивления внешнего резистора. Это позволяет использовать микросхему в различных блоках одной и той же системы.

Монтируется микросхема в стандартный промышленный безвыводной восьмиконтактный корпус типа DRP-N LPCC размером $2 \times 2 \times 0{,}75$ мм. При закупке партиями от 5,5 тыс. до 14,5 тыс. шт. цена микросхемы равна 1,73 долл.

В последнее время внимание разработчики также уделяют и СВЧ-приборам на основе фосфида индия – материала с прямой запрещенной зоной, высокими подвижностью электронов и пробивным напряжением. К тому же фосфид индия – единственный материал, на основе которого можно изготовить приборы, генерирующие, модулирующие, усиливающие и принимающие световое излучение на длинах волны 1,55 и 1,3 мкм, т.е. на длинах волн, используемых в телекоммуникационных системах на основе одномодовых оптических волокон. Поэтому по мере расширения возможностей OC-192 систем со скоростью передачи 10 Гбит/с и разработки OC-178 систем со скоростью 40 Гбит/с разработчики телекоммуникационного оборудования с целью снижения его стоимости, очевидно, вынуждены будут обратиться к новым материалам, в том числе к фосфиду индия. Возможности этой технологии демонстрирует созданный компанией Vitesse Semicoductor биполярный HBT второго поколения, изготавливаемый методом двойной диффузии. Его предельная частота превышает 300 ГГц, а напряжение пробоя составляет 4,5 В. Достоинство нового прибора – возможность изготовления на пластинах диаметрам 100 мм по технологии с четырехслойной металлизацией, близкой к КМОП-технологии. Новый HBT использовался разработчиками компании BAE Systems в цифровом синтезаторе частоты с рекордной рабочей частотой 152 ГГц.

Следует отметить, что все работы компании Vitesse совместно с BAE Systems и Университетом штата Иллинойс финансировались DARPA.

Одна из основных проблем технологии приборов на InP – сложность интеграции оптических и электронных элементов. Сейчас на кристалле с цифровыми

устройствами пока удалось объединить лишь pin-детектор, да и то малой дальности действия. Конечно, лет через пять появятся фосфидиндиевые микросхемы со сложными pin-детекторами, объединенными с усилителем напряжения, управляемым током, схемами модуляции и управления. Здесь интерес представляет подход фирм Inphi (разработчика InP-приборов) и Broadcom (занимающейся созданием КМОП-устройств), предложивших использовать два чипсета – на InP для входных блоков и КМОП для выходных блоков.

Отечественные разработчики также активно работают в этом секторе рынка. В качестве примера СВЧ-разработок белорусских предприятий следует привести типовой модуль СВЧ многофункциональный приемо-передающий М55326 сантиметрового диапазона длин волн

Эти модули СВЧ – многофункциональные приемо-передающие устройства сантиметрового диапазона длин волн, предназначены для приема и двойного преобразования входного сигнала при использовании в аппаратуре специального назначения.

Модули разработаны на основе современных арсенид-галлиевых монолитных и гибридно-интегральных схем, что обеспечивает широкий динамический и температурный диапазон. Высокие технические параметры и высокая надежность обеспечены использованием монолитных интегральных схем и современной тонкопленочной ГИС технологии, а также герметичной конструкцией. На рис. 19.26 представлен общий вид модулей серии М55326.

В табл. 19.2 представлены основные электрические характеристики этих модулей.

Конструктивное исполнение – единый модуль, габаритные размеры 70×64×12 мм, масса не более 150 г.

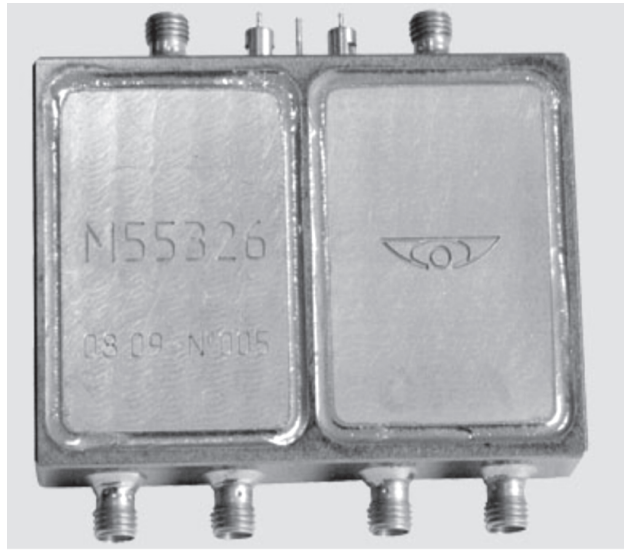


Рис. 19.26. Модули СВЧ многофункциональные приемо-передающие сантиметрового диапазона длин волн М55326

Таблица 19.2. Электрические характеристики

Рабочий диапазон частот входных сигналов	5–16 ГГц
Диапазон частот выходных сигналов	5–16 ГГц
Коэффициент передачи	Не менее –10 дБ
Неравномерность коэффициента передачи в диапазоне входных частот	Не более 6 дБ
Максимальная мощность входного сигнала при компрессии 1 дБ по выходу	Не менее 0,25 мВт
Диапазон частот на входах сигнала гетеродина	9–14,5 ГГц
Величина паразитного проникновения сигнала со входа на выход: – в диапазоне частот 5–6 ГГц – в диапазоне частот 6–16 ГГц	 не более –30 дБ не более –50 дБ
Уровень подавления паразитных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала относительно несущей на линейном участке работы	Не менее –30 дБ
Ток потребления	Не более 0,7 А

19.12. Использование технологии CaAs-монолитных схем СВЧ в зарубежной космической и военной технике

CaAs-монолитные интегральные схемы (МИС) нашли широкое применение в малошумящих усилителях гражданских приемников прямого телевещания, мощных усилителях и переключателях сотовой телефонии, модемах кабельных сетей, компьютерных сетях и др. [31]. С другой стороны, достигнутый уровень технологии МИС СВЧ позволил вернуться к созданию активных фазированных решеток (АФАР). Это открыло путь к массовому использованию МИС СВЧ в космической технике и различных системах вооружения. В этом разделе рассмотрим опыт зарубежных фирм по организации процесса развития технологии МИС СВЧ, а также наиболее характерные результаты их внедрения в отдельные виды радиоэлектронной аппаратуры космической и военной техники [32–39].

19.12.1. Программа MIMIC и ее роль в развитии технологии МИС СВЧ

Уже в начале 1980-х годов разработчикам стало ясно, что благодаря высокой подвижности электронов и возможности получения материала с полуизолирующими свойствами арсенид галлия более перспективен для создания СВЧ-устройств, чем кремний. Однако первоначально была сделана попытка реализовать на GaAs не СВЧ МИС, а цифровую микросхему. В 1982 году Управление перспективного планирования оборонных научно-исследовательских работ (DARPA) с целью развития микросхем высокоскоростной цифровой обработки на GaAs инициировала программу Advanced On-Board Signal Processing (AOSP). Выбор арсенида галлия был обусловлен возможностью изготовления GaAs СБИС на полуизолирующих подложках. Однако выход годных GaAs-схем оказался неудовлетворительным из-за низкого качества материала и недостаточной отработанности на тот момент арсенид-галлиевой технологии по сравнению с кремниевой. Опыт показал, что необходимую

производственную дисциплину следует отрабатывать на технологических линиях с производительностью не менее 100 пластин в неделю. Ряд фирм установили пилотные линии для изготавливления как цифровых, так и аналоговых СВЧ-микросхем.

Главной задачей утвержденной программы стало наращивание объема обрабатываемых GaAs-пластин. Сразу же после завершения программы создания цифровых GaAs-микросхем DARPA открыло следующую программу Microwave and Millimeter Wave Monolithic Integrated Circuits (MIMIC). Объем ее финансирования составил 600 млн долл. Цель программы состояла в создании приборов СВЧ- и миллиметрового диапазонов с требуемыми электрическими, механическими и климатическими характеристиками, цена которых допускала бы их применение в действующих космических и военных системах. В частности, была поставлена задача замены в военной аппаратуре гибридно-интегральных конструкций на монолитные устройства. Такая замена обещала большие преимущества в быстродействии, массогабаритных показателях и других характеристиках радиоэлектронного вооружения. Начатая в 1987 году программа MIMIC продолжалась до 1995 г. включительно. Вначале в производственном процессе доля ручного труда была велика. Диаметр GaAs-пластин составлял всего 50 мм. Нерешенным оставался вопрос, какому методу формирования активных слоев – ионной имплантации или эпитаксии – отдать предпочтение. В рамках отдельной технологической задачи был осуществлен переход от эпитаксии в паровой фазе к молекулярно-лучевой эпитаксии и от полевых транзисторов с затвором Шоттки (MESFET) к транзисторам с высокой подвижностью электронов (HEMT). В ходе реализации этой программы был введен контроль технологических процессов, опирающийся на статистические методы. Кроме того, были внедрены методы быстрого измерения НЧ- и СВЧ-параметров приборов (на частотах вплоть до 95 ГГц) непосредственно на полупроводниковой пластине, установлена связь между параметрами изготавливаемых приборов и технологических процессов, созданы статистические модели приборов для систем проектирования. В результате появилась возможность проектирования требуемой монолитной схемы у разработчиков «с первой попытки».

К концу первой фазы реализации программы (1988 год) удалось добиться снижения стоимости МИС с 20 до 10 долл./мм^2, а в конце второй фазы (1991 год) – до 0,1 долл./мм^2. Результат программы MIMIC – освоение в США производства GaAs СВЧ-микросхем с широко развитой инфраструктурой, обеспечивающей разработку материалов, подложек, масок, оборудования, средств измерения, проектирования схем и др. Этот промышленный потенциал, с одной стороны, стал основой крупного коммерческого рынка СВЧ МИС, а с другой – стимулировал коренную модернизацию радиоэлектроники в космических системах и системах вооружения. На базе монолитной СВЧ-технологии были модернизированы системы управления огнем Longbow миллиметрового диапазона для РЛС ударных вертолетов; самоприцеливающиеся боевые элементы SADARM; система связи в диапазоне 40–60 ГГц EHF; оружие высокоточного наведения X-ROD (95 ГГц) и др. Вслед за США выпуск GaAs МИС СВЧ начали осваивать и в Европе. Были образованы такие новые компании, как United Monolithic Semiconductors – UMS (Франция), TNO и OMMIC (Нидерланды), Filtronic и Bookham (Великобритания) и др. Аналогичные производства возникли в Японии и на Тайване.

Наибольшее применение GaAs СВЧ МИС в военной аппаратуре нашли в АФАР, требующих большое число приемо-передающих модулей. Важные параметры таких модулей – выходная мощность и КПД, определяющие суммарную излучаемую решеткой мощность и конструктивные возможности отвода тепла. Обычный модуль содержит несколько монолитных схем, в том числе микросхему выходного монолитного усилителя мощности. Импульсная мощность современной типичной GaAs МИС приемо-передающего модуля АФАР X-диапазона (10 ГГц) составляет 10 Вт, средняя – 1–3 Вт [40]. Конструкции АФАР на основе таких модулей ряда зарубежных фирм уже начали внедряться в новейшие системы вооружения.

19.12.2. Системы вооружения на основе СВЧ-МИС

Первые крупномасштабные применения монолитных схем, разработанных в рамках программы MIMIC, – системы HARM (противорадиолокационная ракета) и COBRA (противоартиллерийская система РЛС с АФАР C-диапазона) [31]. Приемо-передающий модуль АФАР станции COBRA фирмы Electric Electronics Lab. содержал шесть GaAs МИС: предварительный усилитель, два мощных усилителя со сложением мощностей, фазовращатель, усилитель с регулируемым коэффициентом усиления и малошумящий усилитель. Программа предусматривала поставку 25 тыс. таких комплектов, удовлетворяющих жестким техническим требованиям военных стандартов. Для гарантии требуемого выхода годных очень важным был предварительный отбор кристаллов с требуемыми параметрами на этапе сборки модулей. Решающую роль здесь сыграла методика измерения МИС на пластине, в частности импульсный метод измерения параметров мощных усилителей, разработанный в ходе выполнения третьей фазы программы MIMIC. Именно массовое производство МИС стимулировало отработку всего цикла операций технологического процесса: от проектирования МИС до их изготовления, тестирования, пайки и сборки модулей. Сегодня РЛС с АФАР создаются для различных платформ – наземных, корабельных, самолетных, спутниковых.

Рассмотрим несколько примеров таких бортовых и наземных систем.

Бортовые РЛС с АФАР

Здесь интерес представляет РЛС AN/APG-79 разработки 2009 г. фирмы Raytheon. Разработка станции началась в 2000 году. Боевые возможности станции планировалось оценить в 2006 году, а в 2007-м – начать поставки станции на вооружение [32]. Сейчас она устанавливается на всех истребителях F/A-18E/F Super Hornet ВМС США (рис.19.27) [3]. В 2005 году фирма Raytheon выиграла пятилетний контракт на поставку фирме Boeing 190 РЛС APG-79 с АФАР [33].

У APG-79 имелся ряд серьезных преимуществ перед ранее используемой в самолетах F/A-18E/F станцией APG-73, не имеющей АФАР. Она может сопровождать значительно большее число целей и работать одновременно в нескольких режимах: картографирования местности, сопровождения наземных движущихся целей, поиска в режиме «воздух-воздух» и др. Благодаря АФАР надежность APG-79 возросла в четыре раза по сравнению с APG-73. Средняя наработка станции до критического отказа превышает 15 тыс. часов. Станция компактная и легкая, ее масса – 43 кг. Эксплутационная стоимость в расчете на час полета в два

раза ниже, чем у APG-73. Приемо-передающие модули для РЛС фирма Raytheon производит в отделении высокочастотных компонентов Raytheon RF Components. Производственная площадь отделения с чистыми комнатами класса 100 составляет ~ 2300 м^2, экспериментального производства GaAs МИС – ~840 м^2.

Фирма по международной классификации относится к IDM-структурам и поэтому владеет всеми технологическими процессами, необходимыми для создания современных GaAs МИС на MESFET, PHEMT (псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов), E/D PHEMT (псевдоморфные HEMT, работающие в режиме обогащения/обеднения).

Аналогичная РЛС с АФАР типа APG-81 (рис. 19.28) для перспективного истребителя F-35 разрабатывается сейчас компанией Northrop Grumman [34].

В последнее время за рубежом уделяется большое внимание беспилотным самолетам-разведчикам. DARPA выполнила две большие программы по созданию таких самолетов типа X-45 (фирма Boeing) и X-47 (Northrop Grumman). Объем финансирования каждой ~ 1 млрд долл. [35]. В проектах было предусмотрено применение АФАР на основе GaAs приемо-передающих модулей, аналогичных используемым в РЛС APG-79. За разработку антенной технологии для этих программ отвечала фирма Raytheon.

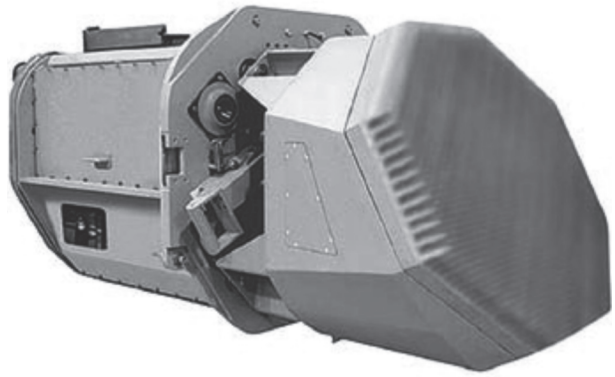


Рис. 19.27. Фотография внешнего вида РЛС AN/APG-79 фирмы Raytheon для самолета F/A-18E/F

Рис. 19.28. Фотография внешнего вида АФАР РЛС APG-81 для истребителя F-35

Рис. 19.29. РЛС AMSAR для европейского истребителя Tiphoon

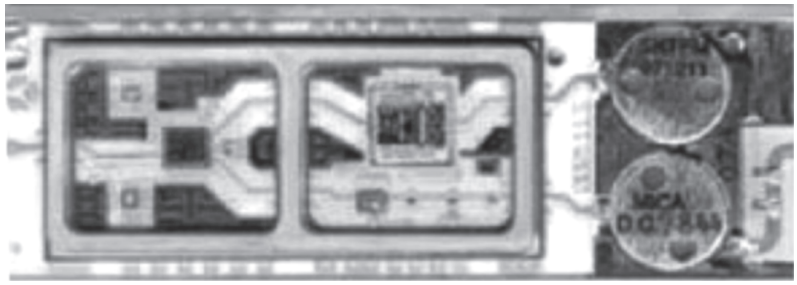


Рис. 19.30. Приемо-передающий модуль РЛС AMSAR

В Европе в 1993 году была начата совместная англо-французская программа разработки бортовой многофункциональной РЛС с АФАР на базе твердотельной электроники (Airborne Multirole Solid State Active Array Radar, AMSAR). Цель программы – создание бортовой РЛС с АФАР для самолета Tiphoon. Она была успешно завершена в 2010 году [36]. Общий вид станции показан на рис. 19.29, приемо-передающий модуль этой станции – на рис. 19.30.

Монолитные схемы и модули на основе GaAs гетероструктурных биполярных транзисторов (HBT) были разработаны компанией UMS. Специалистами был создан монолитный выходной усилитель мощности модуля АФАР (рис. 19.31) со следующими параметрами:

Выходная мощность	10 Вт.
Коэффициент усиления	18 дБ на 10 ГГц.
КПД	> 35% на 10 ГГц.
Размер кристалла	$4{,}74 \times 4{,}36 \times 0{,}1$ мм.

Уровень развития арсенид-галлиевой технологии британской фирмы Filtronic позволяет выпускать в год более 200 тыс. надежных и доступных по стоимости приемо-передающих модулей на базе GaAs PHEMT для бортовых АФАР [37].

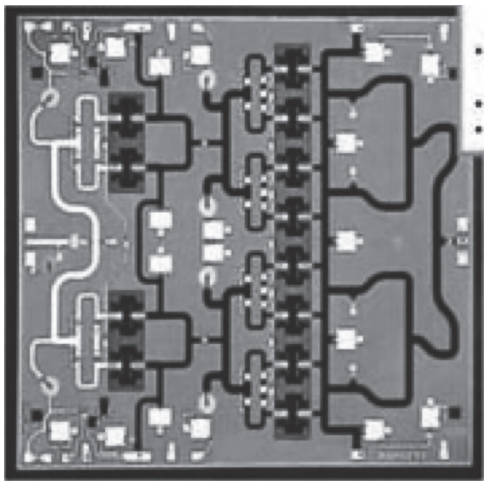


Рис. 19.31. Монолитная схема выходного усилителя мощности модуля АФАР РЛС AMSAR

Таблица 19.3. Бортовые РЛС с АФАР

Тип РЛС	Фирма	Носитель
AN/APG-81	Northrop Grumman	F-35, истребитель
AN/APG-77	Northrop Grumman/Raytheon	F/A-22, истребитель
AN/APG-79	Raytheon	F/A-18E/F, истребитель
AN/APG-63(V)2 AN/APG-63(V)3	Raytheon	F-15C, истребитель
AN/APG-80	Raytheon	F-16E/F, истребитель
AN/APQ-181	Raytheon	B-2, бомбардировщик
AMSAR	BAE Systems Thales EADS	Tiphoon, истребитель Rafale, истребитель
Seaspray 7000E	BAE Systems	Вертолет
Не указан	Mitsubishi Electric	F-2, истребитель
AEW&C NORA	Ericsson	JAS-39, истребитель

Рассмотренные GaAs-МИС и модули для самолетных РЛС с АФАР лишь часть известного из открытых источников широкого фронта работ, проводимых за рубежом в этом направлении. Более подробный перечень различных типов бортовых РЛС с электронным сканированием разной степени готовности – от разработки до поставок по состоянию на конец 2010 г. – приведен в табл. 19.3 [36, 39].

Наземные РЛС с АФАР

В 1992 году фирма Lockheed Martin Missiles and Space получила от Министерства обороны США первый контракт на разработку мобильного комплекса противоракетной обороны THAAD (Theatre High Altitude Area Defense) [32, 40]. Комплекс THAAD предназначен для поражения баллистических ракет как в верхних слоях атмосферы, так и за ее пределами. Субподрядчиком по разработке наземной РЛС с ФАР и входящих в нее твердотельных приемо-передающих модулей стала компания Raytheon. Многофункциональная РЛС комплекса THAAD решает задачи обзора, обнаружения, сопровождения и распознавания баллистических

целей, наведения на них противоракетных средств поражения и оценки результата. Основные технические характеристики комплекса THAAD:

Диапазон рабочих частот	× (10 ГГц).
Апертура АФАР	9,2 м^2.
Число приемо-передающих модулей АФАР	25 344.
Дальность обнаружения цели	до 1000 км.
Дальность поражения	до 250 км.
Высота поражения	до 150 км.

Впоследствии Министерство обороны США приобрело более 30 наземных РЛС, входящих в состав комплекса.

Если говорить о перспективах развития этого направления, следует отметить, что пример внедрения GaAs МИС в военную радиоаппаратуру подтверждает известное правило: время от разработки новой технологии до реализации ее в космических системах и в системах вооружения составляет не менее 10–15 лет. И в настоящее время на вооружение развитых западных стран уже поступили бортовые и наземные системы с опережающими тактико-техническими характеристиками, обеспеченными GaAs СВЧ-МИС, разработанными в конце 1990-х годов.

Это обстоятельство может иметь и важное экономическое значение. Так, состоятся контракты по продаже Индии американских самолетов F/A-18 E/F с радиолокационной станцией APG-79, оснащенной АФАР [41]. Конечно, внедрение технологии АФАР в конкретные системы зависит от соотношения технических характеристик, стоимости, массы, габаритов, потребляемой мощности и т.п. [42]. Однако фирма Raytheon уже владеет технологией недорогих ракетных АФАР, а фирма Thales демонстрировала полностью монолитную АФАР диапазона 95 ГГц для головок самонаведения [43]. Приход в радиолокацию технологии монолитных схем позволил разработчикам радиоаппаратуры космического и военного назначения полностью исключить ламповые СВЧ-передатчики со всеми сопутствующими им проблемами. Очевидно, в дальнейшем эта тенденция будет усиливаться, поскольку технология СВЧ-МИС продолжает быстро развиваться. В 2004 году DARPA объявило о начале новой программы – Wide Band-Gap Semiconductor Technology Initiative (WBGSTI). Цель программы – создание СВЧ-приборов и МИС на основе широкозонных полупроводниковых соединений (GaN, SiC и AlN) [44, 45]. Первая фаза программы (2005 год) завершилась разработкой технологии получения стабильных SiC-подложек диаметром 75 мм и эпитаксиального выращивания структур AlGaN/GaN HEMT. На второй фазе (2005–2007 годы) были реализованы надежные GaN-транзисторы СВЧ- и миллиметрового диапазонов с высокими параметрами и выходом годных. Третья фаза (2008–2009 годы) доказала возможность изготовления недорогих надежных GaN МИС и их применения в различных типах модулей, в том числе: приемопередатчик X-диапазона для РЛС, широкополосный усилитель мощности для систем электронного противодействия и усилитель мощности миллиметрового диапазона для систем космической связи.

Параметры этих модулей (табл. 19.4) по уровню мощности, КПД и диапазону частот намного превосходят результаты, полученные для GaAs МИС в рамках программы MIMIC и последующих работ. Как уже отмечалось, период между разработкой новой технологии и внедрением ее в системы всегда довольно длителен.

DARPA поставило задачу сократить его в ходе реализации программы WBGSTI. С этой целью DARPA обязало участников уже на третьей фазе программы подготовить бизнес-планы ускоренного внедрения своих изделий в конкретные системы [46]. Таким образом, по-видимому, GaN-приборы и МИС, созданные в рамках программы WBGSTI, найдут применение в системах вооружения быстрее, чем GaAs-устройства в рамках программы MIMIC.

Рис. 19.32. Общий вид РЛС мобильного комплекса противоракетной обороны THAAD

Таблица 19.4. Целевые параметры GaN-модулей, разработанные в рамках программы WBGSTI

Тип модуля	Рабочая частота, ГГц	Выходная мощность, Вт	КПД, %	Коэффициент усиления, дБ	Основная фирма-разработчик
Приемопередатчик для РЛС	8–12	60	35	18–20	Raytheon
Широкополосной усилитель для РЭБ	2–20	100	20	30	Northrop Grumman
Усилитель мощности для систем связи Q-диапазона	> 40	20	30	13	TriQuint

Не осталась в стороне и Европа. Здесь был реализован крупномасштабный многонациональный европейский проект KORRIGAN. Цель его – создание в Европе современного производства GaN HEMT и микросхем на их основе [47]. В проекте участвовало семь стран: Франция, Италия, Голландия, Германия, Испания, Швеция и Великобритания, а руководит проектом французская фирма Thales Airborne Systems. Общая стоимость – 40 млн евро. Была создана единая европейская система поставок, которая обеспечила космическую и военную промышленность надежными, отвечающими современному уровню развития GaN-приборами.

Среди отечественных программ исследования в области СВЧ-электроники, кроме федеральных целевых программ, следует отметить работы, выполненные в совместных российско-белорусских программах «Прамень» и «Микросистемотехника».

Литература к главе 19

1. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение. – М., 1972.
2. Мощные электровакуумные приборы СВЧ. – М., 1974.
3. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ. – М., 1979.

4. http://vlad-gluh.livejournal/com/420211. html
5. http://blog/i.ua/user/2663242/940249/
6. http://armsdata.net/nuclear/116.html
7. http://rnns/ru/14834-udarnaja-sila-poslednee-preduprezhdenie.html
8. http://ss-op.ru/reviews/view/55
9. Гуртов В.А. Твердотельная электроника. – М., 2005.
10. Белоус А.И., Силин А.В. Биполярные микросхемы в интерфейсах систем автоматического управления. – М.: Радио и связь, 1990.
11. http://www.twirpx/com/file/400874/
12. http://dxdt/ru/2007/11/26/836/
13. John R. Scarpulla. Reliability and Qualification Challenges for RF Devices. The Aerospace Corporation, Los Angeles, 2004.
14. GaAs MMIC Reliability Assurance Guideline for Space Applications. Sammy Kayali, George Ponchak, Roland Shaw. NASA Lewis Research Center, 1996.
15. http://www.pvsm/ru/radiosvyaz/20389
16. Brookner E. Phased-array Radars: Past, Astounding Breakthroughs and Future Trends // Microwave Journal. – 2008. – V. 51. – № 1. – P. 30.
17. Mancuso Y. Thales Components and Technologies for T/R Modules. Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 270.
18. www.RG.RU. – 2008. – № 227. – С. 14.
19. Growing Market for Active Electronically Scanned Arrays (AESA) // Microwave Journal. – 2009. – V. 52. – № 7. – P. 47.
20. Raytheon Demonstrates Gallium Nitride Advantages in Radar Components // Microwave Journal. – 2008. – V. 51. – № 6. – P. 48.
21. Microwave Journal. – 2008. – V. 51. – № 10. – P.62.
22. Mumford R. Microwaves in Europe: Historical Milestounes and Industry Update // Microwave Journal. – 2008. – V. 51. – № 10. – Part II. – P. 88.
23. Викулов И., Кичаева Н. GaN-технология: новый этап развития СВЧ-микросхем // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. – 2007. – № 4. – С. 80–85.
24. Russel M.E. Future of the RF Technology and Radars.– Proceedings of the IEEE Radar Conference, 2007. – P.11.
25. Schuh P. et al. GaN MMIC Based T/R-Module Front-End for X-band Applications. – Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 274–277.
26. Costrini C. et al. A 20 Watt Micro-strip X-band AlGaN/GaN HPA MMIC for Advanced Radar Applications. Proceedings of the 38th European Microwave Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 1433.
27. Quay R. et al. Efficient AlGaN/GaN HEMT Power Amplifiers.– Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 87.
28. Gonzalez-Garrido M. et al. 2–6 GHz GaN MMIC Power Amplifiers for Electronic Warfare Applications. Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 83–86.
29. Alleva V. et al. High Power Microstrip GaN-HEMT Switches for Microwave Applications. Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 194–197.
30. Jansen J. et al. X-band GaN SPDT MMIC with over 25 W Linear Power Handling. Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference. Amsterdam, Oct. 2008. – P. 190–193.
31. Microwave Journal. – 2006. – V. 49. – № 6. – P. 22.

32. www.raytheon.com
33. Compound Semiconductor. – July 2005.
34. www.northropgrumman.com
35. Compound Semiconductor. – March 2005.
36. en.wikipedia.org
37. Proceedings of the 35th European Microwave Conference. – 2005. – P. 809–812.
38. http://www.chipnevs.ru/html.cgi/arhiv _i99_04/stat-56
39. http://www.kit-e/ru/articies/svch/2005_9_174.php
40. Воздушно-космическая оборона. – 2005. – № 2 (21).
41. Aviation Week and Space Technology. – 2005. – № 8.
42. Military Microwaves Supplement. – June 2006.
43. Microwave Journal. – 2005. – V. 49. – № 1. – P. 24.
44. Electronics EEXPRESS. – March 2006.
45. GaAs Mantech Digest. – 2004; 2005.
46. Compound Semiconductor. – May 2005.
47. 13th GaAs Symposium. P., 2005. – P. 361–363.

ГЛАВА 20

ВМЕСТО ЗАКЛЮЧЕНИЯ

20.1. К мифу о недееспособности отечественных разработчиков

Авторы настоящей книги являются специалистами в области микроэлектроники, причем основная область их научных и производственных интересов – «кремниевая» микроэлектроника. По роду своей научной и производственной деятельности им часто приходится встречаться с руководителями и техническими специалистами многочисленных предприятий, являющихся потребителями кремниевых микросхем.

Это потребители из самых разных областей промышленности, как народнохозяйственных, так и оборонных – машиностроения, судостроения, автомобилестроения, сельхозмашиностроения, вычислительной техники, информационно-коммуникационной, атомной, ракетно-космической и др.

Очень часто в ходе таких встреч выясняется, что руководители и специалисты отечественных предприятий не используют в своих изделиях достижения современной микроэлектроники по причине отсутствия у них необходимой для принятия решения информации о возможностях использования современных микроэлектронных приборов для решения их частных технических и производственных задач.

В частности, по результатам такого общения с руководителями и специалистами предприятий, разрабатывающих и производящих различные энергосберегающие приборы и устройства осветительной техники, автоэлектроники, управления электродвигателями и источниками питания, был написан ряд специализированных книг: «Полупроводниковая силовая электроника», «Основы схемотехники микроэлектронных устройств», «Основы проектирования и применения устройств силовой электроники» и др.

Аналогичная ситуация имела место и при написании этой книги, идея которой возникла в 2010 году после первых обстоятельных бесед с руководителями и техническими специалистами предприятий, входящих в структуры федеральных агентств «Росатом», «Роскосмос», крупных предприятий и объединений космической отрасли и оборонно-промышленного комплекса.

В результате работы над материалами книги стало понятно, что в данном случае проблема отечественной космической электроники носит более глобальный характер и затрагивает не только чисто технические аспекты проектирования и особенности применения микроэлектронных устройств, что является основным предметом как наших исследований, так и обобщения мирового и отечественного опыта.

Дальнейшее изучение авторами этой проблемы в итоге привело к необходимости существенного увеличения объема книги, для того чтобы, кроме решения чисто техни-

ческих вопросов, найти и соответствующие методологические и методические пути повышения надежности электронных систем и устройств отечественной РКТ.

Так появились ранее не планируемые авторами первые пять глав, посвященные конструкциям и функциям КА, анализу причин отказов и аварий ракетоносителей и КА, обзору существующей на текущий момент отечественной ЭКБ КН, особенностям выбора и применения в отечественной РКТ ЭКБ иностранного производства.

Такой ретроспективный анализ действительно помог найти ответы на ряд возникших у авторов вопросов, вроде бы никак прямо не связанных собственно с микроэлектроникой.

Например, как показано в разд. 11 гл. 1, на решение о создании космического эшелона отечественной системы предупреждения о ракетном нападении в виде высокоорбитальной группировки спутников (вместо разрабатываемой в то время в США низкоорбитальной) повлиял такой малоизвестный даже специалистам факт: выбор геометрии и, соответственно, высокоэллиптических орбит для размещения спутников был обусловлен тем фактором, что на тот момент в СССР отсутствовала технология создания фотоприемных полупроводниковых устройств инфракрасного диапазона (ФПУ ИК) и соответствующих микроэлектронных устройств цифровой обработки данных, которые позволили бы реализовать процесс регистрации запуска баллистических ракет на фоне земной поверхности. Не обладая этими микроэлектронными технологиями (в отличие от США), наши разработчики космического эшелона СПРН вынуждены были создавать систему, которая бы полагалась на геометрию наблюдения под «скользящим» углом и позволяла наблюдать факел стартующей ракеты на фоне космического пространства – такие условия наблюдения предъявляли к ИК-приемникам гораздо менее жестки требования. Даже неспециалистам очевидно, что такое решение имеет, как минимум, два недостатка. Во-первых, увеличивается время точной фиксации самого факта запуска – фиксируется не сам старт ракеты, а только факел выводимой уже на орбиту ракеты. Во-вторых, для создания «высокоэллиптической» группировки требуется большее количество спутников, чем для геостационарной, что влечет за собой большие материальные и финансовые затраты.

Особого внимания заслуживает анализ ситуации с отечественной ЭКБ, которую обычно исследователи, аналитики и журналисты рассматривают «в отрыве» от проблем РКТ и только «под одним углом зрения» – обоснования необходимости закупать импортную ЭКБ, потому что свою делать не можем в требуемых объемах и соответствующего качества.

С другой стороны, здесь необходимо вспомнить ряд положительных примеров использования возможностей отечественной микроэлектроники в тот же период группой генеральных конструкторов «наземного» эшелона создаваемой советской СПРН, основой которого является РЛС с ФАР.

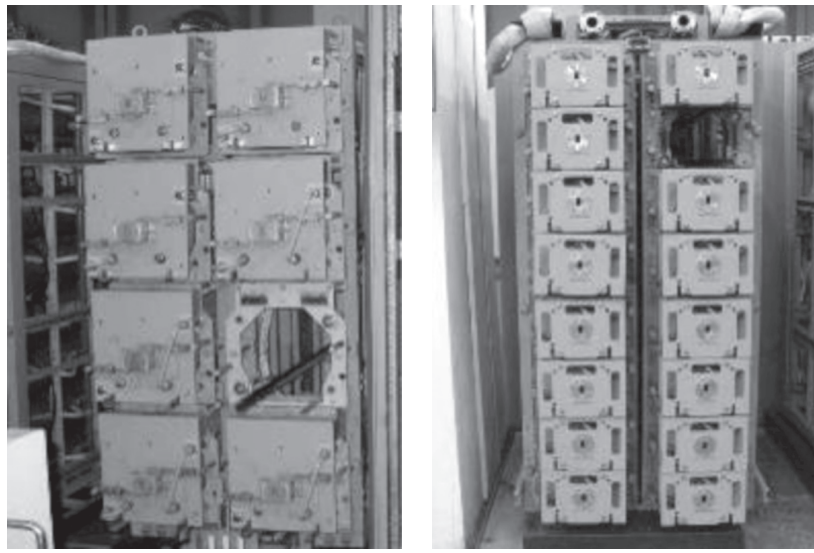
Согласно соответствующему секретному постановлению ЦК КПСС и Совета Министров СССР при создании одной из самых современных для того времени РЛС «Волга», г. Барановичи, БССР (рис. 20.1), предписывалось использовать исключительно отечественные технологии, материалы и комплектующие изделия, включая ЭКБ.

Рис. 20.1. РЛС «Волга»

Московским НИИДАР (НИИ дальней атмосферной радиосвязи) была разработана идеология и структура построения РЛС с ФАР, московским НИИ цифровых электронно-вычислительных машин (НИИЦЭВТ) были разработаны оригинальные алгоритмы обработки информации, на основании которых инженеры-системотехники НИИЦЭВТ совместно с инженерами минского Научно-производственного объединения «Интеграл» разработали и утвердили у заказчика соответствующие общие и детализированные частные технические задания на комплект базовых микросхем для этой РЛС ФАР. Поскольку на тот момент имеющиеся в СССР (и на «Интеграле») биполярные и МОП микроэлектронные технологии не позволяли реализовать все достаточно жесткие требования ТЗ (в основном из-за требуемой высокой функциональной сложности, высокого быстродействия и низкой потребляемой мощности), то в сжатые сроки параллельно процессу проектирования была разработана совершенно новая для СССР технология и схемотехника комплекта этих БИС – они были спроектированы под самую современную на тот момент в мире так называемую технологию интегральной инжекционной логики ($И^2Л$), сочетающую плотность упаковки и мощность КМОП БИС и быстродействие биполярных БИС.

При этом была решена в значительной степени и задача унификации номенклатуры ЭКБ для этой РЛС. В итоге все разнообразие предлагаемых на стадии эскизного проекта БИС (более 200 типов) было сведено к базовому комплекту БИС цифровой обработки всего лишь из семи микросхем, не имевших (и до сих пор не имеющих) зарубежных аналогов:

- центральный процессорный элемент 1815ВФ1;
- микропроцессор быстрого преобразования Фурье (БПФ) 1815ВФ3;
- микросхема ортогональной памяти 1815ИР1;
- микросхема восьмивходового сумматора 1815ИМ1;
- микросхема преобразователя кодов 1815ПР1;
- микросхема специализированного АЛУ 1815ИА1;
- микросхема накапливающего сумматора 1815ВФ2.



а) *б)*

Рис. 20.2. Устройство приемных (*а*) и передающих (*б*) модулей РЛС «Волга»

В период 1984–1989 гг. в НПО «Интеграл» было произведено более миллиона таких БИС, что позволило как закрыть все текущие потребности разработчиков РЛС с ФАР, так и обеспечить требуемый комплект ЗИП ЭКБ на весь нормативный срок эксплуатации.

Эти мероприятия позволили в сравнительно короткие для такого масштабного проекта сроки (четыре года) спроектировать и организовать производство высококачественной ЭКБ специального назначения. После выполнения установленных объемов поставок специализированный комплект БИС серии 1815 был снят с производства. Фактически был выполнен классический государственный заказ на разработку и организацию комплексной поставки специализированной высоконадежной отечественной (не имеющей аналогов) ЭКБ под целевую аппаратуру наземного эшелона советской СПРН.

В 1992 г. станция «Волга» была введена в эксплуатацию. На рис. 20.2 представлены фотографии устройства приемных (рис. 20.2*а*) и передающих (рис. 20.2*б*) модулей РЛС «Волга», реализованных на этой ЭКБ. А ведь в то время на мировом рынке уже имелось множество универсальных и специализированных микросхем цифровой обработки, на основе которых можно было сравнительно быстро создать аппаратуру реализации алгоритмов обработки, причем отдельные операции выполнялись бы даже с более высокой производительностью, чем на отечественном комплекте 1815.

Тогда одним из аргументов инициаторов использования только отечественной ЭКБ были опасения получения иностранной ЭКБ со встроенными «закладками», а также возможностью жесткого контроля качества и надежности ЭКБ в процессе производства микросхем – этим в СССР занималась квалифицированная служба представителя заказчика, которая с распадом СССР практически была разрушена

(за исключением минского «Интеграла»). Подготовленные специалисты контролировали весь производственный цикл и в случае каких-либо нарушений (отклонений от технологической документации) могли остановить все производство, на что не требовалась санкция руководителя предприятия-изготовителя – его просто ставили в известность и предлагали устранить выявленные нарушения.

За прошедшее с тех пор время те примитивные «закладки» никуда не исчезли, более того, они превратились в более «хитроумные» («бэкдоры» и др.), а качество и надежность поставляемых ЭКБ ложится на совесть поставщика, который прилагает различные документы, их характеризующие (подтверждающие), а также фирм, проводящих «приемочные» испытания (или так называемый входной контроль).

С другой стороны, этот пример убедительно опровергал появившийся уже тогда миф о недееспособности отечественных разработчиков микроэлектронных изделий, в силу чего предлагалось радиоэлектронные системы и блоки проектировать не методом «сверху вниз» (от алгоритма работы системы до состава ЭКБ), а методом «снизу вверх» (из имеющихся на рынке иностранных «кирпичиков» ЭКБ проектировать последовательно узлы, блоки и модули РЭА).

К сожалению, в силу закрытости информации на тот момент о идеологии и методах проектирования РЛС ФАР «Волга» этот подход в дальнейшем отечественными разработчиками РЭА стратегического назначения практически не применялся, за исключением отдельных проектов.

По мнению авторов, сложившийся и многократно цитируемый уже в современных средствах массовой информации миф о недееспособности отечественных разработчиков современных микроэлектронных устройств, в том числе космического назначения, не имеет под собой реальных оснований. Как показано в разд. 3.3, на территории России и Беларуси за время после распада СССР сформировалась целая сеть государственных и частных дизайн-центров и базовых центров системного проектирования, укомплектованных высокопрофессиональными специалистами – разработчиками микроэлектронных устройств, соответствующих мировому уровню.

Так, только в рамках реализации Федеральной целевой программы «Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники на 2008–2015 гг.» было создано и модернизировано более тридцати таких центров, предназначенных для проектирования как самих микросхем, так и различных изделий радиоэлектроники на основе современной ЭКБ. Созданная сеть дизайн-центров позволяет решать практически все задачи, необходимые для развития народнохозяйственных и оборонных отраслей Российской Федерации.

Другая сторона проблемы заключается в производственных возможностях отечественной (российской и белорусской) микроэлектронной промышленности. На рис. 20.3 представлена упрощенная географическая карта Китайской Народной Республики, на которой обозначены места локализации и основные технологические возможности полупроводниковых производств по состоянию на конец 2013 г. Следует отметить, что здесь указаны только основные, наиболее крупные производства, ориентированные на большие объемы обрабатываемых полупроводниковых пластин, и не указаны специализированные и мелкосерийные полупроводниковые линии (типа имеющегося в России производства при НИСИ РАН).

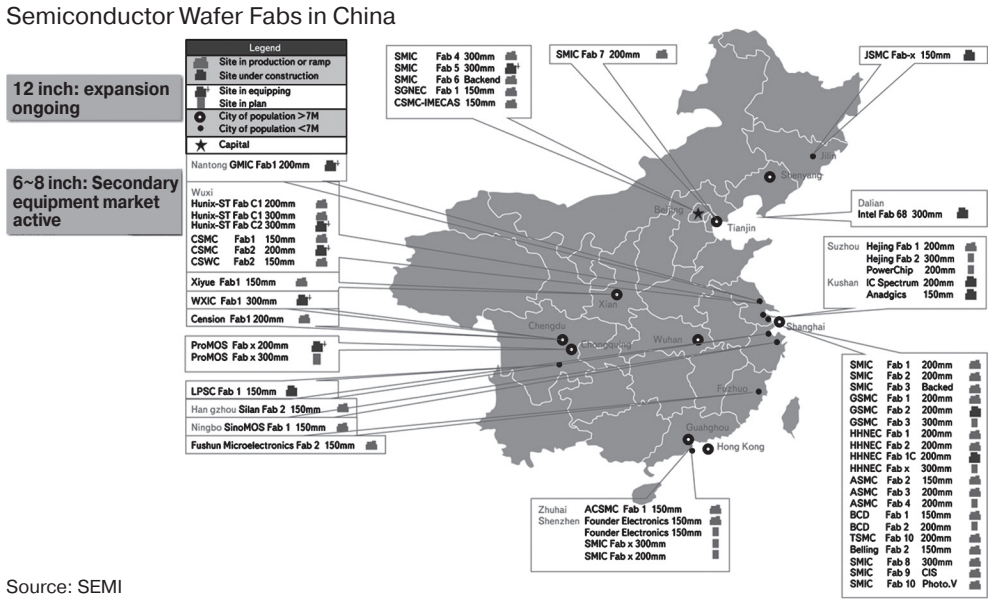


Рис. 20.3. Карта КНР с местами локализации полупроводниковых производств

Рис. 20.4. Карта КНР с местами локализации полупроводниковых производств по сборке и тестированию пластин

На рис. 20.4 представлена упрощенная географическая карта Китайской Народной Республики, на которой обозначены места локализации производств сборки и тестирования по состоянию на конец 2013 г.

Рис. 20.5. Карта России и Беларуси с местами локализации отечественных полупроводниковых производств

Так или иначе, карта впечатляет – здесь показаны расположенные в районе двадцати населенных пунктов некоторые из крупных производственных линий, работающих с широким диапазоном диаметров пластин (от 150 до 300 мм) и проектных норм (от 1,0–0,35 мкм до уровня глубокого субмикрона). Причем программой развития китайской полупроводниковой промышленности на период до 2020 г. предусмотрено строительство еще более десяти новых субмикронных линий и существенная модернизация ныне действующих производств.

Хотя более половины основных полупроводниковых производств Китая расположены в районе побережья (с точки зрения оптимальной логистики производства), тем не менее и в континентальном Китае также локализованы самые современные полупроводниковые производства.

На рис. 20.5 представлена аналогичная упрощенная географическая карта России и соседней Беларуси, на которой также отмечены места локализации и основные характеристики отечественных полупроводниковых производств.

Первый вывод, который возникает у читателя после визуального сравнения этих карт, – еще долгое время отечественная ракетно-техническая и военная промышленность будет вынуждена использовать ЭКБ иностранного производства, и поэтому следует еще раз внимательно изучить материалы гл. 4.

В табл. 20.1 представлен список из пятнадцати основных производителей ЭКБ, которые поставляли свою продукцию российским предприятиям радиоэлектронного аппаратостроения. Рейтинг этих предприятий составлялся экспертами Центра современной электроники [1], исходя из объемов продаж на российском рынке за период с 2011 по 2012 гг. Как видно из этих данных, для большинства предприятий характерна тенденция массового увеличения объемов продаж ЭКБ, что говорит о подъеме отечественной радиоэлектронной промышленности. Продажи ЭКБ на российском рынке в 2012 г. увеличились по сравнению с 2011 г. на 22%. К сожалению, среди этих поставщиков ЭКБ превалируют зарубежные фирмы-изготовители.

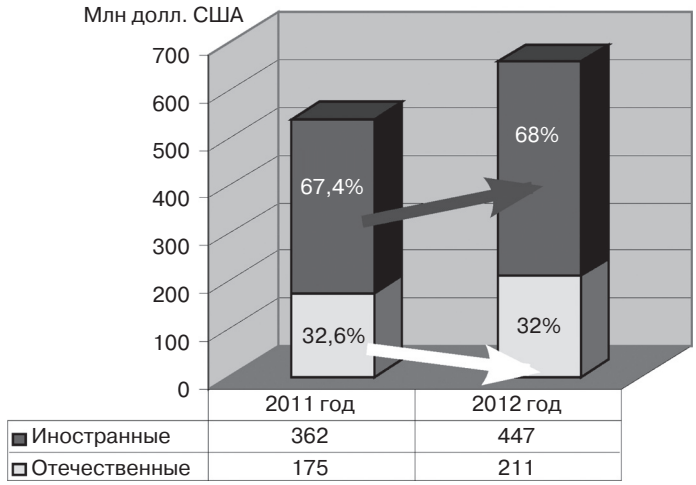


Рис. 20.6. Уменьшение доли отечественных производителей ЭКБ на российском рынке в 2012 году

На рис. 20.6 представлена обобщенная картина продаж за этот период, составленная на основании данных табл. 20.1 по принципу иностранные изготовители ЭКБ и отечественные изготовители ЭКБ. К отечественным изготовителям авторы отнесли и белорусский холдинг «Интеграл», который имеет соответствующие лицензии и аттестации для работы на российском рынке. Из диаграммы следует очевидный вывод – несмотря на увеличение общего объема поставляемой ЭКБ, в 2012 г. наблюдалось хоть и незначительное, но снижение доли отечественных поставщиков ЭКБ по сравнению с иностранными.

Таблица 20.1. Топ-15 основных производителей ЭКБ (анализ российского рынка за 2011–2012 гг. Центр современной электроники)

№	Компания	Продажи по официальным каналам в 2011 г., млн долл.	Рост 2011/2010	№	Компания	Продажи по официальным каналам в 2012 г., млн долл.	Рост 2012/2011
1	«Интеграл»	60	25%	1	NXP	115	39%
2	Analog Devices	57	24%	2	«Интеграл»	84	40%
3	STMicroelectronics	53	12%	3	AD	63	10,5%
4	Texas Instruments	50	29%	4	TI	57	14%
5	NXP	45	42%	5	ST	44	–17%
6	Infineon	34	20%	6	Xilinx	39	30%
7	«Ангстрем»	33	08%	7	Infineon	38	12%
8	Xilinx	30	35%	8	Кремний-маркетинг	36	38,5%
9	ВЗПП-С	29	–4%	9	ВЗПП-С	32	10%
10	НИИМЭ и «Микрон»	27	10%	10	IR	31	19%
11	Кремний-маркетинг	26	10%	11	НИИМЭ и «Микрон»	30	20%
12	International Rectifier	26	45%	12	«Ангстрем»	29	–12,1%
13	Microchip	25	30%	13	Microchip	24	–4%

Таблица 20.1 (окончание)

№	Компания	Продажи по официальным каналам в 2011 г., млн долл.	Рост 2011/2010	№	Компания	Продажи по официальным каналам в 2012 г., млн долл.	Рост 2012/2011
14	Atmel	22	25%	14	Altera	21	5%
15	Altera	20	30%	15	Atmel	15	–25%
Итого по официальным каналам производителя			537	Итого по официальным каналам производителя			658

Прежде чем анализировать возможные пути решения проблемы поставок российским предприятиям ЭКБ, имеет смысл более подробно рассмотреть некоторые особенности китайского пути развития микроэлектроники, которые, по мнению авторов, заслуживают особого внимания экспертов.

20.2. Особенности китайского пути развития микроэлектроники

Уже сегодня перед разработчиками РЭА возникает далеко не риторический вопрос: а какую иностранную ЭКБ использовать безопаснее – американскую, европейскую или китайскую? Относительно первых двух авторы постарались изложить состояние дел в гл. 3 и 4, а что касается китайской ЭКБ, здесь следует привести ряд дополнительных материалов, не вошедших в основной текст предыдущих глав.

Прежде всего напомним, что основной предмет исследований данной книги – особенности проектирования и применения изделий космической микроэлектроники, история развития которой в целом неразрывно связана с историей развития космического приборостроения и мировой ракетно-космической отрасли.

Чтобы глубже понять проблему, надо понимать, что развитие космической отрасли всегда было обязательным атрибутом статуса сверхдержавы. Если до развала СССР в мире сложилась своеобразная советско-американская «космическая биполярность», отражавшая общий паритет двух стран, то сегодня мы наблюдаем размывание этой биполярной структуры за счет появления целого ряда новых амбициозных держав, и прежде всего Китая, явно претендующего на ведущее место в тройке лидеров и под руководством Компартии Китая реально делающего для этого все возможное, минимально используя лозунги и максимально – финансовые средства и материальные ресурсы (в отрасли занято более 200 тыс. чел., а ежегодно бюджет после 2011 г. превышает 15 млрд долл. США). И если раньше в этой «биполярности» США и Россия хоть как-то координировали свои действия, реализуя даже совместные масштабные программы, то можно сказать, что сейчас процесс освоения космоса идет стихийно.

Также следует иметь в виду, что если для США и России освоение космоса имеет в основном традиционное и больше военно-технологическое значение, то для китайского руководства – это часть геополитической задачи и способ реализации «китайской мечты».

Авторы обращают внимание читателя на следующие очевидные факты, из которых они сами могут сделать столь же очевидные для себя выводы.

Как видно из материалов гл. 1 (§ 15, 16), проторенный по «космической дороге» СССР/РФ путь длиной в 52 года (1961–2013) Китай преодолел фактически всего за 10 лет (2003–2013). Это если за точку отсчета возьмем полет человека в космос. Юрий Гагарин совершил свой подвиг в 1961 г., а первый тайконавт Ян Ливэй выполнил свою работу в 2003 г. Можно сказать, что каждый новый этап СССР осваивал за пять-семь лет, Китай же проходил его всего лишь за полтора-два года.

На момент написания этой книги Китай имеет примерно такое же количество эксплуатируемых на орбите КА, примерно такое же количество годовых военных и коммерческих пусков, полным ходом реализует утвержденную два года назад «лунную» программу (российская пока дискутируется и разрабатывается).

Китай практически вышел на уровень создания околоземных космических модулей, запуска твердотопливных ракет, активно проводит работы по новому варианту «звездных войн» – уничтожение спутников других государств (в 2007 г. уничтожил ракетой свой старый метеоспутник – мишень, в 2013 г. успешно осуществил в управляемом полете захват роботом-манипулятором второго своего спутника-мишени и т.д.).

Хотя, конечно же, китайцы на первом этапе активно использовали советский (российский и даже американский) технический опыт, во многом копировали наши отечественные разработки, но не нужно преувеличивать заслуги китайской разведки и незаслуженно обижать наши контрразведывательные службы.

Каждый из уже пяти пилотируемых запусков является следствием использования принципиально новых технических решений.

Так, известная по публикациям и фотографиям одна из последних моделей корабля «Шэньчжоу-10», по мнению большинства экспертов, – это далеко не копия нашего известного и заслуженного «Союза», поскольку здесь используется много новых технических решений, которых на советских кораблях не было (технология разделения корабля на орбите и др.).

А если вернуться к проблеме анализа причин отказов и аварий КА, детально рассмотренных в гл. 2, то мы видим существенный прогресс в области обеспечения надежности китайской ракетно-космической техники, снижения риска отказов и аварий КА.

При этом забудем о тех широко известных карикатурах в газете «Правда» 1970-х годов, когда отношение к китайским космическим программам выражалось в следующем виде: сто миллионов китайцев держат большую рогатку, направленную в небо, а другие сто миллионов китайцев ее направляют, а в рогатке – атомная бомба. Смысл был понятен – китайская РКТ по уровню недалеко ушла от дворовой игрушки – рогатки.

Следующий факт для размышлений. Если и в США, и в СССР каждому новому этапу (полету) предшествовали несколько «однотипных» запусков – «для закрепления урока», то китайцы позволяли себе принцип «все получается хорошо с первого раза». Следующий после первого китайского космонавта Яна Ливэя (он находился в полете в 15 раз дольше Ю.А. Гагарина) запуск вывел на орбиту уже двух космонавтов (2005 г.), в ходе всего лишь третьего пилотируемого полета

(«Шэньчжоу-7», 2008) тайконавты вышли в открытый космос. В 2011 г. на орбиту выходит прототип модуля МКС «Тяньчук-1», к которому несколько раз стыкуется-расстыкуется автоматический «Шэньчжоу-8», отрабатывая маневры сближения и стыковки.

И почти все у них получается с первого раза!

Заслуживает особого внимания принятая партией и правительством ***стратегия развития микроэлектроники*** в КНР.

Так, наряду с существенными финансовыми «вливаниями» и специально разработанным китайским правительством комплексом мер государственной поддержки Китай проводит уже много лет «политику открытых дверей» для крупных иностранных полупроводниковых компаний.

Например, Samsung выделил 7 млрд долл. США только на строительство в городе Сиане 20-нм линии производства Flash-памяти типа NAND, завод в 2014 г. должен быть запущен. А ведь у Samsung уже имеются аналогичные фабрики в США (г. Остин, штат Техас). Город Сиан был выбран потому, что производство и дизайн-центры многих мировых ИТ-компаний сосредоточены вокруг него.

Один из крупнейших в мире производителей Semiconductor Manufacturing International Corp. (SMIC), расположенный в континентальном Китае, только в 2012 г. получил от правительства Китая льготный кредит в размере 0,6 млрд долл. США на строительство новых мощностей, причем в этом же году SMIC заключил лицензионные и патентный договоры на поставку 28-нм технологии (ранее SMIC уже купила у IBM лицензии на 45-нм и 32-нм процессы).

Не будем здесь вдаваться в тонкости геополитических концепций мировых сверхдержав (а почему иностранные полупроводниковые компании не идут в Россию?), но отметим существенный факт – правительство Китая дает разрешение на размещение таких производств при обязательном выполнении двух основных условий: а) технический персонал этих фабрик должен состоять из граждан КНР; б) заказы на изготовление на этих фабриках микроэлектронной продукции китайских государственных предприятий должны выполняться в первоочередном порядке (типа госзаказа по нашей терминологии).

Попробуем более детально рассмотреть состояние полупроводниковой промышленности КНР.

Китай пока еще далек от полного самообеспечения – так, суммарный объем производства составляет примерно 43 млрд долл., из которых на интегральные схемы идет ~22 млрд долл., а еще 21 млрд приходится на ППП. Правительство КНР проводит активную политику по развитию собственного производства, в рамках которой в развитие полупроводниковой промышленности планирует инвестировать до 50 млрд долл. США.

Из них:

- в период с 2003 по 2008 год 7 млрд долл. (выполнено);
- в период с 2009 по 2014 год 12–14 млрд долл. (в процессе);
- в период с 2015 по 2020 год ~30 млрд долл (планируется).

Данные инвестиции выражаются в участии центрального и местных правительств (провинций и городов) в финансировании закупки технологического оборудования и НИОКР.

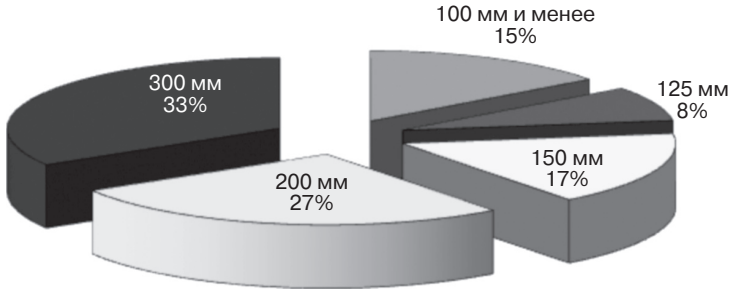


Рис. 20.7. Распределение полупроводниковых производственных мощностей Китая по диаметру пластин

Кроме того, создана основанная на частных инвестициях структура полупроводниковой промышленности на базе компаний SMIC, Grace, Huanhong, TSMC, Hejian, включающая все компоненты – разработку, производство кристаллов, сборку, тестирование.

Уже сегодня в КНР около 100 полупроводниковых компаний (имеющих кристальное производство), более 200 сборочных компаний и свыше 500 Fabless дизайн-центров (компаний без собственного производства).

Суммарные производственные мощности Китая составляют примерно 2,4 млн пластин (запусков) в месяц в пересчете на 200-мм пластины.

Структура китайской полупроводниковой промышленности представляет собой сегодня мощную функционально завершенную комплексную систему, включающую в себя все четыре основных звена – разработку собственных ИМС, их производство в промышленных масштабах, как ИМС, так и дискретных ППП, а также практически отсутствующее в России звено корпусирования (сборки) и тестирования ИМС и ППП.

На рис. 20.8 представлена в упрощенном виде динамика развития всех звеньев китайской полупроводниковой промышленности за последние 15 лет (2003–2012 гг.).

Здесь приведены для каждого года как объемы вкладываемых средств в целом, так и процентное соотношение этих средств между всеми звеньями структуры полупроводниковой отрасли. Как видим, даже в период мирового финансового кризиса 2008–2009 гг. Китай только немного «притормозил» каток инвестиций, но уже буквально через два года (к 2011 г.) за счет форсирования финансовых вливаний вышел на установленные партией и правительством темпы ежегодного прироста инвестиций.

Причем за последние десять лет наиболее высокий рост темпов инвестиций наблюдался не в производство (как ИМС, так и ППП), а в разработки ИМС и в технологии сборки и тестирования (испытаний) ИМС. Последнее обстоятельство косвенно подтверждает усиление работ по повышению качества и надежности китайской ЭКБ.

В табл. 20.2 представлен перечень основных полупроводниковых производств с указанием их местоположения, объявленного объема продаж (за 2012 г.), а также проектных норм и производственных мощностей.

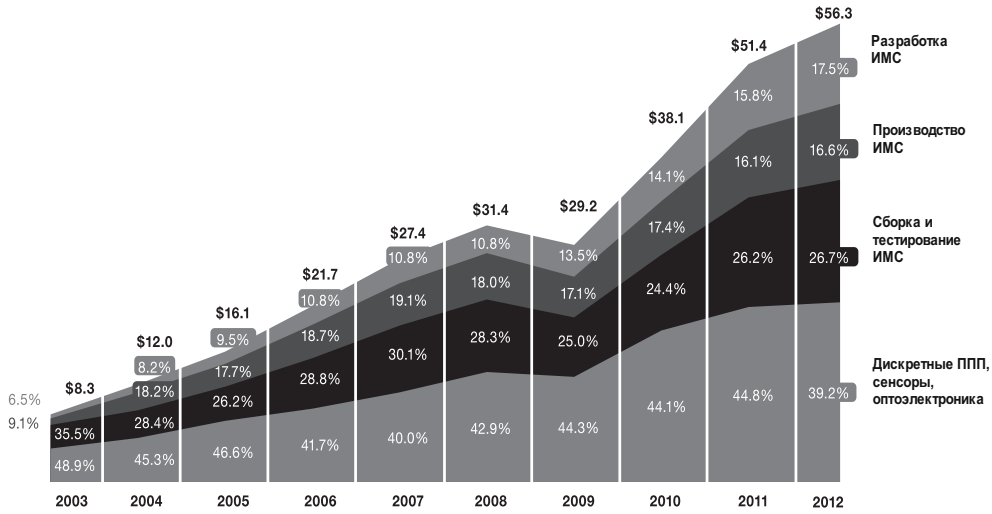


Рис. 20.8. Динамика развития основных направлений полупроводниковой промышленности КНР с 2003 по 2012 г. (по данным CCID, CSIA)

Таблица 20.2. Крупнейшие полупроводниковые производства в Китае

Компания	**Место-положение**	**Объем продаж, млн долл. США (2012)**	**Производ-ственная линия**	**Проектные нормы, мкм**	**Мощность, пластин в месяц**
Hejian	Suzhou	214	200 мм	0,35–0,18	60K
TSMC fab10	Shanghai	542	200 мм	0,25–0,35	20K
Grace Semiconductor Manufacturing Co. (GSMC)	Shanghai	230	200 мм	0,35–0,15	40K
SMIC	Shanghai	1695	200 мм	0,35–0,09	42K
	Shanghai		300 мм	0,25–0,15	40K
	Beijing		300 мм	0,13	
	Shenzhen		200 мм	0,35–0,18	35K???
	Tianjin		200 мм	0,35–0,13	
Advanced Semiconductor Manufacturing Co., Ltd) (ASMC)	Shanghai	137	125 мм	1,5	35K
			150 мм	0,6	35K
			200 мм	0,25	30K
ACSMS	Zhuhai		150 мм	0,5–3,0	30K
Ningbo Sino MOS	Ningbo		150 мм	0,5–0,35	30K
Huajing	Wuxi	138	125 мм	3	10K
			150 мм	0,6	10K
SG-NEC	Beijing		150 мм	0,35–1,5	15K
Wuxi China Resources Microelectronics Co., Ltd. (CR Micro) (former CSMC)	Wuxi	169	125 мм	0,5	28K
			150 мм	0,35	59K
CSMC-IMECAS	Beijing		150 мм	0,35	
ProMOS	Chongqing		200 мм	0,18–0,25	20K
IC spectrum	Kushan		200 мм	0,18–0,35	30K

Таблица 20.2 (продолжение)

Компания	Место-положение	Объем продаж, млн долл. США (2012)	Производ-ственная линия	Проектные нормы, мкм	Мощность, пластин в месяц
PSC	Leshan??		200 мм	0,18–0,25	
Leshan Radio Company Ltd (LRC)	Leshan	349	150 мм	0,6–1,2	
LION	Hangzhou		150 мм	Shottki	15K
HangZhou Silan	Hangzhou	201	150 мм	0,5	20K
XiYue	Xian		150 мм	0,35	17K
JSMC	Jilin	168	150 мм	0,35	30K
Shanghai Huahong NEC Electronics Co., Ltd	Shanghai	372	100 мм	1,0–2,0	
			125 мм	0,8	
			150 мм	0,6	
			200 мм	0,35–0,18	80K
	Zhangjiang		200 мм	0,35–0,18	80K
Xin Tian He Electronic Technology Co., Ltd	Tianjin		100 мм	1,0–2,0	
			150 мм	0,8	30K
Yijie Technology Co., Ltd			125 мм	0,8–2,0	
SIM-BCD	Shanghai	98	100 мм	4,0–1,0	40K
			150 мм	4,0–1,0	40K
Chengdu Promising Chip Electronics Co	Chengdu		150 мм	0,6–1,0	
HyaYue Microelectronics	Shaoxin		100 мм	4	
			125 мм	0,8–2,0	30K
			125 мм	0,8–1,2	25K
Shenzhen Sanzhou Electronics Co	Shenzhen		125 мм	0,8–2,0	
	Shanghai-Belling Shanghai	107	100 мм	4,0–1,0	13K
			150 мм	4,0–1,0	10K
CYT optoelectronics			125 мм	0,8–2,0	
SI Semiconductor Co., LTD.	Shenzhen	69	100 мм	1,0–2,0	10K
(SISEMI)			125 мм	0,8–035	10K
Shantou Huashan Electronic Devices Co., Ltd (SHEDCL)	Shantou	66	125 мм	0,8–2,0	30КЪ
HJTC			300 мм	0,090	20K???
			200 мм	0,15–0,35	32K
			200 мм	0,13–0,35	20K
XSMC			300 мм	0,090	20K
Intel Products/Semiconductor (Chengdu/Dalian) Co., Ltd. Fab 68	Dalian	4984	300 мм	0,065–0,090	20K
NXP Semiconductors	Jilin				
JSMC			150 мм		
Hynix-ST	Wuxi	2717	300 мм	0,090–0,11	70K
				0,07	100K
Texas Instruments	Chengdu	163	200 мм		25K

Таблица 20.2 (окончание)

Компания	Место-положение	Объем продаж, млн долл. США (2012)	Производ-ственная линия	Проектные нормы, мкм	Мощность, пластин в месяц
CSEC	Chongqing		150 мм		
WXIC Fab 12	Wuhan		300 мм		
Fushun Microelectronics	Fuzhou		150 мм		
Xiamen Jishun Microelectronics	Fuzhou		150 мм		
Founder Electronics	Shenzhen		150 мм		
No. 55 Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation		313			
Tianjin Zhonghuan Semiconductor Co., Ltd.		187			
Fosham Blue Rocket Electronics Co., Ltd.		96			
China Electronics Science & Technology Group Company No. 58 Institute		63	GaAs ??		
Forward Semiconductor Company		55	ППП		
Yangzhou JingLai Semiconductor (Group) Co., Ltd.	Yangzhou	54	100 мм		30K
Changzhou Galaxy Electrical Co., Ltd.	Changzhou	50	100 мм		

Результатом субсидирования НИОКР явился бурный рост количества Fabless дизайн-центров. Сегодня в КНР рынок разработки ИМС оценивается в ~10 млрд долл. США. В табл. 20.3 представлен перечень основных дизайн-центров КНР.

Таблица 20.3. Крупнейшие Fabless дизайн-центры в КНР

Компания	Продажи в 2012 г., млн долл. США
HiSilicon Technologies Co Ltd	1178
SpreadtrumCommunications Inc	696
RDA Microelectronics	392
Galaxy core Inc	187
Shenzhen State Microelectronics Co Ltd (SSMEC)	183
Shenzhen ZTE Microelectronic Technology Co Ltd	183
Leadcore Technology Co Ltd	176
Beijing Vmicro Co Ltd	175
Allwinner Technology	168
CEC Huada Electronics Design Co Ltd	149
Shenzhen Netcom Electronic Co Ltd	149
Datang Microelectronics Technology Co Ltd	125
Fuzhou Rockchip Electronics Co Ltd	108
Shanghai Huahong IC Co Ltd	108
Wuxi China Resources Semico Co Ltd	100

Таблица 20.3 (окончание)

Компания	Продажи в 2012 г., млн долл. США
Shanghai Fudan Microelectronics Co LTD	100
GigaDevice Semiconductor	97
Montage Technology Group Ltd.	78
Beijing MXTronics Co., Ltd.	67
Beijing Huadazhibao Electronic Systems Co., Ltd.	63
Nationz Technologies Inc	60
Actions Semiconductor Co., Ltd.	54
Tongfang Microelectronic Company	53

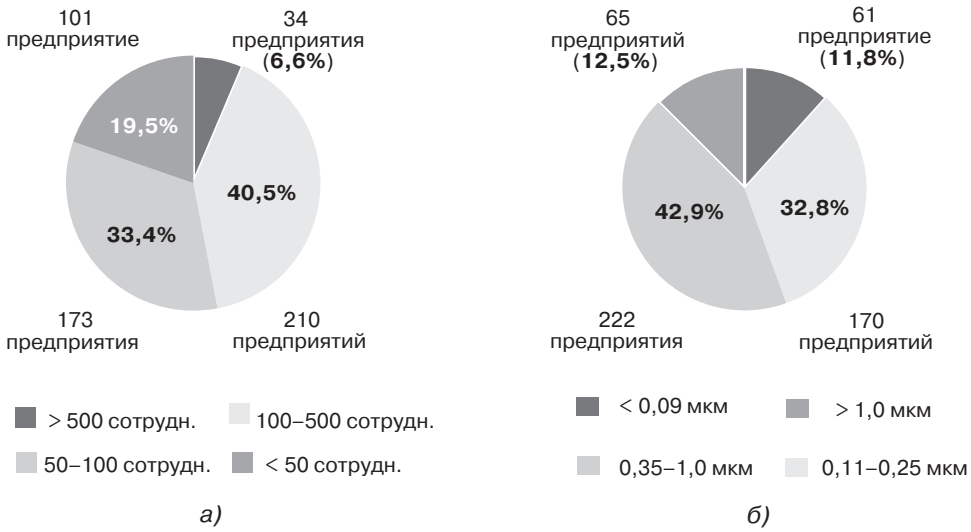


Рис. 20.9. Распределение дизайн-центров по количеству персонала (*а*) и в разрезе используемых проектных норм (*б*) в 2012 г.

На рис. 20.9 представлено распределение этих дизайн-центров по количеству сотрудников (рис. 20.9*а*) и по проектным нормам (рис. 20.9*б*), на которых разрабатываются ИМС. Хотя в Китае в 2012 г. имелось 34 крупных (более 500 сотрудников) дизайн-центров, почти 74% (а это 383 предприятия) имеют меньше 100 сотрудников.

Что касается проектных норм, то 55,4% центров (а это 287 предприятий) работают не с глубоко субмикронными проектными нормами, а с нормами проектирования не менее 0,35мкм (0,35–1,0 мкм). Отдельное внимание следует уделить возможностям сборочных производств в Китае. Тут собирается примерно 37% мирового объема микросхем и около 70% ППП. Примерно треть от этого объема собирается по IDM бизнес-модели, т.е. производитель кристаллов сам их собирает на своих сборочных производствах. Остальные же две трети собираются на контрактных сборочных линейках. Крупнейшими из контрактных сборочных фирм являются ASE, Amkor Technology, SPIL, STATS ChipPac, Powerchip Technology, UTAC, ChipMOS Technologies и STS Semiconductor. На линиях этой восьмерки собирается примерно 22% всех ИМС и ППП в Китае (табл. 20.4).

Таблица 20.4. Крупнейшие сборочные производства Китая

Название компании	Местоположение производства	Основной тип собираемых изделий	Тип бизнеса
Freescale Semiconductor (China) Co., Ltd.	Tiajin		IDM
RF Micro Devices (Beijing) Co. Ltd	Beijing		IDM
STS Semiconductor Co. Ltd.	Shenzhen	Лог. ИС	IDM
Intel Products (Shanghai)	Shanghai		IDM
Co., Ltd	Chengdu	Процессоры, Flash	IDM
Semiconductor Company,	Suzhou		IDM
Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.	Shanghai	Лог. ИС	IDM
Nantong Fujitsu Microelectronics Co., Ltd.	Nantong	Лог. ИС	Контрактная сборка
Infineon Technologies (IT)	Suzhou		IDM
Co., Ltd.	Wuxi		IDM
Renesas Semiconductor	Beijing	Лог. ИС	IDM
Co., Ltd.	Suzhou	Лог. ИС, микро-контроллеры	IDM
Jiangsu Changjiang Electronics Technology Co., Ltd.	Kunshan		Контрактная сборка
LESHAN-PHOENIX Semiconductor Co., Ltd.	Leshan	ППП, ИС силовой электроники	IDM
AMD	Suzhou	Процессоры	IDM
Fairchild	Suzhou	Лог. ИС, ИС силовой электроники	IDM
NXP-ASE	Suzhou	Лог. ИС	IDM
NXP	Donguan	Лог. ИС	IDM
Samsung	Suzhou	Лог. ИС, ИС ЗУ	IDM
Micron	Xiang	ИС ЗУ	IDM
Vishay	Xiang	ППП, ИС силовой электроники	IDM
	Shanghai	Силовые ППП	IDM
MPS	Chengdu	ИС силовой электроники	IDM
SMIC	Chengdu	Лог. ИС	Контрактная сборка
Unicam	Chengdu	Лог. ИС	Контрактная сборка
GEM	Hefei	ИС силовой электроники	Контрактная сборка
	Shanghai	ИС силовой электроники	Контрактная сборка
HuaTian	Xiang	Лог. ИС	IDM
	Tianshui	Лог. ИС	IDM
PowerTech	Suzhou	Flash	
Sanyo	Suzhou	eFlash	IDM
Quimonda	Suzhou	ИС ЗУ	IDM
Sundisk	Shanghai	ИС ЗУ	IDM

Таблица 20.4 (окончание)

Название компании	Местоположение производства	Основной тип собираемых изделий	Тип бизнеса
Carsem	Suzhou	Лог. ИС	Контрактная сборка
EEMS	Suzhou	ИС ЗУ	Контрактная сборка
SPIL	Suzhou	Лог. ИС	Контрактная сборка
GreaTek	Suzhou	Лог. ИС	Контрактная сборка
SG NEC	Beijing	Лог. ИС	Контрактная сборка
Toshiba	Wuxi	Лог. ИС	IDM
Huajing	Wuxi	Лог. ИС	IDM
STATS ChipPac	Wuxi		Контрактная сборка
	Shanghai	Лог. ИС	Контрактная сборка
Numonyx	Shanghai	Flash	
Amkor Technology	Shanghai	Лог. ИС	Контрактная сборка
ChipMOS Technologies	Shanghai	ИС драйверов	Контрактная сборка
ASE	Shanghai	Лог. ИС	Контрактная сборка
UTAC	Shanghai	Лог. ИС	Контрактная сборка
ASAT	Donguan	Лог. ИС	Контрактная сборка
ACSMS	Zhushai	Лог. ИС	
Yuejing	Guangzhou	Лог. ИС	Контрактная сборка

Рис. 20.10. Динамика использования различных конструктивных материалов и способов микромонтажа кристаллов в корпус

Основной особенностью крупных Fabless дизайн-центров является их специализация. Как правило, они выполняют разработку заказных и специализированных ИС (ASIC & ASSP) для систем телекоммуникаций, бытовой электроники и промышленной электроники, участвуя в проектах по сквозному проектированию. Мелкие же дизайн-центры, как правило, занимаются разработкой стандартных ИМС (цифровых и аналоговых).

На рис. 20.10 представлена динамика использования различных конструктивных материалов и способов микромонтажа кристаллов в корпус.

20.3. Особенности выбора изготовителей иностранной радиационно-стойкой ЭКБ

Рассмотрим, в частности, проблему обеспечения предприятий РКП радиационно-стойкой элементной базой, имея в виду, что никакие системотехнические и аппаратные решения не могут снизить объем (или вообще отказаться) от использования РС-ИМС, все другие решения неизбежно приведут к снижению надежности КА. А как известно, с надежностью отечественных КА в последние годы возникали периодически большие проблемы, которые широкой публике преподносились как организационные или псевдотехнические (вплоть до анекдотичной для специалистов причины отказа КА – «перевернули вверх ногами электронный компонент» в процессе его постановки на плату).

Итак, отложим пока вопрос об отечественных РС ИМС в силу физической невозможности удовлетворить все запросы РКП на широкую номенклатуру и рассмотрим возможные источники внешних поставок и связанные с ними проблемы.

В этом плане выбор у отечественных разработчиков КА небольшой: европейские изготовители, американские изготовители либо китайские изготовители.

Что касается европейских изготовителей следует отметить, что наиболее крупные фирмы (NXP, Infenion и др.) вообще не работают в этом сегменте рынка, поскольку он не является для них коммерчески выгодным, по причинам детально рассмотренным нами в гл. 3, 4. Единственная европейская крупная компания (а «мелкие» не следует принимать во внимание – они как быстро появляются, так же быстро и исчезают на европейском рынке) – это STMicroelectronics, основное производство которой расположено на территории одного из членов НАТО – Франции, которая в последнее десятилетие занимает там весьма активную позицию наряду с Англией.

STM хорошо известна в России, поскольку именно эта фирма помогала ОАО «Микрон» и ОАО «Ангстрем» реализовывать их проекты по созданию субмикронных производств в России (обратная сторона медали – специалисты STM также хорошо знают возможности этих предприятий).

Весьма важный факт – согласно лицензионным соглашениям STM с этими рассийскими предприятиями на передачу технологий и оборудования им категорически запрещено производить любые микросхемы для вооружений и военной техники, тем более для РКТ.

Однако сама STM выпускает только весьма ограниченную номенклатуру РС ИМС (логических серий, дискретных приборов и немного аналоговых микросхем – преж-

де всего операционных усилителей), котрые были разработаны для реализации европейских космических программ. **Во-первых**, это только те ИМС, которые не выпускались в США; **во-вторых**, фирма уже получила от Евросоюза за них соответствующее финансирование и эпизодически производит запуски небольших партий пластин для удовлетворения незначительных потребностей ЕКА для реализации очередных проектов; **в-третьих**, поставка небольших, но дорогих партий этих РС ИМС в Россию – хорошее подспорье для увеличения объема выручки дополнительно к тем объемам, которые были получены от «Микрона» и «Ангстрема». Бизнес есть бизнес!

Европейские полупроводниковые компании в еще меньшем объеме производят и компоненты категории «military», не говоря уже про категорию «space», поэтому в целом европейское направление закупок РС ИМС для отечественной РКТ не только бесперспективное, но и опасное (часто решения принимаются не руководителями этих фирм, а политическими партиями и депутатами парламентов).

Американское направление по очевидным причинам также не является решением проблемы. Кстати, здесь нельзя не отметить ряд моментов. Как известно, в 2013 году в США было принято известное решение о внесении в черный список Госдепартамента США 119 юридических и физических лиц, через которые осуществлялись поставки, находящиеся в ограничительном перечне ЭКБ для предприятий российских ОПК и РКП. Читателям, даже не читавшим откровения беглого бывшего агента ЦРУ Сноудена, должно быть очевидно, что с самого начала спецслужбами США и их союзников все эти цепочки поставок находились под пристальным контролем, и не факт, что среди всех поставленных за последние 5–10 лет таких ИМС не было «специфических» (с низкой надежностью, со встроенными «бэкдорами» и другими «закладками») образцов ИМС якобы категорий «military», «industrial» или тем более «space», а вся эта цепочка была «выключена» после завершения операции – эти изделия уже «стоят» там, куда их планировали поставить, и, возможно, скоро мы опять услышим историю для журналистов об очередной аварии по причине «перевернутого вверх ногами» элемента.

Справедливости ради надо сказать, что надежность и радиационная стойкость американских ИМС категорий «military» и «space» обеспечиваются не только конструктивно-технологическими решениями, воспроизводимостью, соответствующей аттестацией производства (организация контроля в процессе производства напоминают методику работы представителя заказчика времен СССР – возможно, американцы просто позаимствовали ее у нас), но и проведением для 100% выборки многоступенчатых и жестких испытаний изготовленных микросхем и ППП. Именно эти дополнительные аттестационные испытания составляют основную долю стоимости (и прибыли) при изготовлении этого класса схем.

Действительно, процесс изготовления этих изделий предусматривает, кроме проведения стандартных для нас квалификационных и периодических испытаний, еще и проведение выборок ИМС. Испытываются **все** изделия **в каждой** партии, причем все изделия индивидуально испытываются на устойчивость к воздействию ионизирующих факторов, что и приводится в сопроводительной документации на поставляемые партии.

Поэтому, если разработчик перспективного КА имеет возможность приобрести американскую ЭКБ требуемой номенклатуры, эту возможность необходимо

использовать, не забывая при этом руководствоваться материалами, изложенными в гл. 3–5 настоящей книги.

Так что же с китайским направлением получения радиационно-стойкой ЭКБ КН? Здесь тоже не все очевидно. Во-первых, в отличие от США и Европы, Китай сегодня не располагает аттестованными радиационно-стойкими микроэлектронными компонентами ко всей достаточно широкой номенклатуре ЭКБ, необходимой для создания современных КА и инфраструктуры управления космическими объектами.

Но мы знаем, что в США работают в электронной и смежных отраслях промышленности десятки тысяч китайцев – инженеров и менеджеров, а китайская техническая разведка является одной из лучших в мире. Можно предположить, что у китайских специалистов они уже есть или появятся в самое ближайшее время и соответствующие технологии, и методики проведения всех необходимых испытаний, и методики контроля и обеспечения качества, и методики испытаний на устойчивость к воздействию ионизирующих излучений. А реализовать их на столь мощной действующей в Китае инфраструктуре полупроводниковой промышленности – вопрос самого ближайшего времени. Косвенным подтверждением этого предположения является тот известный специалистам факт, что уже сегодня китайские производители анонсировали целый ряд радиационно-стойких микросхем и ППП. Анализ технических спецификаций этих изделий показывает, что, несмотря на огромную разницу с соответствующими документами американских изготовителей (количество гарантированных параметров, да и просто количество страниц этих спецификаций в разы меньше), эти изделия действительно предназначены для работы в экстремальных условиях.

Хотя пока, по имеющейся в открытой печати информации, китайцы, как и наши разработчики во времена СССР, широко используют аппаратные методы повышения надежности (дублирование, троирование, многократное резервирование, мажоритарные соединения, коды контроля ошибок, методы восстановления информации и т.д.). Так же как и у нас, информация об отказах китайских КА и их причинах является закрытой.

Еще один важный для понимания ситуации факт. Зная способности китайских специалистов по детальному копированию (клонированию, «обратному» проектированию аналогов микросхем), еще в конце прошлого века правительство США запретило любые поставки ИМС КН в Китай. Конечно же, как и российские предприятия ОПК и РКП, китайцы получали, анализировали и воспроизводили эти образцы. Но на каком-то этапе было принято принципиально важное политическое решение (в открытой печати об этом не писали) – создать свою ЭКБ, не имеющую прямых зарубежных (американских или российских) аналогов, но закрывающую по номенклатуре перспективные потребности как космической, так и военной техники. И похоже, им эту задачу в значительной степени уже удалось решить, что не представляет особого труда при жесткой постановке задачи (как вышеупомянутое решение ЦК КПСС по РЛС «Волга»), при наличии огромного числа собственных дизайн-центров, мощного сегмента современного полупроводникового производства и фундаментальной финансовой поддержки китайской электроники.

Эта тема хорошо известна авторам – они много лет активно работали (и работают) с китайскими партнерами (один из авторов – профессор А.И. Белоус на

протяжении четырех последних лет регулярно читает лекции и ведет практические семинары в одном из головных бывших «номерных» китайских институтов, который теперь носит открытое название – Северо-восточный китайский институт микроэлектроники). Китайский ОПК и ракетно-техническая промышленность уже используют для комплектации бортовых систем управления КА как изготовленные в Китае модифицированные клоны лучших американских аналогов, так и свои оригинальные ИМС.

С учетом всего вышеизложенного возникает очевидный вопрос: какие варианты решения проблемы отечественной ЭКБ КН имеют «право на жизнь»? Очевидно, в ближайшие пять-семь лет избежать зависимости от поставок импортной ЭКБ никак не удастся (союз с Китаем – одно из решений проблемы). Но параллельно с этим необходимо отказаться от существующей сегодня риторики («у нас нет проблем – все можем сами») и рассматривать возможные варианты. Ниже предлагается рассмотреть несколько таких вариантов решения проблем ЭКБ.

20.4. Вариант создания специализированного микроэлектронного кластера для космических и оборонных приложений

Мировая полупроводниковая промышленность – наиболее стабильно растущая отрасль во всех промышленно развитых странах. Объемы продаж в данной отрасли в 2013 г. достигли уровня более 300 млрд долл. США в год, при этом на долю Российской Федерации приходится не более 2,5 млрд долл. США, что составляет менее 1% мирового рынка электронных компонентов.

Что касается инвестиций в научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы (НИОКР), то надо отметить, что только семь американских фирм (Intel, Qualcomm, Broadcomm, TI, AMD, Marvell и Nvidia) в 2011 году потратили на НИОКР более 17,5 млрд долл. США. В 2012 году США увеличили эти расходы еще более чем на 15%, несмотря на общее падение продаж по году. При этом Россия, по данным зарубежной печати, инвестирует в НИОКР всех отраслей не более 1% своего ВВП, что составляет порядка 25 млрд долл. США.

Как известно расходы государства на научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы определяют промышленный и особенно оборонный потенциал государства. И в настоящее время наиболее актуальной проблемой является как можно быстрее сократить отставание микроэлектронной отрасли, работающей на оборонно-промышленный комплекс (ОПК) страны. В России насчитывается более 35 дизайн-центров (Fabless), так или иначе проводящих разработки микросхем (МС) как под коммерческие задачи, так и под оборонные заказы. Но доля оборонных заказов составляет не более 20%, причем большая часть разработанных МС производится на зарубежных фаундри-заводах. Это приводит к тому, что эти МС не могут на 100% удовлетворять требованиям РКП и ОПК по надежности в условиях жестких климатических и радиационных воздействий. Остальные электронные компоненты закупаются за рубежом в виде готовых изделий или в пластинах, которые могут неожиданным образом отказать во время активного режима эксплуатации из-за наличия в этих компонентах так называемых «закладок»

и «бэкдоров» или просто оказаться одной из многих разновидностей контрафактной продукции, детально рассмотренных выше.

В этой ситуации наиболее актуальной становится задача создания в России самого современного комплекса, ориентированного на разработку и производство МС для ОПК в форме национального Научно-технического центра (института) проектирования (НТЦП) и двух предназначенных только для выполнения заказов этого Центра базовых заводов (фабрик) полупроводникового производства: «кремниевого» – на основе Si, SiGe, SoI и «некремниевого» – на основе GaAs, GaN и их модификаций.

В связи с тем, что создание современного полупроводникового производства требует не менее нескольких лет и многих миллиардов долларов, осуществление проекта на первом этапе имеет смысл начать с создания специализированного НТЦП (рис. 20.11), ориентированного только на МС оборонного значения. В течение первых лет, до появления отечественного оборонно-ориентированного производства, НТЦП будет выполнять разработки под существующие отечественные и/или зарубежные фаундри-заводы. Это позволит на первом этапе в какой-то степени переломить ситуацию в направлении ОПК, наработать соответствующие IP-библиотеки и отладить процесс разработок, тестирования и испытаний СВЧ, силовых и аналого-цифровых и цифро-аналоговых МС под оборонные заказы. На этом этапе проекта необходимо использовать наработанный в России («НИИМЭ и Микрон», «Ангстрем» и др.) технологический инструментарий (PDK, техмаршруты, методики тестирования и испытаний и др.), на создание которых в России за последние 5–10 лет выделялись государственные средства. За короткое время параллельно с НТЦП необходимо построить «в чистом поле» и запустить эти заводы под самые современные кремниевое и арсенид-галлиевое производства (с размерами 90–180 нм и меньше), имеющие в своем составе технологические подразделения, разрабатывающие конкретные технологии под технические требования оборонных заказов.

Основная задача такого комплекса – сокращение цикла между разработкой и внедрением, что позволит разрабатывать и внедрять новые компоненты в аппаратуру ОПК намного быстрее, чем это было раньше.

Можно сформулировать цель такого проекта, как создание Научно-технического центра (института) проектирования (НТЦП) кремниевых интегральных схем (ИС) по типу FABLESS COMPANY, обладающего следующими возможностями:

- проектирование широкого класса СВЧ, цифровых, аналоговых, смешанных, заказных, полузаказных, программируемых МС на базе Si, SiGe, GaN, GaAs технологий с проектными нормами 90 нм и меньше для аэрокосмических, бортовых и наземных систем вооружения с применением самых современных средств САПР. Это позволит получить годные образцы с первой попытки и избежать многомиллионных дополнительных затрат на корректировку и повторный прогон изделий в производстве. При этом будет существенно снижено время разработки (до года и меньше);
- создание IP-блоков для последующего использования в разрабатываемых МС и ускорения сроков разработки;
- функциональный контроль и испытания на пластине и в корпусе разработанных в НТЦП МС;

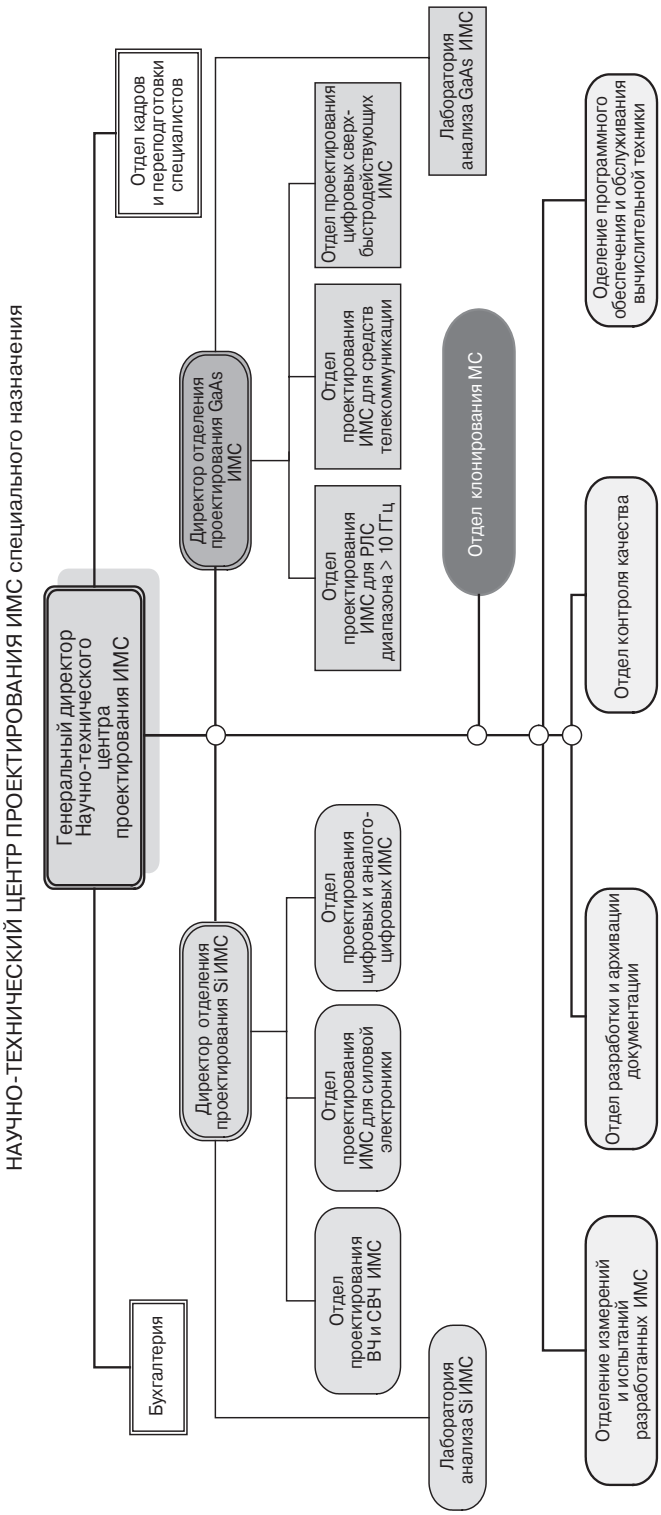


Рис. 20.11. Примерная структура НТЦП

- исследования характеристик элементной базы и типовой структуры кристалла, а также анализ конструктивно-технологических особенностей изготовления МС-аналогов;
- разработка руководящих документов по применению спроектированных МС;
- организации практического обучения и подготовки кадров инженеров-разработчиков МС.

В основу такого Центра необходимо положить следующие базовые принципы. Учитывая наличие в России уже более тридцати дизайн-центров так называемого системного проектирования, прежде всего это должен быть центр, жестко ориентированный на разработку самой современной элементно-компонентной базы (ЭКБ) и только по заказам Министерства обороны РФ, «Роскосмоса», «Росатома», использующий дизайн-киты самых современных технологий на основе Si, SiGe, GaAS, GaN.

Вторым, очень важным аспектом организации такого центра, является наличие инженерных кадров с опытом работы не менее десяти лет, причем имеющих опыт не только опытно-конструкторской разработки, но и освоения разработанных МС в реальном производстве и дальнейшего их сопровождения в аппаратуре заказчика. При этом немаловажным вопросом является обеспечение отсутствия текучки таких кадров и их заинтересованности в постоянном месте работы.

Третьим аспектом должно быть наличие в России крупных центров обучения с производственной базой для прохождения практики.

Таким аспектам наиболее полно удовлетворяет создание НТЦП в двух тесно связанных между собой договорными отношениями странах: Российской Федерации и Республике Беларусь. НТЦП в России – головной холдинг, НТЦП в Беларуси – совместное предприятие (СП) в виде ООО или ОАО. Договор между Республикой Беларусь и Российской Федерацией о развитии военно-технического сотрудничества (далее – Договор), подписанный 10 декабря 2009 года, максимально способствует образованию таких предприятий. Создание такого центра, лицензированного Министерством обороны РФ в качестве СП в Республике Беларусь, имеет очень существенные преимущества в свете вышеперечисленных аспектов.

Во-первых, в Беларуси имеются крупные промышленные предприятия и конструкторско-технологические центры (КТЦ), работавшие на военно-промышленный комплекс (ВПК) в СССР и работающие в настоящее время на ВПК России. К таким предприятиям и КТЦ относятся ОАО «Интеграл», ОАО «Монолит», МНИИПИ, МНИИРМ и др. Как было показано выше, эти предприятия и сейчас тесно взаимодействуют с ВПК России.

Во-вторых, благодаря этим предприятиям и КТЦ в Беларуси сформировался значительный контингент специалистов высокого уровня по проектированию ЭКБ специального назначения, освоивших самые передовые технологии проектирования с использованием комплектов программ Cadence, Mentor Graphic и др. Причем эти инженеры имеют опыт проектирования не только под технологические возможности проектирования «Интеграла», но прежде всего под самые современные технологии фаундри-заводов за рубежом, такие как «X-fab», «TowerJazz», «SMIC», «TSMC» и т.д. Более того, эти инженеры владеют современными знаниями и принципами обратного проектирования (клонирования) с использованием новейшего аналитического оборудования.

В-третьих, благодаря особенностям проводимой в Республике Беларусь политики по защите внутреннего рынка и соответственно определенной закрытости страны от проникновения зарубежных компаний типа Intel, AMD, TI и др., в Республике нет такого оттока специалистов микроэлектронной промышленности в филиалы этих компаний на территории страны, как это имеет место в России. То есть при уровне зарплаты инженеров, соответствующей в среднем по отрасли в России, текучесть кадров в Беларуси будет минимальной и по большому счету отсутствовать.

В-четвертых, Беларусь имеет три крупнейших и старейших университета по подготовке инженеров по всем специальностям микроэлектроники: БГУ, БГУИР и БНТУ. Они выпускают специалистов по заявкам полупроводниковых предприятий и, более того, корректируют преподавание основных дисциплин в соответствии с потребностями промышленности и дизайн-центров.

Отделение проектирования кремниевых микросхем (рис. 20.11) может состоять из следующих крупных отделов (департаментов):

- отдел проектирования ВЧ и СВЧ МС;
- отдел проектирования МС для силовой электроники;
- отдел проектирования цифровых и аналого-цифровых МС.

Отделение проектирования арсенид-галлиевых микросхем может включать следующие отделы (департаменты):

- отдел проектирования МС для РЛС диапазона более 10 ГГц;
- отдел проектирования МС для средств телекоммуникации;
- отдел проектирования цифровых сверхбыстродействующих МС.

Каждое отделение должно иметь современную лабораторию для анализа микросхем, изготовленных на фаундри-заводах.

Кроме вышеуказанных отделений, в состав НТЦП могут входить следующие отделы (департаменты):

- отдел измерений и испытаний разработанных МС;
- отдел программного обеспечение и обслуживания вычислительной техники;
- отдел разработки и архивации документации;
- отдел контроля качества;
- отдел кадров и переподготовки специалистов;
- отдел бухгалтерии.

Отдел измерений и испытаний разработанных МС должен проводить измерения в диапазоне температур пластин и собранных в корпуса МС, изготовленных на фаундри-заводах, а также их испытание и электротермотренировку (ЭТТ). Специалисты отдела самостоятельно изготавливают специальную оснастку для измерений и испытаний МС. Отдел проводит техническое обслуживание измерительной техники, настройку зондовых установок, а также техническое обслуживание измерительной техники аналитических лабораторий, входящих в состав двух основных проектных отделений.

Отдел программного обеспечение и обслуживания вычислительной техники должен устанавливать, настраивать и поддерживать стандартное и специальное программное обеспечение в актуальном состоянии, обслуживать вычислительную технику и ЛВС, управлять обменом информацией между компьютерами и серверами, а также проводить обучение инженеров-проектировщиков работе в новых

версиях специальных программ и обеспечивать сохранность и защиту интеллектуальной информации.

Отдел клонирования должен выполнять работу по 100% анализу аналогов современных МС, изготовленных по технологиям 90 нм и выше с использованием как стандартных материалов типа кремния, так и новых GaAs, GaN и др., с целью восстановления и последующего клонирования отделениями проектирования зарубежных аналогов. Этот отдел должен быть укомплектован самым современным и очень дорогостоящим аналитическим оборудованием, но это оборудование требует наличия (или постройки) специальных помещений. В этой связи имеет смысл на первом этапе для клонирования использовать существующие аналитические центры как в России и Беларуси, так и за рубежом. И строительство или переделку существующего помещения необходимо производить параллельно с организацией Центра как такового.

Отдел разработки и архивации документации должен разрабатывать конструкторскую документации в соответствии с требованиями военных и космических стандартов, обеспечивать их архивацию, сохранность и защиту, осуществлять разработку внутренних стандартов НТЦП, доводить их до сведения всех сотрудников и поддерживать в актуальном состоянии.

Отдел контроля качества обязан осуществлять контроль качества работ НТЦП, совместно с отделом разработки и архивации документации осуществлять подготовку документов для сертификации и лицензирования НТЦП и принимать участие в самих процессах сертификации и лицензирования, а также осуществлять постоянное взаимодействие с военным представительством (ВП) Министерства обороны.

20.5. Кластерные микроэлектронные комплексы с использованием систем бесшаблонной литографии

Независимым экспертам в области микроэлектроники понятно, что рассмотренный в разд. 20.4 вариант является чисто теоретическим. Существующая реальность такова, что:

- в настоящее время в России нет соответствующего органа (отраслевого института, министерства типа Министерства электронной промышленности времен СССР, ведомства, комитета и т.п.), который мог бы взяться за разработку и реализацию подобного национального проекта;
- на протяжении последних 10–15 лет Министерству финансов РФ, Министерству экономического развития РФ, Председателю Правительства РФ и даже Президенту РФ при обоснованиях требуемых объемов бюджетного финансирования очередных федеральных целевых программ (ФЦП) в качестве аргументов их необходимости приводятся все вышеизложенные соображения, но с одним «нюансом» – только дайте этих денег уже действующим субъектам РФ и все эти задачи будут быстро решены, отечественные ВПК и РКП будут в полной мере обеспечены высоконадежной и радиационно-стойкой ЭКБ в необходимых объемах и в требуемой номенклатуре. Поэтому более «близок к реальности» следующий вариант решения проблемы ЭКБ.

20.5.1. Теоретические предпосылки создания кластерных систем

Коренное противоречие между потребностями космического и военного приборостроения и тенденцией развития современных микроэлектронных производств заключается в том, что это приборостроение тяготеет к ***специализации*** элементной базы, а микроэлектроника ориентирована на широкий рынок и требует ***унификации*** элементной базы. Создание все более сложных и все более разнообразных приборов требует все более сложных и все более специализированных производств, необходимых в малых количествах, под разрабатываемую аппаратуру на основе СБИС, для создания которой требуется зачастую всего по несколько десятков штук микросхем (!), тогда как удорожание микроэлектронных технологий, необходимых для изготовления столь сложных СБИС, экономически оправдывается лишь массовой продукцией.

Удовлетворение реальных потребностей РКТ и ОПК требует поиска приемлемых в экономическом и техническом смысле решений. По мнению ведущих отечественных экспертов, одним из вариантов решения этой проблемы является создание специализированных технологических линий для производства единичных образцов (прототипирования) и мелких серий СБИС и СВЧ МИС. За рубежом это направление уже переходит из стадии исследований в стадию практического применения [12]. Над созданием базового оборудования для таких линий сегодня работает целый ряд компаний: Multibeam Corp. (США), CRESTEC Corp. (Япония), Mapper Lithography Co. (Голландия) и IMS Nanofabricacion AG (Австрия). Первые образцы оборудования фирмы Mapper Lithography Co. уже поставлены TSMC (Тайвань) – одному из крупнейших мировых производителей чипов.

Ключевые решения, обеспечивающие создание технологических линий прототипирования СБИС (изготовление единичных образцов и мелких серий): бесшаблонная (безмасковая) многолучевая электронная литография; индивидуальная обработка единичных пластин; выполнение нескольких смежных технологических операций в одной многооперационной единице оборудования без перегрузки обрабатываемой пластины; транспортная связность многооперационных единиц оборудования в **технологический кластер**, выполняющий всю запрограммированную последовательность технологических операций. В сравнении со стоимостью современных технологических линий по производству чипов с проектными нормами 65 нм и менее, стоимостью инженерной подготовки производственных помещений для них и эксплуатационных расходов на расходные материалы, оплату труда персонала затраты на технологический кластер будут существенно ниже. И настолько же снизится стоимость изготовления чипов, что откроет широкие возможности для создателей разнообразной специализированной элементной базы и новых образцов перспективной аппаратуры.

Практически с момента зарождения (начало 60-х годов XX века) микроэлектроника стала для своего развития и существования требовать технологии с субмикронными и нанометровыми конструктивно-технологическими ограничениями, т.е. нанотехнологии. Толщины подзатворных диэлектриков, резистов, точности совмещения при проведении последовательностей литографических процессов – все это потребовало введения элипсометрического контроля, применения

все более высокоразрешающих оптических и электронных микроскопов. Технологии микроэлектроники непосредственно относятся к нанотехнологиям и шаг за шагом, в особенности когда конструктивно-технологические ограничения достигли уровней 90, 65, 45, 32, 22, 14, а сегодня в разработках уже и 8 нм, они уже сегодня требуют технологий «атомной» точности [2, 3].

Последние исследования компании Intel показали [1], что иммерсионная литография сохраняет свою эффективность и для процессов 14 нм (используется двойное экспонирование) и даже для процессов 10 нм (используется четырехкратное экспонирование). Тем не менее продолжаются инвестиции, правда несколько меньшими темпами, в разработку литографии экстремального ультрафиолета. В разработку проектных норм 14–8 нм и менее копания Intel совместно с компанией ASML в 2012 году инвестировала 4,1 млрд долл.

Наноэлектроника – электроника, базирующаяся на нанотехнологиях, технологиях атомной точности. Элементная база наноэлектроники это приборы, функциональные свойства которых определяются размерными эффектами, в том числе квантоворазмерными. Это одноэлектронные транзисторы; приборы на баллистических эффектах, когда длина свободного пробега носителей заряда сравнима или больше размеров элементов; приборы на эффектах туннелирования носителей заряда, в том числе приборы на эффекте Джозефсона (СКВИДы); субтерагерцовые и терагерцовые нелинейные элементы; приборы на квантовых точках и квантовых ямах; ФинФЕТы, активные элементы на квазидвумерных материалах (графен, германены, MoS_2, BN, GaSe, GaTe, GaS, GaTe, InSe и т.п. [3]); мемристоры; приборы на спин-коррелированых эффектах (СПИНТРОНИКА); активные элементы на квазиодномерных материалах (нанотрубки), что можно считать началом элементной базы молекулярной электроники. К настоящему времени уже сделаны первые лабораторные образцы чипов с 10 000 транзисторов, телом которых являются углеродные нанотрубки [26]. Сегодняшний уровень развития технологий микроэлектроники уже обеспечивает возможность изготовления СБИС памяти с топологическими нормами 22 нм. В соответствии с «дорожной картой Intel» [1, 2], к 2014 г. эта величина должна составить 14 нм (при этом физическая длина затвора для микропроцессорных интегральных схем составляет 6 нм), а к 2015–16 гг. – 8–10 нм.

Для массового производства СБИС с топологическими нормами 22 нм в настоящее время запускаяется пять Фабов: B1C и D1D в Орегоне, Fab 32 и Fab 12 в Аризоне, Fab 28 в Израиле. Стоимость каждого из этих Фабов 6–8 млрд долл., а производительность вполне достаточна, чтобы закрыть потребности рынка. Разработки технологий с топологическими нормами 14 нм и менее интенсивно ведутся в компаниях Intel, Samsung, GlobalFoundries, TSMC. Для успешного продвижения по обозначенным дорожным картам инвестируются миллиарды долларов в разработку оборудования, материалов и технологий, метрологическое обеспечение, научные исследования. Темпы, с которыми ведутся работы, исключительно высоки.

Для того чтобы конкурировать в секторе продукции микро-, наноэлектроники массового спроса, требуются многомиллиардные капиталовложения, целесообразность которых в настоящее время вызывает вопросы, так как выход на ры-

нок конечной продукции исключительно сложен [4]. С другой стороны, существуют секторы рынка, к которым относятся, например, приборостроение, оборонные отрасли, космос, где массового производства не требуется, а элементная база высшего уровня необходима. Возникает вопрос: возможен ли успех в этом секторе и, если возможен, что для этого необходимо предпринять и сколько это стоит?

Интегральные схемы в России можно производить и сегодня на технологических линиях известных производителей Юго-Восточной Азии, США, Китая, например, по схеме FabLess производства, по которой работают в настоящее время подавляющее большинство дизайн-центров [5–8]. В этом случае дизайн-центром: разрабатывается дизайн IP-блоков с опорой на технологические нормы конкретного ФАБа; производится интеграция блоков в единую микросхему; изготавливается соответствующий комплект фотошаблонов (ориентация на конкретный ФАБ) и передается на ФАБ для производства пластин; после чего производится резка пластин на чипы, измерения и испытания, по результатам которых, при необходимости, производится коррекция, и цикл повторяется вплоть до достижения требуемого результата. В зависимости от того, базируется разработка только на компиляции отдельных уже отработанных блоков или в ходе таковой предполагается разработка некоего нового блока, количество итераций может варьироваться от одной (новых блоков нет) до трех-четырех.

Существует вопрос целесообразности инвестирования в создание новых ФАБов в России, кроме уже существующих или строящихся, учитывая, что действующие предприятия имеют проблемы с рынком («Микрон» – имеется возможность серийного выпуска микросхем КМОП по проектным нормам 90, 180 нм, КНИ, БиКМОП SiGe – 250, 180 нм, планируется 65 нм, «Ангстрем» – до 180 нм имеется, «Ангстрем-Т» – в процессе запуска линия с проектными нормами 90 нм, планируется до 45 нм).

Что касается массового производства, то положительный ответ на этот вопрос будет иметь много оппонентов. С другой стороны, уже сегодня заявлено [9], что Вооруженные Силы России остро нуждаются в элементной базе с проектными нормами 65 нм, и совершенно очевидно, что они будут нуждаться во все более мощной элементной базе всегда, так как именно микроэлектроника определяет в настоящее время и будет определять в течение еще многих десятилетий тактико-технические характеристики военной техники.

Отсутствие собственных производств такого уровня делает проблематичными разработку и производство суперкомпьютеров. Известен пример отечественной компании «Т-Платформы», бизнес которой требует разработки собственных микропроцессоров. Разработка и производство новых микропроцессоров этой фирмы требуют использования фабов с топологическими нормами 22 нм. Однако Конгресс США принял решение, что разработка российских суперкомпьютеров данной компанией противоречит стратегической безопасности США и не может вестись на фабах, использующих лицензии и технологии компаний-разработчиков, в финансировании которых принимали участие американские фонды.

Так же очевидно, что интегральные схемы с технологическими нормами 45, 32, 22 нм для специальных применений исключительно сложно делать по схеме

«fabless» в случае, если этот фаб не расположен на территории России или СНГ. Как уже отмечалось, фаб»крупномасштабного производства требует слишком больших инвестиций. За проектными нормами уровня 22 нм идут 14, 10, 8 нм... Поэтому для России представляется жизненно важным рассмотреть возможность организации таких гибких, мелкосерийных производств.

20.5.2. Возможность организации мелкосерийных производств высоконадежной элементной базы в России

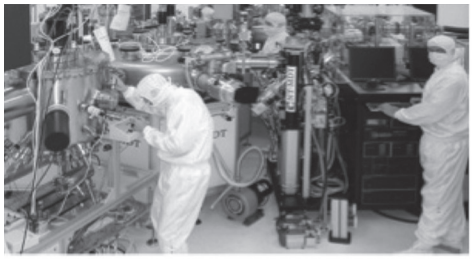
Одним из первых идею использования вакуумных систем замкнутого цикла для производства изделий микроэлектроники высказал в 70-х годах прошлого века известный советский ученый В.А. Лабунов (так называемая «бочка Лабунова», рис. 20.12).

В настоящее время В.А. Лабунов является академиком Национальной академии наук Беларуссии, работает и проживает в Минске.

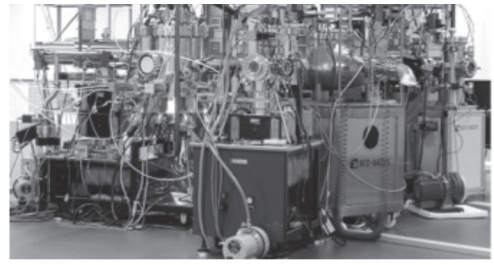
С 2005 года в России возобновлены разработки нанотехнологических комплексов, основное назначение которых – экспериментальное моделирование элементов и систем низкого уровня интеграции [15–22]. Созданные комплексы (рис. 20.13) позволяют экспериментально моделировать отдельные элементы наноэлектроники, но не обладают достаточной производительностью для разработок схем высокого уровня интеграции.

Комплексы НАНОФАБ-100 представляют собой связанные кластерные системы (рис. 20.14), объединенные транспортной системой и работающие с пластинами диаметром до 100 мм. Каждый кластер имеет шесть портов, к которым могут быть «пристыкованы» требуемые технологические или аналитические модули. Кластеры могут быть объединены в единую технологическую систему через модули передачи, переворота и складирования образцов.

Рис. 20.12. Первая идея кластерных систем «бочка Лабунова», 1983 г.

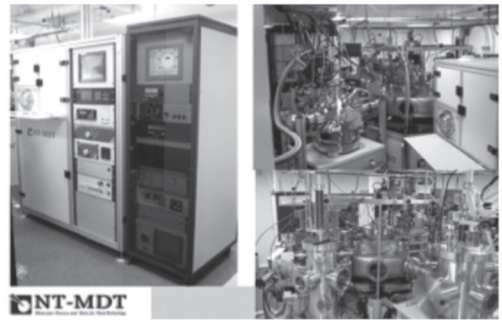


НАНОФАБ-100 в НОЦ Южного ФГУ, Таганрог



Нанотехнологический комплекс, ФГУП НИИФП (Зеленоград)

Нанотехнологический комплекс НАНОФАБ-100 в Курчатовском институте



NT-MDT

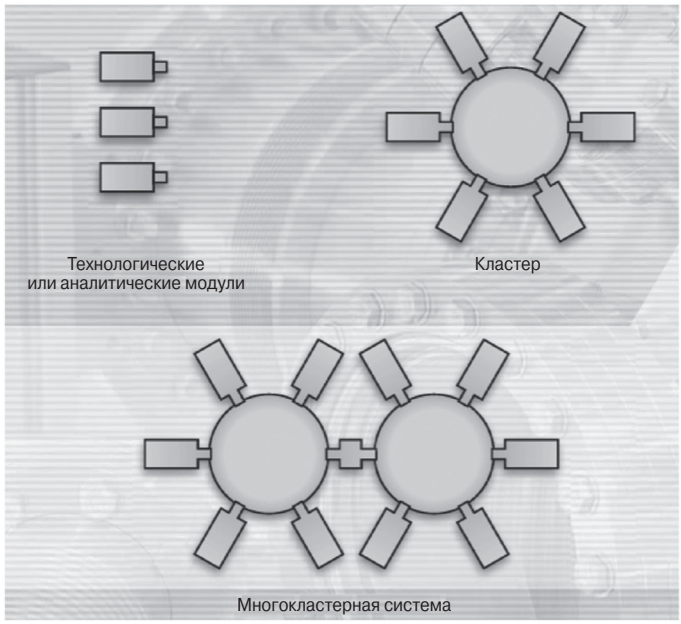
НАНОФАБ-100 в НОЦ Тюменского госуниверситета

Рис. 20.13. Работающие комплексы систем НАНОФАБ-100, предназначенные для разработок и исследования свойств функциональных элементов наноэлектроники, МЭМС и НЭМС

Гибкость и большие возможности НАНОФАБ-100 реализуются за счет кластерной компоновочной схемы – связь между образующими кластер функционально объединенными технологическими модулями осуществляется с помощью сверхвысоковакуумного радиального робота-раздатчика. Это обеспечивает минимальное время межоперационной передачи образцов и, соответственно, сохранение совершенно необходимой в нанотехнологии атомарной чистоты поверхности, в особенности для процессов FEOL, где формируется система активных элементов. Наличие модулей передачи подложек с устройствами переворота обеспечивает возможность проведения сложных технологических циклов с включением групповых и нанолокальных процессов.

Развитая транспортная система с модулями межоперационного хранения подложек позволяет в одном НТК НАНОФАБ-100 реализовать одновременно несколько технологических циклов на нескольких подложках. Помимо модулей, в состав НАНОФАБ-100 входят также отдельные технологические, контрольные, измерительные, аналитические и другие устройства. Модули платформы НАНОФАБ-100 могут функционировать как в составе НТК, так и автономно, в отдельных случаях, возможно, с использованием вспомогательных загрузочных устройств или модулей загрузки.

К настоящему времени для системы НАНОФАБ-100 разработаны следующие модули.



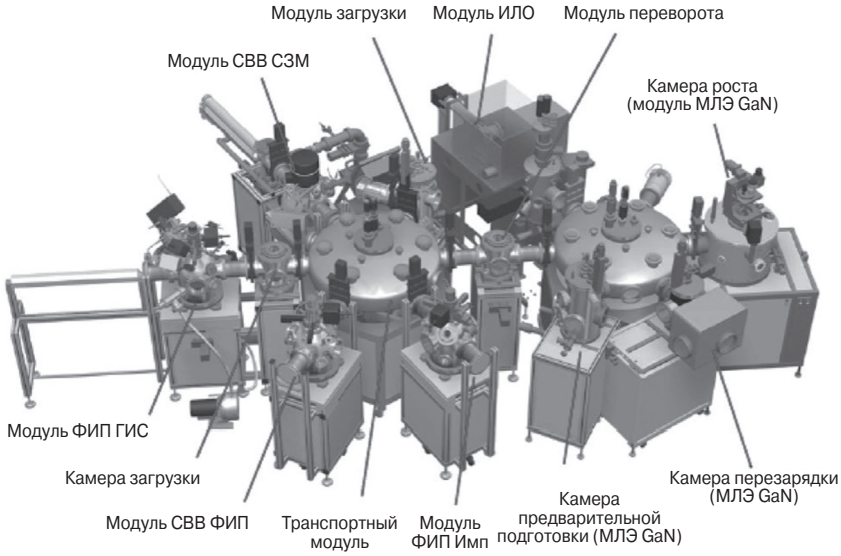


Рис. 20.14. Схема организации единичного кластера, 2-кластерной системы и 3-мерная модель конкретной аналитико-технологической системы, функционирующей в Таганрогском филиале Южного федерального университета

1. Модули групповых обработок:

- модуль молекулярно-лучевой эпитаксии GaAlAs;
- модуль молекулярно-лучевой эпитаксии GaN;
- модуль молекулярно-лучевой эпитаксии SiGe;
- модуль плазмохимического травления и очистки;

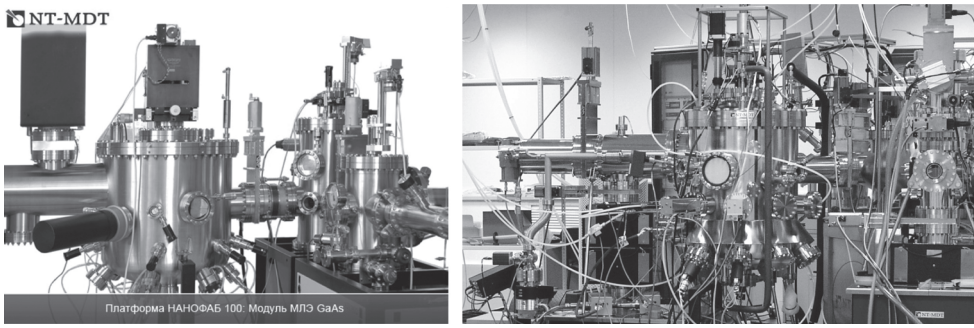


Рис. 20.15. Модули молекулярно-лучевой эпитаксии системы НАНОФАБ-100 для формирования гетероструктур GaAlAs и SiGe

- модуль плазмохимического осаждения из газовой фазы;
- модуль импульсного лазерного осаждения диэлектриков (лазер 248 нм) и металлов (лазер 193 нм);
- модуль магнетронного напыления;
- модуль атомно-слоевого осаждения.

2. Аналитические модули и модули локальных обработок:

- модуль сверхвысоковакуумной сканирующей зондовой микроскопии;
- модуль сканирующей зондовой микроскопии с системой инжекции прекурсоров;
- сверхвысоковакуумный модуль нанообработки фокусированным ионным пучком;
- сверхвысоковакуумный модуль нанообработки фокусированным ионным пучком с возможностью селекции типа ионов;
- высоковакуумный модуль нанообработки фокусированным ионным пучком с системой инжекции прекурсоров;
- модуль электронной и ионной спектроскопии.

3. Модули транспортной системы и обеспечивающие модули:

- сверхвысоковакуумный 6-позиционный транспортный модуль;
- сверхвысоковакуумный модуль загрузки и складирования пластин;
- сверхвысоковакуумный модуль переворота пластин.

Кроме перечисленных, для разработки и производства СБИС на базе КМОП с активными элементами FinFET совершенно необходимы модули, обеспечивающие возможность изготовления как n-, так и p-канальных транзисторов. Для этого требуются процессы имплантации соответствующих примесей с последующим отжигом дефектов. Разработка таких модулей и технологических процессов имплантации ведется в Физико-технологическом институте РАН [27].

В зависимости от задач заказчика имеется возможность провести компоновку многомодульной кластерной системы с использованием уже разработанных модулей, а также дополнить их недостающими, при необходимости разрабатывая новые системы или адаптируя имеющиеся на рынке. Системами такого типа в настоящее время оснащены участки нанотехнологий Курчатовского института, Института физических проблем им. Ф.В. Лукина, Южного федерального университета,

Тюменского государственного университета. С использованием таких систем можно вести исследования в области наноэлектроники, микро- и наномеханики (мемристоры, микромеханические датчики, транзисторы, в том числе одноэлектронные), FEOL (Front End Of Line – изготовление активной части приборов) процессы, включая первый уровень BEOL (Back End Of Line – изготовление многоуровневой разводки), но нельзя обеспечить ни разработку интегральных схем со сколько бы то ни было приличным уровнем интеграции, ни тем более производство СБИС. Одним из основных недостающих звеньев в данных исследовательско-технологических комплексах является отсутствие эффективных литографических систем, а также кластеров и модулей, обеспечивающих FEOL процессы.

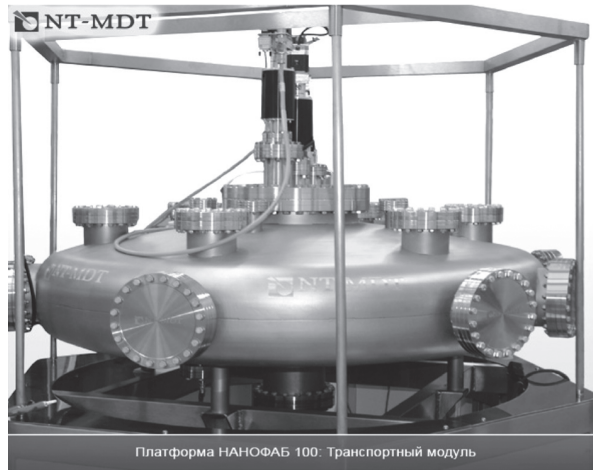


Рис. 20.16. Сверхвысоковакуумный 6-позиционный транспортный модуль системы НАНОФАБ-100

20.5.3. Многолучевая электронная литография

К настоящему времени с использованием электронно-лучевой литографии теоретически возможно формировать структуры с разрешением вплоть до 1 нм [10]. Даже современные «полупромышленные» машины типа RAITH-150 позволяют получать структуры с разрешением в единицы нанометров (рис. 20.17) [11].

Единственным, но очень существенным недостатком электронно-лучевой литографии является его малая производительность – один литографический процесс на пластинах 100 мм с разрешением 20 нм будет занимать приблизительно 200 ч. Поэтому электронно-лучевую литографию и используют только для производства фотошаблонов или разработок (мелкосерийного производства) схем малого уровня интеграции [12].

В последние годы развитие МЭМС позволило создать системы многолучевой электронной литографии, когда экспонирование ведется не одним, как обычно, а десятками тысяч электронных пучков. Уже существуют разработки системы с 13 тыс. электронных пучков, работающих параллельно, причем каждый луч может быть выведен в заданный момент из процесса экспонирования [13].

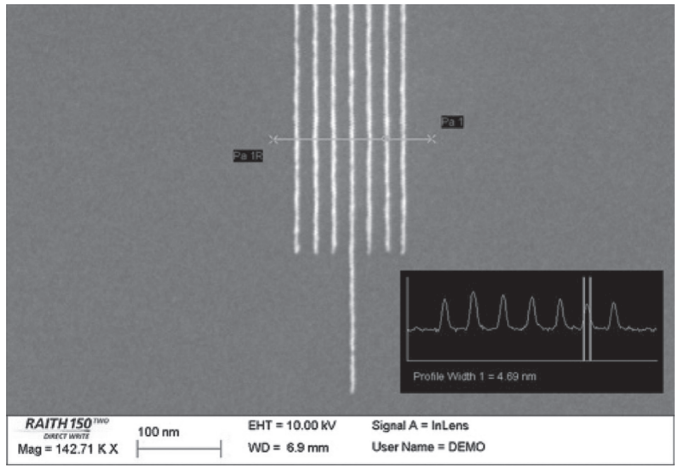


Рис. 20.17. Возможности электронной литографии с использованием электронно-лучевого литографа RAITH-150 с экспонированием позитивного электронного резиста HSQ

Это кардинально меняет дело – экспонирование пластины диаметром 100 мм вместо 200 ч выполняется за ОДНУ МИНУТУ!, что превращает электронно-лучевую литографию в оперативный метод по крайней мере мелкосерийного производства СБИС.

На рис. 20.18 приведена схема системы многолучевой электронной литографии, которая в настоящее время реализуется компанией Mapper Lithography при финансовом участии «РОСНАНО» (вклад «РОСНАНО» составил 40 млн евро) [13, 14]. Источником электронов является автоэмиссионный катод высокой эффективности. Поток электронов с помощью коллимирующей линзы направляется на матрицу конденсорных линз и расщепляется на 13000 пучков, каждый из которых в свою очередь расщепляется матрицей 7×7 на 49 Гауссовых подпучков. Каждый подпучок может быть включен или выключен электростатически с управлением от КМОП-чипа.

Команда на включение или выключение подпучка приходит на КМОП-чип по оптоволоконной линии. Фотодиоды собирают свет с выхода оптоволокна со скоростью 4 Гбит/с (70 Мбит/с на индивидуальный подпучок). Энергия электронов в литографе – 5 кэВ, а геометрия системы такова, что позволяет избежать взаимного влияния пучков друг на друга и минимизировать возможность нагрева пластины. Сканирование пучками осуществляется синхронно, что минимизирует электрические наводки между пучками.

В настоящее время компанией Mapper Lithography (Delft, Netherlands) разрабатывается кластерная система под диаметр пластин 300 мм из десяти отдельных модулей с производительностью 100 литографических процессов в час (рис. 20.19) [23]. Это конкурирующий вариант с оптическими литографическими системами (193 нм с иммерсией) и системами литографии с использованием источников экстремального ультрафиолетового излучения (13,5 нм). Расчетная стоимость кластера сравнима со стоимостью аналогичных оптических систем и составляет 80–100 млн евро.

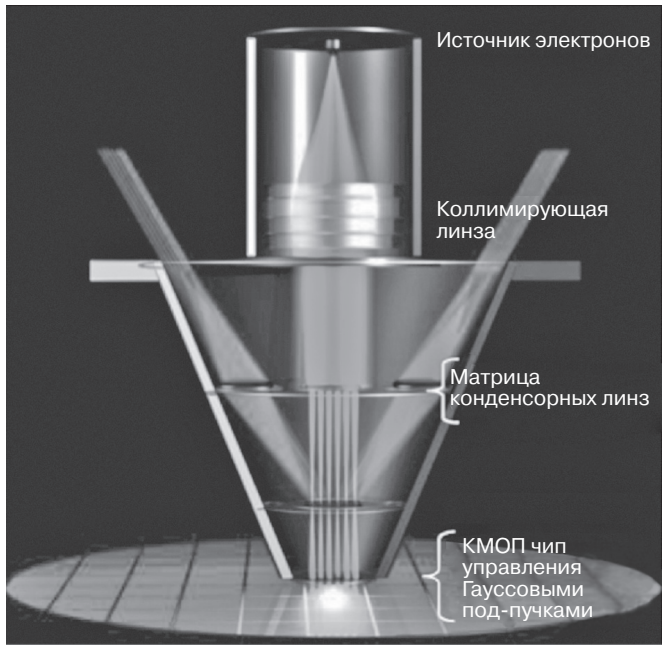


Рис. 20.18. Схема системы многолучевой электронной литографии [13, 23, 24]

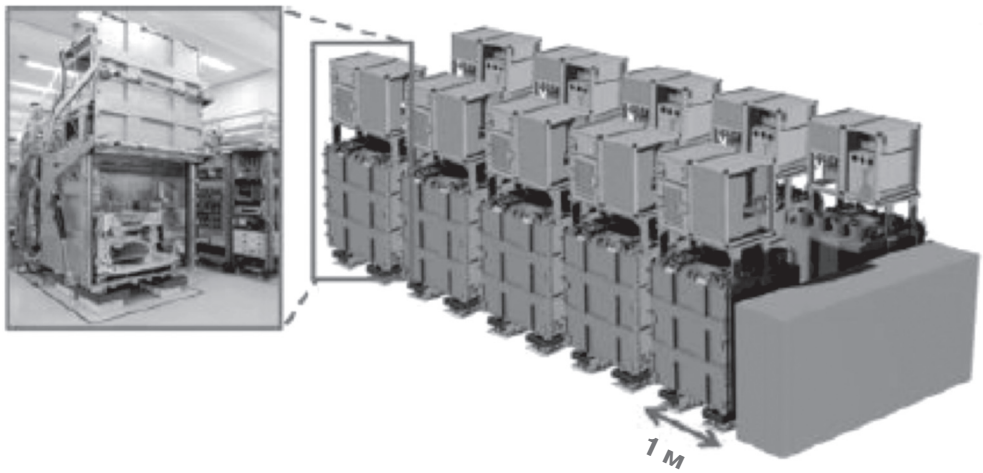


Рис. 20.19. Прототип и трехмерная модель кластера многолучевой электронной литографии компании Mapper Lithography

Для систем мелкосерийного производства подобная производительность не требуется и может оказаться достаточным использование одной или двух модулей под диаметр пластин до 200 мм. Кроме того, интересна интеграция модуля в кластерную систему НАНОФАБ. Предполагаемый дизайн модуля представлен на рис. 20.20. Кластер бесшаблонной электронной литографии может стать основой технологических линий разработок и мелкосерийного производства СБИС наноэлектроники.

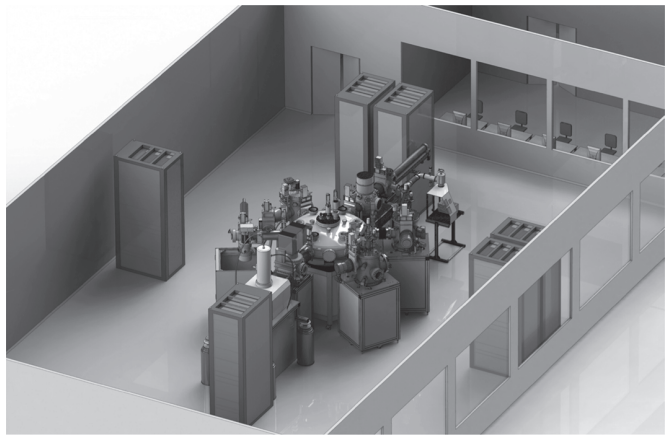


Рис. 20.20. Трехмерная модель модуля многолучевой электронной литографии кластерной системы НАНОФАБ

Использование данного кластера сделает возможным убрать из классического процесса литографии этап создания фотошаблонов, что значительно ускорит и удешевит проектирование микросхем и может обеспечить рентабельность мелкосерийного производства СБИС.

По своим характеристикам создающиеся в настоящее время установки многолучевой электронной литографии сделают возможным также начать производство в России микросхем с топологическими размерами 32–22 нм и позволят при дальнейшем совершенствовании метода достичь к 2020 году уровня 8 нм.

Кроме системы многолучевой электронной литографии, представляет интерес использование оптической бесшаблонной литографии. Такие системы разрабатываются в настоящее время на минском предприятии ПЛАНАР с использованием возможностей лазерного генератора изображения ЭМ-5389 (лазер 257,2 нм, 1 Вт, разрешение до 90 нм). В дополнение к перечисленным для FEOL процессов требуется интеграция в системы модулей ионной имплантации, модулей быстрого термического отжига, модулей плазмохимической очистки и гомогенизации молекулярной структуры поверхностей, модулей нанесения, проявления и снятия резиста.

Для реализации BEOL процессов, в дополнение к существующим, необходимы модули химико-механической планеризации атомарной точности, модули отмывки и гомогенизации поверхностей. Для контроля процессов, в дополнение к сканирующей зондовой микроскопии, необходимы методы профилометрии с возможностью экспресс-анализа результатов обработки поверхностей и метод многозондового тестирования характеристик активных структур в сверхвысоковакуумном исполнении. В зависимости от специализации технологические линии для разработок и мелкосерийного производства элементной базы наноэлектроники конфигурируются с требуемыми модулями. Технологическая линия может быть многосвязанной – состоять из нескольких кластерных систем с возможностью трансляции пластин между кластерами. Например, представляется разумным разделение кластерных комплексов для FEOL и BEOL процессов. Ниже представлены типы технологических линий различного назначения, разработка которых может представлять интерес.

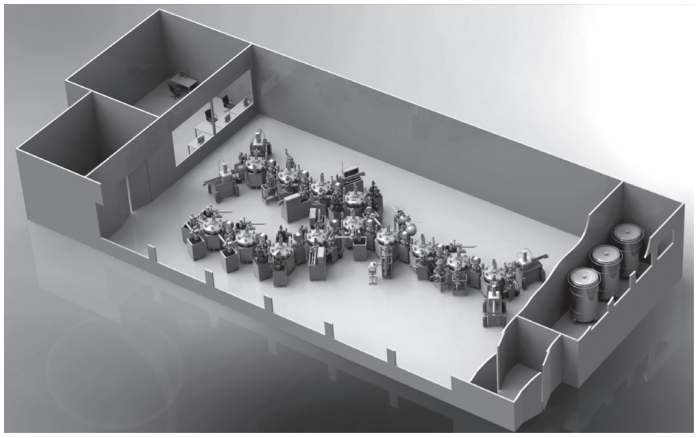


Рис. 20.21. Трехмерный макет кластерной технологической линии для разработок и мелкосерийного производства изделий наноэлектроники

20.5.4. Специализированные кластерные технологические линии для разработок и мелкосерийного производства СБИС уровня от 32 нм

Сегодня специализированные кластерные технологические линии для разработок и мелкосерийного производства СБИС уровня от 32 нм позволяют создать:

- кремниевую радиационно-стойкую наноэлектронику (диаметр пластин от 100 до 200 мм);
- кремниевую радиационно-стойкую наноэлектронику с адаптивными программируемыми интегральными схемами НЕЙРОСБИС (диаметр пластин от 100 до 200 мм);
- сверхпроводниковую наноэлектронику (диаметр пластин 100 мм);
- СВЧ наноэлектронику миллиметрового и субмиллиметрового диапазона (диаметр пластин от 50 до 150 мм);
- НБИКС технологии (диаметр пластин 100 мм);
- СВЧ акустоэлектронику (диаметр пластин от 50 до 150 мм);
- оптоэлектронику, микроволновую фотонику (диаметр пластин от 50 до 150 мм).

Производственные линии можно специализировать под разработки и производство различных типов изделий микро- и наноэлектроники, в том числе под различные диаметры пластин от 50 до 200 мм. Для исследования технологических процессов можно эффективно использовать возможности центров синхротронного излучения НБИК центра Курчатовского института и центра высоких технологий ФГУП «НИИФП им. Ф.В. Лукина», где предполагается разработка рабочих станций фотоэлектронной спектроскопии, ЭКЗАФС спектроскопии, рефлексометрии, дифрактометрии, модуля СИ со стрессанализатором. Интеграция станций в систему НАНОФАБ обеспечит возможность изучения технологических процессов формирования наноструктур, их контроль на уровне долей мономолекулярных слоев.

Модернизация синхротронного комплекса позволит реализовать возможности, требующие пространственной когерентности излучения, и создать станции:

рентгеновской микроскопии высокого разрешения лучше 5 нм; рентгеновской динамической микроскопии с пространственным разрешением лучше 20 нм и разрешением по времени лучше 0,1 н/с, что обеспечит возможность разработки новых технологических процессов, необходимых для эффективного развития наноэлектроники.

В настоящее время сложились реальные условия для качественного изменения уровня разработок элементной базы микроэлектроники с выводом ее на передовые мировые позиции для систем специального назначения. Использование бесшаблонных процессов литографии должно привести к существенному повышению темпов разработок и рентабельности мелкосерийного производства.

Организация разработок технологических комплексов и технологий одновременно с интеграцией в мировую систему товаропроизводства может как обеспечить технологическую независимость России, так и привести к значительному повышению уровня отечественных научных разработок, обеспечить консолидацию научно-технического потенциала страны на принципах «Национальной микроэлектронной идеи».

20.5.5. Совместные российско-белорусские программы

Один из реальных путей частичного решения проблемы ЭКБ – реализация специальных научно-технических и производственных программ в рамках Союзного государства России и Беларуси, эффективность которых уже была однозначно подтверждена в ходе успешной реализации целого ряда таких программ («База», «Победа», «Основа», «Союзный тепловизор» и др.).

На решение этой непростой, но важной для обеспечения технологической безопасности отечественной космической и военнной техники задачи направлены мероприятия, включенные в том числе в новую российско-белорусскую программу «Байкал-22».

Как следует из материалов Концепции этой программы, для успешного выполнения Программы необходимо практически параллельно решить ряд сложных задач, а именно:

- разработка спецтехнологического оборудования (СТО) для кластерных технологических линий изготовления кристаллов ИС;
- разработка и постановка технологий изготовления полупроводниковых материалов (слитков, пластин) Si, GaAs, GaN, а также подложечного теплоотводящего SiC требуемого качества и размеров;
- разработка технологий изготовления кристаллов СВЧ СБИС и УСБИС на Si и на гетероструктурах SiGe, GaAs, GaN/SiC, включая разработку и конструкторско-технологическое сопровождение гарантированных норм проектирования СБИС;
- разработка программного обеспечения САПР СВЧ МИС и СВЧ СБИС, включая создание и развитие библиотек элементов и СФ-блоков (БЭСФБ);
- разработка СТО для сборки многовыводных СВЧ СБИС СНК и микроэлектронных многокристальных модулей класса «система в корпусе» (включая многоуровневые 3D-конструкции);

- подготовка кадров разработчиков СТО, технологов кластерных линий и технологов-материаловедов, разработчиков БЭСФБ, разработчиков СНК и СВК и радиоэлектронной аппаратуры на основе СНК и СВК.

В случае достижения поставленных целей и задач можно ожидать значительного снижения рисков аварий и катастроф космической и авиационной техники, детально рассмотренных нами в гл. 2 этой работы. Это также позволит существенно усилить позиции России и Беларуси на международном рынке вооружений и военной техники, снизить порочную зависимость от применения импортной комплектации, существенно поднять уровень проектно-технологической квалификации российских разработчиков аппаратуры.

С реализацией такой Программы в значительной степени будет обеспечена технологическая независимость и обеспечено достойное место России в стратегически важной сфере твердотельной ЭКБ для ВВСТ по крайней мере до 2025–2030 годов. Кроме того, будет создана возможность разрабатывать и производить в 2020–2050-е годы перспективные радиоэлектронные системы военного и специального назначения только на отечественной элементной базе с характеристиками, не уступающими характеристикам как доступной, так и недоступной на сегодня элементной базы иностранного производства.

Как следует из опубликованной Концепции этой Программы, финишными результатами Программы, подтверждающими ее фактическое выполнение, должны стать образцы специализированных СВЧ СБИС, УСБИС и электронные модули для радиоэлектронной аппаратуры нового поколения вооружений 2020–2030 годов, включая:

- опытные образцы микроэлектронных многокристальных модулей с рабочими частотами до 70–120 ГГц класса «система в корпусе» (включая многоуровневые 3D-конструкции):
  - многоканального приемо-передающего модуля цифровой АФАР с первичной обработкой радиосигнала для ЗРК ПВО/ПРО/ВКО;
  - многоканального приемо-передающего модуля АФАР для активной головки самонаведения «воздух-поверхность»;
  - сверхширокополосного многоканального приемо-передающего модуля цифровой АФАР для авиационной аппаратуры РЭБ;
  - радиофотонных волоконно-оптических соединителей с пропускной способностью до 100 Гбайт/с на канал на основе серийных образцов специализированных СВЧ СБИС с проектными нормами 45–22 нм на SiGe с рабочими частотами 70–120 ГГц и на гетероструктурах GaAs и GaN/SiC с рабочими частотами до 120–150 ГГц;
- экспериментальные образцы специализированных УСБИС на кремнии и на гетероструктурах SiGe с проектными нормами 22–8 нм с рабочими частотами до 120–250 ГГц для:
  - интегрированного модуля навигации, связи, радиолокации (радиовидения), опознавания цели и управления для высокоточных боеприпасов;
  - интегрированного модуля связи, навигации, опознавания «свой-чужой», инфра- и радиовидения для экипировки бойца;

- экспериментальные образцы специализированных СВЧ СБИС с проектными нормами 22–8 нм на гетероструктурах GaAs и GaN/SiC с рабочими частотами до 250 ГГц для:
  – многоканального и многоспектрального приемо-передающего модуля АФАР для активной головки самонаведения «воздух-поверхность»;
  – сверхширокополосного многоканального приемо-передающего модуля цифровой АФАР для авиационной аппаратуры РЭБ.

Таким образом, у отечественной электронной промышленности появляется реальный шанс стать не «глиняными», а «кремниевыми ногами» отечественного оборонно-промышленного и ракетно-технического колосса, который должен занять свое достойное место в элите индустриально развитых стран и стать действительно национальным достоянием России, немного потеснив на этом пьедестале «Газпром» – нынешнее национальное достояние России.

Литература к главе 20

1. Дорожная карта INTEL, http://newsroom.intel. com/docs/DOC-2032
2. Данилина Т.И., Кагадей В.А. Технология СБИС. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007.
3. Беленький Г.Л., Салаев Э.Ю., Сулейманов Р.А. Деформационные явления в слоистых кристаллах, УФН, 1988. – Т. 155. – Вып. 1. – С. 89–127.
4. Коник Л. Государственный электронизм. Сентябрь 2008 г. http://www.comnews.ru/standart/article/52216, http://www.zelenograd. ru/news/9237/
5. Борисов Ю., Калинин С., Немудров В. Роль дизайн-центров микроэлектроники в развитии отечественной электронной промышленности // Электронные компоненты. – 2008. – № 10. www.spels.ru/index.php?option=com_docman&task=doc...
6. Мелик-Адамян А. Российские fabless-компании как двигатель отечественной микроэлектроники // Электронные компоненты. – 2007. – № 2.
7. В России будет создан новый дизайн-центр микроэлектроники «Т-Нано». 2012. Июль. http://promwad.ru/news/10-07-2012-design-center-t-nano.html
8. www.promwad.ru
9. «Ангстрем»: Цифровые радиостанции «Ангстрем» заменят военным мобильные телефоны. http://www.rb.ru/article/angstrem-tsifrov ye-radiostantsii-angstrem-zamenyat- voennym-mobilnye-telefony/6996247.html
10. Электронно-лучевая литография. http://m.portalnano.ru/read/ezaurus/defi-nitions/electron_beam_lithography
11. http://www.raith.de/inhalt/bilder/Electron%20beam%20lithography%20applications_RAITH150-TWO_pic2.jpg
12. Орликовский А.А., Лукичев В.Ф., Руденко К.В. Критические элементы нанотранзисторов: физика, технология, материалы // Нанотехнологии и наноматериалы. – 2010. – №4 (54). http://www.portalnano.ru/read/sci/basic/orlikovskiy
13. http://www.mapperlithography.com/technology/mapper-technology
14. http://www.nanonewsnet.ru/blog/nikst/rosnano-investiruet-v-bezmasochnuyu-litografiyu-s-razresheniem-do-10-nm#comment-10040
15. Быков В.А., Веревкин Д.В. Многофункциональная система «NANOFAB» как базовый комплекс для проведения прецизионных исследовательских и технологических операций // Нанофизика и наноэлектроника. Материалы симпозиума. – Н. Новгород, 25–29 марта 2005 г. – С. 206.

16. Быков В.А., Атепалихин В.В., Быков А.В., Поляков В.В. Нанотехнологические комплексы и их применение в наноэлектронике // Нанофизика и наноэлектроника. Материалы симпозиума. – Н. Новгород, 10–14 марта 2007 г. – С. 505–506.
17. Агеев О.А., Быков В.А. Технологическое оборудование для создания наносистемной техники // НАНОтехнологии. Экология. Производство. – 2011. – № 5 (7)
18. Быков В.А. Кластерное технологическое оборудование для создания элементной базы наноэлектроники // Наноиндустрия. – № 6. – 2010.
19. Быков В.А. Возможности кластерного оборудования для создания и исследования приборов наноэлектроники // Симпозиум «Нанофизика и наноэлектроника 2011», Россия, Н. Новгород, 14–18 марта 2011 г.
20. Быков В.А., Харламов Р.В. Нейроморфные интегральные схемы для научного приборостроения // ИНТЕГРАЛ. – 2011. – № 4. – С. 76–78.
21. Быков В.А. Патент RU2308782. Нанотехнологический комплекс, опубл. 20.10.2007. Бюл. № 29. 11 с.
22. Быков В.А. Патент № 2390070. 20.05.2010. Нанотехнологический комплекс на основе эпитаксиальных и ионных технологий.
23. B. Lin. Future of multiple-e-beam direct-write systems [8323-1], Proceedings of SPIE, Advanced Lithography 2012, 12–16 February 2012, San Jose, California, USA.
24. L. Martin, S. Manakli, S. Bayle, J. Belledent, S. Soulan, P. Wiedemann, A. Farah, P. Schiavone. Combined dose and geometry correction (DMG) for low energy multi electron beam lithography (5kV): application to the 16 nm node [8323-1W], Proceedings of SPIE, Advanced Lithography 2012, 12–16 February 2012, San Jose, California, USA.
25. Intel видит техническую возможность производства 10-нм кристаллов, http://www.efind.ru/forum/showthread.php?t=45998
26. IBM carbon nanotube placement demonstration. http://news.cnet.com/2300-11386_3-10014338-4.html, http://www.techradar.com/news/computing-components/processors/ibm-claims-carbon-nanotube-chip-development- breakthrough-1109104
27. K. Rudenko, S. Averkin, V. Lukichev et al. Proc. of SPIE, v.6260 (2005); V. Lukichev, K. Rudenko, A. Orlikovsky et al..IIT-2008, Monterey, CA, USA June 8–13, 2008. http://www.ftian.ru/works/work1/#5 (2013).