

Федеральное агентство по образованию

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра комплексной информационной безопасности
электронно-вычислительных систем (КИБЭВС)**

Л.А. Торгонский

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ И МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Учебное методическое пособие

2007

Корректор: Осипова Е.А.

Торгонский Л.А.

Проектирование интегральных микросхем и микропроцессоров:
Учебное методическое пособие. — Томск: Томский межвузов-
ский центр дистанционного образования, 2007. — 82 с.

В учебное методическое пособие включены программа дисциплины,
варианты письменной контрольной работы, методический материал и рас-
чётные соотношения по трём плановым контрольным работам.

© Торгонский Л.А., 2007

© Томский межвузовский центр
дистанционного образования, 2007

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 Введение	4
2 Основные положения программы дисциплины	6
3 Контрольные работы	10
3.1 Контрольная работа № 1 (первый семестр). Параметры слоёв	10
3.1.1 Задание на работу	10
3.1.2 Расчётные соотношения и константы.	11
3.1.3 Варианты заданий контрольной работы № 1	13
3.2 Контрольная работа № 2. Проектирование БПТ ИМС.....	18
3.2.1 Введение	18
3.2.2 Расчётные соотношения к работе № 2	20
3.3 Контрольная работа № 1 (второй семестр). Проектирование ИМС	26
3.3.1 Введение	26
3.3.2 Транзисторы МДП ИС и расчётные соотношения	26
3.3.3 Резисторы ГИС без элементов коррекции сопротивления	30
3.3.4 Соединения и контакты ИС	36
3.3.5 Ёмкости элементов плоских конструкций ИС	39
3.3.6 Резисторы ГИС с подгонкой сопротивления	40
3.3.7 Конденсаторы ГИМС	44
3.3.8 Индуктивные элементы ГИС.....	46
3.3.9 Линии ГИМС СВЧ.....	51
3.3.10 Тепловые режимы ИМС.....	52
3.3.11 Связи и помехи в ИС	58
3.3.12 Механические воздействия на ИС	60
3.3.13 Энергетические соотношения МДП вентилей БИС	65
3.3.14 Резисторы полупроводниковых ИМС	74
Список литературы	82

1 ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Проектирование интегральных микросхем (ИМС) и микропроцессоров (МП)» в учебном плане подготовки по специальности 210202 является специальной (код СД.03).

Учебным планом специальности 210202 изучение дисциплины «Проектирование интегральных микросхем и микропроцессоров» предусмотрено в двух семестрах обучения: восьмом и девятом. По дисциплине должны быть выполнены три контрольные работы (две в восьмом и одна в девятом семестре). Результаты выполнения контрольных работ оцениваются зачётами в восьмом и девятом семестрах. Контрольная работа № 1 выполняется в письменной форме и пересылается исполнителем для проверки в университет. Остальные контрольные работы тестовые с компьютерной формой контроля, выполняются в девятом семестре. По окончании изучения дисциплины в девятом семестре проводится экзамен. Форма экзамена — компьютерное тестирование.

Студент в результате усвоения теоретических положений курса должен знать:

- принципы и методы выбора форм и размеров элементов, радиокомпонентов современных и перспективных пленочных, гибридных и полупроводниковых микросхем;
- принципы разработки конструкций перспективных микросхем и оценки их показателей качества с учетом действия дестабилизирующих факторов;
- состав конструкций, параметры наиболее типичных модификаций современных микросхем и способы применения микросхем;
- принципы и алгоритмы разработки конструкторской документации на микросхемы и использования средств автоматизации конструкторского проектирования.

В результате развития и закрепления знаний студент должен уметь:

- формулировать технические задания на проектирование интегральных микросхем разного целевого назначения;
- анализировать требования технического задания и формулировать требования к конструктивному составу и параметрам конструкций элементов и компонентов микросхем;

- выполнять конструкторское проектирование микроэлектронных элементов компонент;
- проектировать размещение, компоновку элементов конструкций ИМС, грамотно решать задачи проектирования системы соединений;
- выполнять расчеты по оценке и обеспечению допустимых тепловых режимов, электромагнитной совместимости, механической устойчивости и влагозащиты конструкций ИМС;
- предусматривать меры по стабилизации характеристик микросхем и повышению их надежности;
- разрабатывать техническую документацию на микросхемы.

2 ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОГРАММЫ ДИСЦИПЛИНЫ

Программой дисциплины предусматривается изучение приводимых далее тем, понятий и положений.

Термины и определения предметной области. Классификация микросхем. Конструкции интегральных микросхем (ИМС). Состав конструкции ИМС. Задачи и этапы проектирования ИМС.

Элементы кристаллов ИМС на биполярных транзисторах (БПТ). Свойства изоляции элементов. Базовый элемент биполярных структур. Технологические варианты биполярных структур. Ограничения технологии. Сравнительная характеристика вариантов.

Планарность и следствия планарности конструкций элементов ИМС. Параметры слоёв биполярных структур. «Первичные» и «вторичные» параметры. Оценка и расчет «вторичных» параметров слоев.

Проектные параметры БПТ цифровых ИМС. Специфика БПТ аналоговых ИМС. Обеспечение электрической прочности структуры БПТ. Выбор размеров и параметров по показателю «коэффициента передачи тока» в структуре БПТ.

Выбор размеров и формирование топологических конфигураций БПТ ИМС. Обеспечение рабочих токов. Учет проблем планарности конструкции в размерах и влиянии на передачу тока.

Оценки межэлектродных сопротивлений, емкостей, времени переключения тока в БПТ. Ключевые свойства БПТ как функция формы и размеров. Схема замещения с элементами физико-топологической модели.

Алгоритм проектирования топологии БПТ. Варианты топологических форм БПТ. Дополняющий (торцевой) БПТ. Схемная организация БПТ ИМС. Многоэмиттерные конструкции БПТ.

Диоды ИМС. Сравнительная характеристика структур планарных диодов ИМС. Проектные параметры диодов. Выбор размеров и формирование топологии диодов ИМС. Схема замещения планарного диода. Элементы физико-топологической модели. Влияние барьерных и диффузионных емкостей на время переключения. Алгоритм проектирования диодов.

Резисторы ИМС. Структуры резисторов ИМС на БПТ. Про-

ектные параметры. Расчетные соотношения. Топологические конфигурации. Выбор форм и размеров резисторов. Электрическая схема замещения. Граничная частота. Алгоритм проектирования

Диоды Шоттки. Конструкция планарного диода Шоттки. Специфика свойств. Транзистор Шоттки. Схемная организация транзисторно-транзисторной логики с приборами Шоттки (ТТЛШ). Параметры диода Шоттки. Инжекционный транзистор. Конструкция транзистора. Схемная организация элементов инжекционной логики (I^2L). Выбор размеров и форм элементов логики I^2L .

Кристаллы БП ИМС. План кристалла. Потери активной площади. Способы сокращения потерь. Принципы функциональной интеграции. Соединения и контакты на кристаллах. Дополнительные знаки и фигуры. Показатели качества компоновки кристалла.

Полевые эффекты в планарных структурах на п/п пластинах (р-п-переходы, эффекты модуляции проводимости поверхностных слоев). Структура полевого транзистора с индуцированным и встроенным каналами. Параметры полевого транзистора ПТ для цифровых ИМС. Композиции ПТ и БПТ. Структуры, топология.

Расчетные соотношения для параметров ПТ. Выбор и обеспечение форм и размеров конструкций ПТ. Полевой транзистор как базовый элемент схем и конструкций цифровых ИМС. Схема замещения транзистора с элементами физико-топологической модели ПТ.

Проектирование ИМС с ПТ одного и разных типов канала. Выбор форм и размеров базовых логических вентилях ИМС. Приборы функциональной интеграции на полевых эффектах (преобразователи ПЗС, узлы памяти). Кристаллы полевых ИМС.

Состав конструкций ГИС. Платы толсто- и тонкопленочных ГИС. Резисторы. Конструирование резисторов. Расчетные критерии и соотношения. Параметры. Выбор форм и размеров без подгонки и с подгонкой сопротивления. Специфика конструкций толстопленочных элементов.

Конденсаторы ГИС. Параметры. Выбор форм, расчет без подгонки и с подгонкой емкости. Конструирование соединений и контактов. Микросборки цифровых БИС. Состав конструкций

микросборок (МСБ). Коммутационные основания и платы МСБ.

Индуктивности ГИС. Параметры. Выбор форм и размеров. Расчетные соотношения. Компоненты ГИС. Конструкции активных и пассивных компонент. Конструирование ГИС с учетом монтажа компонент. Параметры компонент. План платы ГИС.

Влияние частоты на выбор материалов плат и слоев, форм и размеров элементов. Гибридные ИС СВЧ-диапазона. Платы, соединения, контакты, формы элементов СВЧ ГИС. Размерные ограничения. Расчетные соотношения. Компоненты СВЧ ГИС. Планирование плат ГИС СВЧ.

Большие (БИС) и сверхбольшие ИС (СБИС). Технические решения и классификация БИС и способов реализации. Базовые матричные кристаллы (БМК). Конструкции БМК. Элементы и узлы в БМК. Состав этапов и последовательность проектирования БИС.

Системы автоматизации проектирования (САПР) БИС и СБИС. Специализированные библиотеки элементов, узлов и специализированные компиляторы в проектировании БИС и СБИС. Пакеты и технические средства поддержки САПР БИС.

Средства защиты кристаллов и плат. Корпусированные и бескорпусные исполнения ИС. Корпусы ИМС. Классификация и конструкции корпусов. Конструкции бескорпусных ИМС. Материалы конструктивных элементов средств защиты плат и кристаллов.

Оценка показателей качества конструкций ИМС. Тепловой режим ИС. Электромагнитная совместимость в ИС. Обеспечение влагозащиты. Механические воздействия и защита ИС. Нормирование показателей качества ИМС.

Техническая и нормативно-техническая документация. Состав комплекта технической документации на ИМС. Характеристика конструкторских документов проекта по содержанию и требованиям к оформлению.

Эксплуатационная документация на ИМС. Технические условия. Паспорт, патентный формуляр. Содержание и требования к изложению эксплуатационных документов. Система обозначений документов комплекта.

Перспективы совершенствования конструкций ИМС.

В помощь по изучению приведенных положений предостав-

ляется одноимённое учебное пособие по дисциплине в двух частях [1, 2]. Первая часть содержит материалы по проектированию конструкций полупроводниковых микросхем, а вторая — посвящена конструкциям гибридных микросхем и общим вопросам проектирования конструкций микросхем.

Настоящий сборник методических указаний содержит необходимые сведения, разъяснения, расчётные соотношения и методики, необходимые для выполнения контрольных работ по дисциплине.

В составлении сборника использованы источники поименованные в прилагаемом списке литературы.

3 КОНТРОЛЬНЫЕ РАБОТЫ

Две контрольные работы по учебному плану выполняются в первом из двух семестров изучения дисциплины и оцениваются зачётом. Во втором семестре изучения дисциплины с оценкой зачётом выполняется третья контрольная работа.

В помощь исполнителю в предлагаемом сборнике приводятся адаптированные методические материалы и расчётные соотношения, достаточные для выполнения контрольных работ.

Первая контрольная работа выполняется в письменном виде и пересылается для проверки в институт.

Вторая и третья работы рассчитаны на компьютерный контроль. Исполнителю важно при выполнении работы правильно воспользоваться предоставленными материалами, подготовить и представить ответы по заданным вопросам соответствующего задания варианта. При подготовке расчётных результатов необходимо применять средства оперативных вычислений (автономный или компьютерный калькулятор). Допуски последующего округления результата приводятся в вопросах вариантов заданий.

Варианты заданий выставляются исполнителю в соответствии с принятой практикой ТМЦДО.

3.1 Контрольная работа № 1 (первый семестр). Параметры слоёв

3.1.1 Задание на работу

Предлагается выполнить один из двадцати вариантов заданий по оценке параметров полупроводниковых слоёв. Оценке подлежат следующие параметры:

- напряжение пробоя, В;
- удельная ёмкость изоляции слоя, $\text{Ф}/\text{см}^2$;
- поверхностное сопротивление слоя, Ом.

В отчёте по контрольной работе следует привести:

- номер варианта задания;
- рисунок структуры с анализируемым слоем с простановкой размеров, концентраций, типа проводимости и закона распределения примесей в слое;
- мотивированную оценку параметров слоя.

Толщины слоёв, указанные в вариантах контрольной работы, соответствуют металлургическим границам р-п-переходов и не учитывают ширину р-п-переходов.

3.1.2 Расчётные соотношения и константы.

Критическая напряжённость поля $E_{кр}$, В/см:

– кремний — $(2—5) \cdot 10^5$;

– SiO₂ — $(1—10) \cdot 10^6$.

Напряжение лавинного пробоя $U_{проб}$, В:

$$U_{проб} = E_{кр} \cdot d,$$

где d — ширина нагруженного промежутка для диэлектрической изоляции, см;

$$U_{проб} = E_{кр} \cdot d_{pn} \text{ (Упроб)}.$$

Ширина р-п-перехода d_{pn} , см:

– плавный переход

$$d_{pn} = [12 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (\varphi_k + U) / (a \cdot q)]^{1/3},$$

– резкий переход

$$d_{pn} = [2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (\varphi_k + U) / (N_{ср} \cdot q)]^{1/2},$$

где $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-14}$ ф/см;

– $\varepsilon = 11,5$ для кремния;

– $\varepsilon = (3—4)$ для SiO₂;

– $\varphi_k = 0,7$ В;

– U — приложенное обратное напряжение, В;

– a — градиент концентрации в плавном рп-переходе, см⁻⁴;

– $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ к.;

– $1/N_{ср} = (1/N_1) + (1/N_2)$, см³;

N_1, N_2 — концентрации доноров и акцепторов на границе резкого перехода.

Аппроксимация дополнительной функции ошибок при значениях аргумента $0 < Z = x / 2\sqrt{D t} < (2—3)$

$$N(x) = N_{пов} \cdot \operatorname{erfc} z \approx N_{пов} \cdot \exp(-1,08 \cdot z - 0,78 \cdot z^2),$$

где $N_{пов}$ — поверхностная концентрация примесей;

x — текущее значение координаты, см;

D — коэффициент диффузии примеси, см²/с;

t — время диффузии, с.

Аналитическое представление применяется при выполнении расчётов по необходимости. Обычно соответствует одностадийной диффузии на этапе так называемой «загонки» примесей.

Распределение примесей по закону Гаусса с поверхностной концентрацией $N_{пов}$ применяется для слоёв с многостадийной диффузионной обработкой без притока примесей, внедрённых ранее в слой. Такое распределение определяется как распределение при источнике атомов примеси ограниченной мощности. В проектировании ИМС применяется стационарный результат распределения в виде

$$N(x) = N_{пов} \cdot \exp(-z^2),$$

$$z = x / 2\sqrt{Dt} \text{ (обозначения, аналогичные введенным ранее).}$$

Условие образования р-n-перехода при неравномерном распределении донорных $N_d(x)$ и акцепторных $N_a(x)$ примесей в слоях представляется равенством

$$N_d(x) = N_a(x)$$

позволяет согласовать расположение металлургической границы перехода с параметрами распределения примесей.

Градиент концентрации a на металлургической границе перехода $X_{рп}$, образованного постоянной исходной концентрацией $N_{исх}$ и компенсирующей примесью распределённой по закону Гаусса с поверхностной концентрацией $N_{пов}$

$$a = (2 \cdot N_{исх} / X_{рп}) \cdot \ln(N_{пов} / N_{исх}).$$

Примечание. Если исходная концентрация соответствует неравномерно легированному предшествующему слою, то градиент на координате $X_{рп}$ определяется алгебраической суммой градиентов предшествующего и текущего распределений.

Градиент концентрации на металлургической границе перехода $X_{рп}$, образованного исходной концентрацией $N_{исх}$ и компенсирующей примесью, распределённой по закону дополнительной функции ошибок с поверхностной концентрацией $N_{пов}$

$$a = [(-1,08 - 1,56 \cdot z) \cdot z \cdot N_{исх} / X_{рп}] \cdot \ln(N_{пов} / N_{исх}),$$

$$\text{при } z = \sqrt{[\ln(N_{пов} / N_{исх}) + 0,692]} - 0,69.$$

Напряжение лавинного пробоя (модифицированные выражения при $\phi_k \ll U_{проб}$)

– резкого р-n-перехода

$$U_{проб} = \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (E_{кр})^2 / (2 \cdot q \cdot N_{ср}),$$

– плавного p-n-перехода

$$\text{Упроб} = \sqrt{[32 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (E_{\text{кр}})^3 / (9 \cdot q \cdot a)]}.$$

Примечание. При концентрациях примесей на границах перехода выше 10^{19} см^{-3} свойства плавных переходов подобны свойствам резких переходов. В них преобладает туннельный механизм пробоя перехода. Напряжение пробоя для таких переходов на кремнии оценивается по выражению

$$\text{Упр.т} = 40 \cdot \rho_n + 8 \cdot \rho_p \text{ (В)},$$

где ρ_n , ρ_p — удельные сопротивления материала на границах перехода.

Удельное поверхностное сопротивление неравномерно легированного слоя (R_{\square}) определяется по программе «СлойКрСт» (файл «СлойКрСт»). Экранная форма пользовательского интерфейса программы приведена в приложении А. Файл программы включён в состав методического комплекта.

К определению сопротивления R_{\square} по формуле

$$R_{\square} = 1/\sigma \cdot (x - x_{\text{пер}})$$

необходимо задать тип проводимости слоя, закон распределения примеси в слое, концентрации $N_{\text{пов}}$, $N_{\text{исх}}$, координаты границ слоя сверху ($x_{\text{пер}}$) и снизу (x).

Если применяется программа «СлойКрСт», то она выдаёт значение (R_{\square}) после указания перечисленных выше исходных данных.

Для равномерно легированного слоя поверхностное сопротивление определяется приведенному выше соотношению. В этом случае значение электропроводности однозначно определяется по концентрации примесей в слое.

3.1.3 Варианты заданий контрольной работы № 1

Вариант 1

Оценка параметров эмиттерного слоя диффузионной структуры (по методу тройной диффузии). Толщина слоя — 2 мкм. Поверхностная концентрация примеси в слое (n-тип) 10^{20} см^{-3} . Поверхностная концентрация в базовом слое — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход эмиттер-база образован при концентрации доноров — 10^{17} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 2

Оценка параметров базового слоя диффузионной структуры (по методу тройной диффузии, эмиттерный слой отсутствует). Толщина слоя — 3 мкм. Поверхностная концентрация примеси в слое (р-тип) 10^{18} см^{-3} . Поверхностная концентрация в коллекторном слое — 10^{17} см^{-3} . Глубинный переход коллектор-база образован при концентрации доноров — 10^{16} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 3

Оценка параметров коллекторного слоя диффузионной структуры (по методу тройной диффузии, базовый слой отсутствует). Толщина слоя — 6 мкм. Поверхностная концентрация примеси в слое (n-тип) 10^{17} см^{-3} . Концентрация примеси в подложке — 10^{15} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 4

Оценка параметров базового слоя под эмиттером диффузионной структуры (по методу тройной диффузии). Толщина ограниченного слоя базы — 1 мкм. Поверхностная концентрация примеси в эмиттерном слое (n-тип) — 10^{20} см^{-3} . Поверхностная концентрация примеси базового слоя (р-тип) — 10^{18} см^{-3} . Поверхностная концентрация примеси в коллекторном слое — 10^{17} см^{-3} . Переход эмиттер-база образован на глубине 2 мкм при концентрации доноров — 10^{17} см^{-3} . Переход коллектор-база на глубине 3 мкм образован при концентрации доноров — 10^{16} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 5

Оценка параметров коллекторного слоя под базой диффузионной структуры (по методу тройной диффузии). Толщина ограниченного слоя — 3 мкм. Поверхностная концентрация примеси в базовом слое (р-тип) 10^{18} см^{-3} . Поверхностная концентрация в коллекторном слое — 10^{17} см^{-3} . Переход коллектор-база на глубине 3 мкм образован при концентрации доноров — 10^{16} см^{-3} . Переход коллектор-подложка на глубине 6 мкм образован при кон-

центрации доноров — 10^{15} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 6

Оценка параметров эмиттерного слоя n-типа структуры ЭПСК. Толщина слоя — 1 мкм. Поверхностная концентрация примеси в слое — 10^{20} см^{-3} . Поверхностная концентрация в базовом слое — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход эмиттер-база образован при концентрации доноров — $2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 7

Оценка параметров базового слоя структуры ЭПСК. Концентрация примеси на поверхности — 10^{18} см^{-3} . Толщина слоя — 2 мкм. Тип проводимости — дырочный. Концентрация примеси в коллекторном слое — 10^{17} см^{-3} . Электрическая прочность? Сопротивление квадрата? Удельная емкость?

Вариант 8

Оценка параметров базового слоя под эмиттером структуры ЭПСК. Концентрация примеси на поверхности эмиттера — 10^{20} см^{-3} . Концентрация примеси на поверхности базы — 10^{18} см^{-3} . Толщина ограниченного базового слоя — 1 мкм. Толщина эмиттера — 1 мкм. Тип проводимости базы — дырочный. Концентрация примеси в коллекторном слое — 10^{17} см^{-3} . Электрическая прочность? Сопротивление квадрата? Удельная емкость?

Вариант 9

Оценка параметров коллекторного слоя (без базового слоя) структуры ЭПСК. Концентрация примеси в слое (n-тип) — 10^{17} см^{-3} . Толщина слоя — 8 мкм. Глубина разделительной диффузии — 10 мкм. Концентрация примеси в подложке — 10^{15} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 10

Оценка параметров коллекторного слоя под базой структуры ЭПСК. Концентрация примеси в слое (n-тип) — 10^{17} см^{-3} . Тол-

щина слоя вне топологии базы — 8 мкм. Глубина разделительной диффузии — 10 мкм. Концентрация примеси на поверхности разделительной области — 10^{18} см^{-3} . Концентрация примеси на поверхности базовой области — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход коллектор-база на координате 3 мкм. Концентрация примеси в подложке — 10^{15} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 11

Оценка параметров скрытого коллекторного слоя структуры ЭПСК (со скрытым слоем в коллекторе). Максимальная концентрация примеси в слое (n-тип) — 10^{18} см^{-3} . Толщины эпитаксиального (ЭПС) и скрытого слоёв — по 8 мкм. Глубина разделительной диффузии — 10 мкм. Концентрация примеси в ЭПС-слое — 10^{17} см^{-3} . Концентрация на поверхности разделительной области — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход коллектор-база на координате 3 мкм. Концентрация примеси в подложке — 10^{15} см^{-3} . Электрическая прочность изоляции? Удельная емкость изоляции? Сопротивление квадрата?

Вариант 12

Оценка параметров эмиттерного слоя структуры ЭПСБ. Толщина слоя — 0,5 мкм. Поверхностная концентрация примеси в эмиттерном слое (n-тип) — 10^{20} см^{-3} . Концентрация примеси в базовом слое — 10^{18} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 13

Оценка параметров базового слоя (без эмиттерного слоя) структуры ЭПСБ. Концентрация примеси в слое базы (p-тип) 10^{18} см^{-3} . Максимальная концентрация в скрытом коллекторном слое (n-тип) — 10^{19} см^{-3} . Толщина базового слоя — 2 мкм. Толщина ЭПС-слоя — 3 мкм. Поверхностная концентрация разделительной области — 10^{19} см^{-3} . Глубина разделительной диффузии — 3 мкм. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 14

Оценка параметров базового слоя под эмиттером структуры ЭПСБ. Концентрация примеси в слое базы (р-тип) — 10^{17} см^{-3} . Максимальная концентрация в скрытом коллекторном слое (n-тип) — 10^{18} см^{-3} . Толщина базового слоя за пределами топологии эмиттера — 2 мкм. Толщина ЭПС-слоя — 3 мкм. Поверхностная концентрация примеси в эмиттере — 10^{19} см^{-3} . Толщина эмиттера — 1 мкм. Поверхностная концентрация разделительной области — 10^{18} см^{-3} . Глубина разделительной диффузии — 3 мкм. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 15

Оценка параметров коллекторного слоя структуры ЭПСБ. Концентрация примеси в базовом слое (р-тип) 10^{18} см^{-3} . Максимальная концентрация в скрытом коллекторном слое (n-тип) — 10^{19} см^{-3} . Толщина базового слоя за пределами топологии эмиттера — 2 мкм. Толщина ЭПС-слоя — 3 мкм. Поверхностная концентрация разделительной области — 10^{19} см^{-3} . Глубина разделительной диффузии — 3 мкм. Концентрация примеси в подложке — 10^{16} см^{-3} . Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 16

Оценка параметров эмиттерного слоя структуры КВД. Толщина слоя — 0,5 мкм. Поверхностная концентрация примеси в слое (n-тип) 10^{20} см^{-3} . Поверхностная концентрация в диффузионном базовом слое — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход эмиттер-база образован при концентрации доноров — $2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 17

Оценка параметров базового слоя (без эмиттерного слоя) структуры КВД. Поверхностная концентрация примеси диффузионного слоя базы (р-тип) — 10^{18} см^{-3} . Концентрация в коллекторном монослое (n-тип) — 10^{17} см^{-3} . Толщина базового слоя — 2 мкм. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 18

Оценка параметров базового слоя под эмиттерной структурой КВД. Концентрация примеси на поверхности базы — 10^{18} см^{-3} . Толщина слоя базы под эмиттером — 1,5 мкм. Поверхностная концентрация примеси эмиттерного слоя — 10^{19} см^{-3} . Толщина эмиттера — 0,5 мкм. Тип проводимости базы — дырочный. Концентрация примеси в коллекторном монослое — 10^{17} см^{-3} . Электрическая прочность? Сопротивление квадрата? Удельная емкость?

Вариант 19

Оценка параметров коллекторного слоя под базовым слоем структуры КВД. Концентрация примеси в коллекторном монослое (n-тип) — 10^{17} см^{-3} . Толщина слоя коллектора под базой — 4 мкм. Концентрация примеси на поверхности базовой области — 10^{18} см^{-3} . Глубинный переход коллектор-база на координате 2 мкм. Диэлектрик изоляции — SiO₂. Толщина слоя — 0,5 мкм. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

Вариант 20

Оценка параметров коллекторного слоя со скрытым эпитаксиальным слоем коллектора структуры КВД. Концентрация примеси в коллекторном монослое — 10^{18} см^{-3} . Толщина коллекторного монослоя — 3 мкм. Концентрация примеси в эпитаксиальном слое (n-тип) — 10^{19} см^{-3} . Толщина эпитаксиального слоя — 2 мкм. Диэлектрик изоляции — SiO₂. Толщина слоя — 0,3 мкм. Электрическая прочность? Удельная емкость? Сопротивление квадрата?

3.2 Контрольная работа № 2. Проектирование БПТ ИМС

3.2.1 Введение

Предлагается выполнить один из 32-х вариантов заданий по оценке усиления и согласования рабочего тока с топологически-

ми размерами двух структурно-топологических конфигураций БПТ. Структурно-топологические конфигурации соответствуют технологическому исполнению БПТ с эпитаксиальным базовым слоем (ЭПСБ структура) одноэмиттерной, однобазовой, одноколлекторной топологии. В одном варианте исполнения изоляция коллекторной области БПТ реализуется коллекторной изолирующей диффузией и структура определена как структура ЭПСБ, а в другом исполнении применена комбинированная изоляция БПТ с применением V-каналов и структура определена под обозначением ЭПСБ-V. Топологические конфигурации БПТ с разделительными областями для двух названных структур с расчётными соотношениями для определения двух размеров на поверхности (X_1 , X_2) приводятся в каждом варианте задания для применения. Каждому варианту задания соответствуют шесть задач. Задачи задания в целом связаны между собой по смыслу. В результате решения частных задач исполнитель должен демонстрировать умение соотносить структуру БПТ с его топологией в части определения топологических размеров, демонстрировать понимание базовых соотношений по оценке влияния структурных параметров на усиление тока базы, на плотность тока в эмиттере. В итоге исполнитель задания должен согласовать заданные топологические размеры со значениями рабочих токов, при которых коэффициент инжекции при прочих равных условиях близок к максимальному значению, а в инжекции в равной степени задействована вся топологическая площадь эмиттера. В задачах вариантов применены обозначения исходных параметров: X_{eb} , X_{cb} , X_{cp} — координаты расположения металлургических границ p-n-переходов «эмиттер-база», «коллектор-база», «коллектор-подложка» по глубине структуры, мкм; W_{eb} , W_{cb} — усреднённые ширины p-n-переходов «эмиттер-база», «коллектор-база», мкм; $R_{\square e}$, $R_{\square b}$, $R_{\square p}$ — поверхностные сопротивления эмиттерного и базового слоёв и слоя контактной металлизации, Ом; F_t — термический потенциал, 25 мВ; L_{ke} , W_{ke} — длина и ширина контакта к эмиттеру, мкм; L_g , W_g — габаритные длина и ширина топологии БПТ, мкм. Обозначения переменных соответствуют обозначениям, применённым в прилагаемом методическом материале. Результаты расчёта параметров представлять с округлением до двух старших значащих цифр. По контрольной работе № 2 пре-

дусматривается программный (компьютерный) контроль правильности ответа попаданием в согласованный диапазон значений ответов. Для получения зачёта по работе необходимо правильно решить не менее *пяти* из шести задач. Неправильным считается решение со значением параметра, не попадающим в диапазон значений ответа. Непредоставление ответа на любую из задач варианта рассматривается как неисполнение всего варианта задания.

3.2.2 Расчётные соотношения к работе № 2

Поверхностное сопротивление слоя R_{\square} определяется через удельную электропроводность и толщину слоя $X_0 = x_2 - x_1$ по формуле

$$R_{\square} = 1/(X_0 \cdot \sigma),$$

где x_1, x_2 — координаты границ слоя, см;

σ — усреднённая проводимость слоя, 1/ (ом·см). Определению R_{\square} посвящена первая контрольная работа.

Определение ширины области объемного заряда (ширина p-n-перехода) выполняется по расчётным соотношениям, применённым в контрольной работе № 1.

Коэффициент передачи тока эмиттера α по определению есть отношение

$$\alpha = I_c / I_e,$$

где I_c, I_e — соответственно рабочие токи коллектора и эмиттера транзистора.

Для анализа и учета зависимости коэффициента передачи от параметров слоев структуры коэффициент α представляется в виде произведения трех компонент согласно выражению

$$\alpha = \gamma \cdot \beta,$$

где γ — коэффициент инжекции, характеризующий эффективность эмиттера;

β — коэффициент переноса.

Коэффициент инжекции γ оценивается по выражению

$$\gamma = 1 - \Delta\gamma,$$

где ($\Delta\gamma \ll 1$) — потери качества эмиттера как инжектора (потери инжекции) для усреднённых уровней легирования эмиттера и ба-

зы оцениваются по формуле

$$\Delta\gamma = (R_{\square e} \cdot W_{bn}) / (R_{\square b} \cdot X_{cbn}),$$

где $X_{en} = (X_{eb} - W_{eb}/2)$ — толщина нейтральной области эмиттера;

W_{eb} — ширина области пространственного заряда эмиттерного p-n-перехода;

$W_{bn} = (X_{cb} - X_{eb} - W_{cb}/2 - W_{eb}/2)$ — толщина нейтральной области базы;

$X_{cbn} = (X_{cb} - W_{cb}/2)$ — толщина нейтральной области базы (до коллекторного перехода);

W_{cb} — ширина области пространственного заряда перехода «коллектор-база»;

$R_{\square e}$, $R_{\square b}$ — поверхностные сопротивления эмиттерного и базового слоёв соответственно;

W_{bn} , X_{en} — ширина базы и эмиттера (с исключением областей пространственного заряда) соответственно.

Координаты X_{eb} , X_{cb} , X_{cp} соответствуют расположению металлургических границ p-n-переходов «эмиттер-база», «коллектор-база», «коллектор-подложка».

Коэффициент переноса β представляется выражением вида

$$\beta = 1 - \Delta\beta,$$

где $(\Delta\beta \ll 1)$ — потери неосновных носителей вследствие их рекомбинации в базе.

Для технологических вариантов структур БПТ ИМС с равномерно легированной базой значение $\Delta\beta$ оценивается по формуле

$$\Delta\beta = (W_{bn})^2 / [2 \cdot L_{nb}^2].$$

Для технологических вариантов структур БПТ ИМС с неравномерно легированной базой потери $\Delta\beta$ оцениваются по формуле

$$\Delta\beta = (W_{bn}) \cdot L_b / [k_1 \cdot L_{nb}^2 (X_{eb1})],$$

где $k_1 \geq (2-5)$ — коэффициент, учитывающий дрейф носителей в неравномерно легированной базе.

С учетом малости $\Delta\gamma$, $\Delta\beta$ коэффициент α представляется выражением вида

$$\alpha = (1 - \Delta\alpha),$$

где $0 < (\Delta\alpha = \Delta\gamma + \Delta\beta) \ll 1$.

В отсутствие данных для оценки потерь $\Delta\beta$ следует ориен-

тироваться на целесообразный равный вклад в потери составляющих $\Delta\gamma \approx \Delta\beta$. Коэффициент передачи тока базы БПТ определяется по одному из следующих выражений

$$B \approx 1/(2 \cdot \Delta\gamma) \approx 1/(2 \cdot \Delta\beta).$$

Номинальный рабочий ток $I_p = I_c \approx I_e$ определяется допустимой плотностью тока I_0 [А/см²] в областях структуры БПТ и площадью минимального фрагмента структуры, транслирующего рабочий ток. По принципу действия БПТ фрагментом структуры с минимальной площадью является эмиттер, и поэтому рабочий ток I_p может быть определен по формуле

$$I_p = S_e \cdot I_0,$$

где S_e [см²] — площадь эмиттера БПТ.

Для выбора максимальной плотности тока I_0 в БПТ, соответствующей снижению коэффициента инжекции на величину $\alpha_1 \leq (0.1—0.2)$, применяются соотношения

$$I_0 \leq \alpha_1 \cdot F_t \cdot \sigma_a / W_{bn},$$

в которых σ_a есть усреднённая проводимость активного базового слоя, а $R_{\square a}$ есть его поверхностное сопротивление. В структуре БПТ с эпитаксиальным слоем базы усреднённые проводимости активной и пассивной областей базового слоя сравнимы и плотность тока I_0 может быть оценена по выражению

$$I_0 \leq \alpha_1 \cdot F_t / (R_{\square b} \cdot X_{cbn} \cdot W_{bn}).$$

Допустимая длина эмиттера L_e , вследствие относительного снижения плотности тока по длине эмиттера на величину $\alpha_2 \leq (0.1—0.2)$, определяется по формуле

$$L_e \leq \sqrt{[3 \cdot \alpha_2 \cdot B \cdot F_t / (I_0 \cdot R_{\square a})]}.$$

Значение L_e может быть принято больше рассчитанной величины снижением допустимой плотности тока и соответственно рабочего тока транзистора или с учётом снижения эффективности эмиттера как инжектора и снижения усиления прибора.

При известной площади эмиттера S_e значение ширины эмиттера B_e определяется по формуле

$$B_e \geq S_e / L_e,$$

но, как и длина эмиттера, максимальный размер ширины контакта к эмиттеру не должен превышать значение

$$B_{ke} \leq 3 \cdot \alpha_3 \cdot F_t \cdot L_{ke} / (I_p \cdot R_{\Pi}),$$

где B_{ke} , L_{ke} — соответственно ширина и длина контактного ок-

на к эмиттеру;

R_p — удельное поверхностное сопротивление контактной металлизации к эмиттеру;

I_p — расчётный ток эмиттера БПТ.

Ширина и длина контактного окна к эмиттеру выбираются или оцениваются с учетом технологических ограничений

$$L_{\min} \leq L_{ke} = L_e - 2 \cdot d_1 = L_e - 2 \cdot \Delta_3,$$

$$L_{\min} \leq B_{ke} = B_e - 2 \cdot d_1 = B_e - 2 \cdot \Delta_3.$$

Если неравенства не выполняются, то из них определяются, при заданных L_{ke} , B_{ke} , Δ_3 , значения длины и ширины эмиттера и корректируется в сторону снижения плотность тока в эмиттере с обеспечением нормы по длине эмиттера.

Максимально допустимый размер B_{ke} , при выбранной предварительно плотности тока, известном поверхностном сопротивлении соединений и контактов, определяется через длину эмиттера и контакта к нему по формуле

$$B_{ke} \leq \sqrt{[3 \cdot \alpha_3 \cdot F_t \cdot L_{ke} / (I_o \cdot R_p \cdot L_e)]},$$

в которой $\alpha_3 \leq (0.1—0.2)$ есть допустимое относительное снижение плотности тока по измерению B_{ke} .

Размеры всех зазоров между топологическими границами на поверхности в выполнении задания принимаются равными $\Delta_3 = 2$ мкм.

Габаритные размеры БПТ определяются не только размерами топологических конфигураций на поверхности кристалла, но зависят от толщины и формы поверхности слоя в глубине кристалла. Профиль боковой поверхности объёмной области БПТ зависит от толщины слоя и технологического способа разделения слоя на «функциональные островки».

Применение диффузии для изоляции элементов ИМС сопровождается образованием «радиальных» боковых поверхностей. По отношению к формируемому элементу локальная диффузия может проводиться со стороны элемента или извне. В первом случае диффузию можно определить как *разделительную внутреннюю*, во втором — как *разделительную внешнюю*.

Внешняя разделительная диффузия проводится для изоляции элементов формируемых в эпитаксиальных слоях структур. Различие топологических и габаритных размеров иллюстрирует-

ся рисунком 3.2.1 а, б, где приведены поперечные сечения слоя элемента для внутренней диффузии в слой (см. рис. 3.21, а) и для внешней — на рисунке 3.2.1, б.

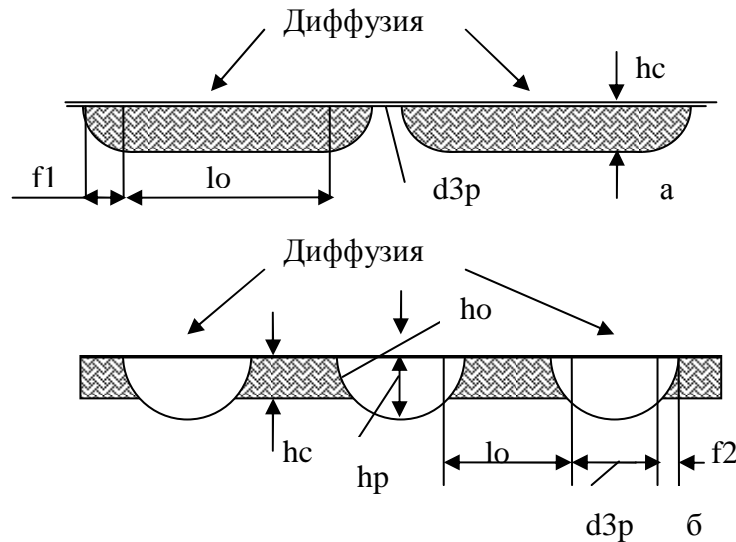


Рисунок 3.2.1

На рисунке 3.2.1 обозначены:

h_c — толщина слоя;

h_p — глубина разделительной диффузии ($h_p > (1,1 - 1,2) \cdot h_c$) в ЭПС-слое;

$f_1 = h_c$ — при внутренней диффузии (размеры на поверхности элемента соответствуют габаритным);

$$f_2 = h_p \cdot (1 - \sqrt{1 - (h_c/h_p)^2});$$

l_o — линейный размер донной поверхности элемента:
– для внутренней диффузии

$$l_o = l_p - 2 \cdot f_1 < l_p$$

и, следовательно, габаритные размеры не превышают топологические на поверхности (l_p),

– для внешней диффузии

$$l_o = l_p + f_2 > l_p$$

и габаритные размеры превышают топологические на поверхности (l_p), что следует учитывать при решении задач компоновки элементов;

h_o — линейный размер огибающей боковой поверхности оценивается по формулам:

- для внутренней диффузии

$$h_o \approx \pi \cdot h_c / 2,$$

- для внешней диффузии

$$h_o \approx h_p \cdot \arcsin(h_c / h_p);$$

d_{3p} — защитный зазор между смежными элементами (учитывается при решении задач компоновки элементов) оценивается по соотношениям;

- для внутренней диффузии

$$d_{3p} \geq 2 \cdot \Delta L + W_{pmax} + 2 \cdot h_d,$$

- для внешней диффузии

$$d_{3p} \geq 2 \cdot (h_p - f_2) + 2 \cdot h_p + 2 \cdot \Delta L + W_{pmax},$$

т.е. существенно превосходит этот размер для разделения элементов внутренней диффузией.

В приведенных формулах W_{pmax} есть ширина p-n-перехода при максимальном обратном напряжении.

В качестве примера на рисунке 3.2.2 изображен топологический эскиз БПТ при структуре с коллекторной изолирующей диффузией (ЭПСБ-структура с изоляцией p-n-переходами).

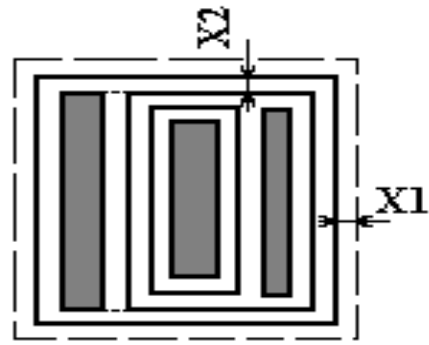
Для этой же структуры при комбинированной изоляции V-каналами, образованными анизотропным травлением кремния (с последующим окислением), защитный зазор X_1 между смежными элементами определяется глубиной V-канала d

$$X_1 = (\sqrt{2}) \cdot d / 2,$$

где глубина канала d должна соответствовать выполнению условия

$$d > (1,1 - 1,2) \cdot h_c.$$

При разделении карманов БПТ диэлектрическим V-каналом внутренняя граница защитного зазора X_1 совпадает с внешними границами контактной металлизации к электродным областям коллектора, базы, эмиттера.



$$X_1 = \Delta z / 2; X_2 = 3,2 \cdot X_{cb}$$

Рисунок 3.2.2

3.3 Контрольная работа № 1 (второй семестр). Проектирование ИМС

3.3.1 Введение

Предлагается выполнить один из двадцати вариантов контрольной работы, посвящённой разнообразным задачам оценки параметров структур, параметров топологических конфигураций приборов, параметров и размеров конструкций микросхем. В подразделах 3.3.2—3.3.14 приведен пояснительный материал и расчётные соотношения, достаточные для решения задач вариантов контрольной работы № 1. Методические материалы расположены в последовательности, аналогичной расположению вариантов контрольных заданий.

По контрольной работе № 1 предусматривается программный (компьютерный) контроль правильности ответа попаданием в согласованный диапазон значений ответов. Неправильным считается решение со значением параметра, не попадающим в диапазон значений ответа. Для получения зачёта по работе необходимо правильно решить не менее 80 % из числа задач варианта. Непредоставление ответа на любую из задач варианта рассматривается как неисполнение всего варианта задания.

3.3.2 Транзисторы МДП ИС и расчётные соотношения

Обобщённой формой представления функциональных свойств транзисторов со структурой МДП являются его параметры. Для применения транзисторов в цифровых устройствах определяющими являются:

- рабочие напряжения затвора U_z и стока, U_c ;
- рабочий ток стока, I_c ;
- крутизна, S ;
- полное (с учётом сопротивления контактов) сопротивление канала на крутом участке ВАХ, R_k ;
- пороговое напряжение, U_0 ;
- время переключения, $t_{пер}$.

Рабочие напряжения для транзистора МДП при известной критической напряжённости электрического поля ограничивают верхний предел легирования подложки и допустимую толщину

затворного диэлектрика. Рабочее напряжение затворной цепи при выбранном материале и толщине затворного диэлектрика определяется из формулы (2.16) первого раздела учебного пособия. Аналогично рабочие напряжения истоковой и стоковой цепей относительно подложки определяются с применением формул (2.12.17) — (2.12.19) того же раздела учебного пособия.

Рабочий ток стока транзистора МДП определяется параметрами материалов, выбранными размерами, напряжениями на электродах и должен удовлетворять эксплуатационным требованиям. На пологой области ВАХ значение тока стока определяется по формуле

$$I_c = S_0 \cdot (U_{зи} - U_0)^2,$$

где $S_0 = 0,5 \cdot \mu \cdot C_{з0} \cdot V_k / L_k$ [А/В²] — удельная крутизна транзистора; μ , $C_{з0}$, V_k , L_k — подвижность носителей в канале, удельная ёмкость затвора, ширина канала, длина канала соответственно.

Значение тока стока выбирается наиболее значимое из двух значений:

$$I_c \leq U^0_{\text{доп}} / R_k$$

по допустимому остаточному напряжению на открытом транзисторе U^0 ,

$$I_c \leq P_{\text{доп}} / (U_c^1 - U_c^0) / 4 \cdot Q,$$

по мощности рассеяния. В приведенных формулах применены обозначения:

R_k — сопротивление канала транзистора на крутом участке выходных ВАХ;

Q — скважность процесса переключения;

$P_{\text{доп}}$ — допустимая мощность рассеяния (в расчёте на один вентиль).

Для микроамперного диапазона токов стока приведенные ограничения могут быть слабыми, и определяющими будут технологические ограничения по воспроизведению форм и размеров транзистора.

Крутизна ВАХ транзистора характеризует усилительные свойства в соответствии со следующей формой определения

$$S_1 = dI_c / dU_z = \mu \cdot C_{з0} \cdot V_k \cdot U_c / L_k, \quad (3.1)$$

при $U_z > U_0$ и $0 < (U_c = \text{const}) < U_{\text{нас}} = (U_z - U_0)$, и

$$S_2 = dI_c / dU_z = [\mu \cdot C_{з0} \cdot V_k / L_k] \cdot (U_z - U_0) = 2 \cdot S_0 \cdot (U_z - U_0), \quad (3.2)$$

при $U_3 > U_0$ и $U_c = \text{const} > U_{\text{снас}}$. Зависимость крутизны от параметров затворного диэлектрика определяется через их влияние на удельную ёмкость C_{30} и пороговое напряжение U_0 . В связи с ограничением верхнего значения U_3 по критерию электрической прочности для повышения усиления (повышения крутизны S) необходимо снижать значение U_0 транзистора. Нижняя граница значений U_0 определяется требуемым запасом статической помехозащищённости $\Delta U = (U_0 - U^0) \geq (0,3 - 0,5) \text{ В}$. В микромошных вентилях целесообразно обеспечивать пороговые напряжения $(0,3 \leq U_0 \leq 1,5) \text{ В}$.

Сопротивление канала открытого транзистора R_k определяется как дифференциальный параметр следующего вида

$$R_k = 1/(dI_c/dU_c) = [2 \cdot S_0 \cdot (U_3 - U_0) \cdot (1 - U_c/U_{\text{снас}})]^{-1}$$

в области $U_c < U_{\text{снас}}$ при $U_3 = \text{const}$. Дифференциальное сопротивление канала минимально при $(U_c/U_{\text{снас}}) \rightarrow 0$ и максимально при $(U_c/U_{\text{снас}}) \rightarrow 1$. Для снижения сопротивления канала при прочих равных условиях необходимо понижать пороговое напряжение.

На пологом участке ВАХ дифференциальное сопротивление канала обычно оценивается по результатам обработки экспериментальных стоковых ВАХ с применением экстраполяции следующего вида

$$R'_k = \Delta U_c / \Delta I_c,$$

где ΔU_c , ΔI_c — соответствующие взаимные приращения напряжения и тока стока, снятые по стоковой ВАХ при $U_3 = U_{31} = \text{const}$.

Пороговое напряжение транзистора МДП определяется по выражениям следующего вида:

- для подложки n-типа (канал p-типа)

$$U_0 = - |F_{\text{мп}}| - (Q_s/C_{30} + Q_p/C_{30} + 2 \cdot |F_{\text{ф}}|); \quad (3.3)$$

- для подложки p-типа (канал n-типа)

$$U_0 = -F_{\text{мп}} - Q_s/C_{30} + (Q_p/C_{30} + 2 \cdot |F_{\text{ф}}|). \quad (3.4)$$

В формулах (3.7), (3.8) приняты обозначения:

$F_{\text{мп}}$ — контактная разность потенциалов материала затвора и полупроводниковой пластины до образования индуцированного канала, определяемая по формуле

$$F_{\text{мп}} = F_m - F_p \pm |F_{\text{ф}}|,$$

где F_m , F_p — работа выхода электронов из материала затвора и материала подложки (для чистого кремния $F_p = 4,7$ эВ);

$F_\phi = F_t \cdot \ln(N/n_i)$ — потенциал смещения уровня Ферми относительно середины запрещённой зоны (химический потенциал легированной подложки) со знаком «+» для подложки n-типа и знаком минус для подложки p-типа;

Q_s [Кл/см⁻²] — значение и знак плотности встроенного поверхностного заряда на границе раздела «диэлектрик — полупроводник» зависят от вещества и ориентации обрабатываемой плоскости кристалла относительно кристаллографических направлений (для кремниевой подложки на границе с диэлектриком SiO₂ встроенный заряд положительный со следующими числовыми значениями для кристаллографических плоскостей:

$$\langle 111 \rangle Q_s \approx 8 \cdot 10^{-8}, \langle 110 \rangle Q_s \approx 3 \cdot 10^{-8}, \langle 100 \rangle Q_s \approx 1,5 \cdot 10^{-8};$$

$Q_p = 2\sqrt{(q \cdot \epsilon_p \cdot N \cdot F_\phi)}$ [Кл/см²] — плотность пространственного в изолирующем канале переходе;

ϵ_p — абсолютная диэлектрическая проницаемость кристалла;

U_0 [В] — пороговое напряжение со знаком правой части выражений (3.7), (3.8).

Работа выхода электронов из ряда чистых материалов приведена в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Материал	Mo	Ca	Ni	Ag	Al	Cu	Ba	Au	Pt	Si	Ge
ϕ_0 , эВ	4,3	2,8	4,5	4,3	4,25	4,4	2,49	4,3	5,32	4,7	4,8

С целью обеспечения совместимости материалов затвора с подложкой в качестве проводящего слоя затвора применяется поликристаллический кремний с регулируемым в процессе производства уровнем легирования. Для транзисторов с каналом p-типа в качестве затворного проводника применяется легированный до вырождения p-поликремний, что позволяет получить $F_{mp} = 0,55 + |F_\phi|$ и, соответственно, для n-канальной структуры применяется n-поликремний, обеспечивающий

$$F_{mp} = -0,55 - |F_\phi|.$$

Заданиями контрольной работы № 3 не предусмотрено определение быстродействия транзисторов МДП. Быстродействие далее оценивается применительно в варианте задания, посвящённом вентилям МДП БИС.

3.3.3 Резисторы ГИС без элементов коррекции сопротивления

Функциональными параметрами плёночных конструкций резисторов как элементов электрических схем являются:

- номинальное сопротивление резистора, R ;
- допустимое отклонение сопротивления резистора, dR ;
- допустимое эксплуатационное отклонение сопротивления, $dRэ$;
- допустимая мощность рассеяния, P
- верхняя граничная частота резистора $f_{гр}$ или полная ёмкость C_p .

Плёночные резисторы обретают определённую специфику, связанную с плёночной технологией исполнения. Специфичность проявляется:

- в отсутствии ограничений на рабочие напряжения, кроме связанных с допустимой величиной мощности рассеяния резисторов;
- в относительно низкой теплопроводности несущих диэлектрических подложек, обуславливающей потребность учёта влияния мощности резистора в индивидуальном порядке;
- в формах конструкций контактных областей к резистору;
- в возможности и доступности корректировки сопротивления резисторов после формирования топологических конфигураций;
- в «размытости» ёмкостных эффектов конструкции плёночных резисторов;
- в «технологических ограничениях» на форму и размеры резисторов в связи с возможностями трафаретных технологий формообразования топологических конфигураций.

К проектированию резисторов (одного или массива) форми-

руются три группы исходных ограничений:

- на параметры функционального назначения резисторов;
- допусковые ограничения технологии производства резисторов;
- допусковые отклонения параметров в процессе эксплуатации резисторов.

Согласование названных ограничений реализуется по информационным документам, регламентирующим производство, контроль, приёмку и последующую эксплуатацию изделий.

Последняя группа ограничений учитывается рациональным выбором материалов конструкций и мерами по стабилизации свойств конструкции в процессе ее проектирования, производства и эксплуатации. Для рационального выбора материалов необходим справочный материал по совокупности определяющих параметров, а по мерам стабилизации свойств необходим плохo формализуемый опыт работы. Определяющими параметрами материалов для перечисленных функциональных параметров резисторов являются:

- сопротивление квадрата плёнки R_{\square} , Ом;
- удельная мощность рассеяния $R_{уд}$, Вт/см²;
- удельное переходное сопротивление контактной пары «резистивная плёнка — проводник» R_0 , Ом·см²;
- диэлектрическая проницаемость материала платы $\epsilon_{п}$;
- диэлектрические потери материала платы $tg\delta$;
- удельное объёмное сопротивление материала платы ρ , Ом·см.

Проектные расчёты опираются на учёт трёх первых из названных параметров материалов. Три последних параметра учитываются в предельных оценках. Точный их учёт затруднён и характеризуется значительной неопределённостью.

При выборе форм и размеров конструкций резисторов учёту подлежат следующие технологические ограничения:

- относительное производственное отклонение удельного поверхностного сопротивления δR_{\square} ;
- абсолютная погрешность линейного размера ΔL , Δb по одной стороне топологического фрагмента;

- абсолютная погрешность совмещения ($\Delta_{\text{совм}}$) топологических элементов в смежных слоях;
- допустимые формы и отношения размеров.

Простейшая полосковая конструкция резистора, изображённая на рисунке 3.3.1, состоит из резистивной плёнки (1) и контактных площадок (2).

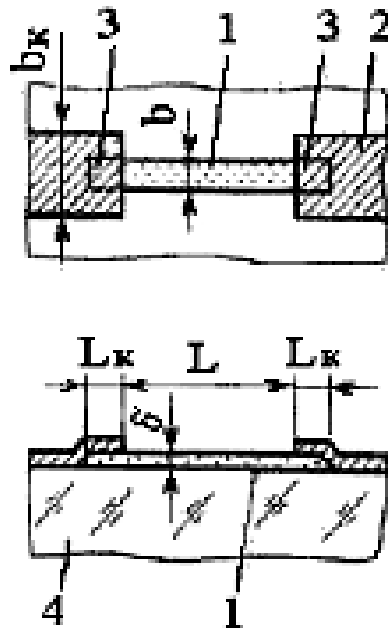


Рисунок 3.3.1

Оба конца резистивной плёнки на участке L_k (3) перекрыты контактными проводниковыми площадками. Размеры L и b являются длиной и шириной резистора соответственно. Расширение контактной площадки b_k и перекрытие резистивной полосы L_k по длине функционально необходимы для исключения завышения сопротивления контактных переходов при производственных отклонениях размеров плёночных областей. Переход к изогнутым и составным конфигурациям резисторов может потребоваться при необходимости рационализации компоновки топологических фрагментов в монтажном пространстве платы.

Технологические ограничения по формированию размеров топологических конфигураций резисторов для разных технологических методов приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 — Технологические ограничения методов формирования элементов топологии плёночных и гибридных ИМС

Наименование параметра	Ограничения технологического метода формирования топологии					
	М	Ф	МФ	ЭИ	ТА	ТП
Абсолютная погрешность линейных размеров длины и ширины элементов одного слоя, $2\Delta L$, $2\Delta b$, мкм	± 10	± 10	± 10	± 10	± 10	± 100
Минимально-допустимый технологический размер в одном слое L_{\min} , b_{\min} , мкм	100	50	100	150	50	800
Максимальное отношение размеров полосы L / b	10	100	30	100	100	100
Перекрытие для совмещения элементов топологии разных слоёв, ΔC , мкм	200	100	200	100	100	400
Минимальная ширина проводника, b_{\min}	100	50	100	100	100	800
Обозначения метода: М — масочный; Ф — фотолитографический; МФ — масочно-фотолитографический; ЭИ — электронно-ионный; ТА — танталовая технология; ТП — толстоплёночная технология						

Погрешность линейных размеров и связанный с ней пропорциональной зависимостью минимально-допустимый технологический размер учитываются в расчётах размеров резисторов по заданной точности. Технологическое перекрытие разных технологических слоёв позволяет исключить влияние погрешности смещения одних слоёв относительно других. При этом увеличиваются топологические размеры резисторов, но исключается возможное изменение сопротивления. По табличным значениям абсолютной погрешности Δb и перекрытию ΔC определяется абсолютная погрешность совмещения слоёв $\Delta C_{\text{совм}}$ с учётом равенства

$$\Delta C \geq 2 \cdot (\Delta C_{\text{совм}} + \Delta b).$$

Так, для масочной технологии по значениям таблицы 3.2 погрешность совмещения составляет 40 мкм.

Применение половинных погрешностей совмещения $\Delta C_{\text{совм}}$ и линейных размеров Δb позволяет контролировать погрешности формирования на любом из краёв топологического элемента.

Погрешность исполнения толщины плёнки и искажение электрофизических свойств материала вследствие неоднородности состава плёнки определяют суммарную относительную по-

грешность δR_{\square} удельного поверхностного сопротивления. Погрешность δR_{\square} учитывается в расчётах резисторов по заданной точности. Относительные погрешности поверхностного сопротивления для выбранного материала, применяемого для диапазона значений R_{\square} , повышаются с увеличением устанавливаемого значения R_{\square} .

Для тонкоплёночных конструкций резисторов значение погрешности δR_{\square} составляет (2—5) %, тогда как для толстоплёночных исполнений значение погрешности δR_{\square} достигает (30—50) %. Погрешность сопротивления резисторов (5—20) % для многих применений является приемлемой, тогда как значения (30—50) % в большинстве случаев не допускаются. Поэтому тонкоплёночные резисторы могут быть исполнены и применены как без корректировки (подгонки), так и с корректировкой сопротивления. Толстоплёночные конструкции резисторов применяются преимущественно с подгонкой сопротивления.

Основанием к исполнению резисторов с подгонкой сопротивления и соответственно усложнению конструкции и процесса производства являются:

- превышение производственным отклонением δR_{\square} заданного допуска на сопротивление резистора;
- недопустимо завышенные размеры резистора при близости значений δR_{\square} и заданного допуска на сопротивление резистора.

Условие физической реализуемости резистора без корректировки сопротивления определяется неравенством

$$(\delta R_{\Pi} - \delta R_{\square}) > 0.$$

Проектный вариант конструкции тонкоплёночного резистора без корректировки сопротивления изображён на рисунке 3.3.1. В результате проектных расчётов определяются длина L и ширина резистора b , ширина контактных площадок B_k и перекрытие L_k контактных площадок и резистивной полосы. Проектирование резисторов основывается на согласовании четырёх критериев выбора названных размеров:

- сопротивление резистора должно соответствовать номиналу, R ;
- сопротивление должно соответствовать рассеиваемой мощности, P ;

– производственная погрешность сопротивления δR_{Π} не должна превосходить заданное значение допуска сопротивления резистора δR_{Σ} ;

– размеры резистора должны быть не менее технологически реализуемых, L_{\min} .

При $K_{\Phi} = R/R_{\square} \geq 1$ размеры резистора определить по формулам

$$b_T \geq \{ \Delta b \cdot [(R/R_{\square}) + 1] + (3/R) \cdot \sqrt{(R_{\text{ко}} \cdot R_{\square})} \} / (\delta R_{\Pi} - \delta R_{\square}); \quad (3.5)$$

$$L_T = K_{\Phi} \cdot b_T; \quad (3.5a)$$

$$(\delta R_{\Sigma} - \delta R_{\Sigma}) \geq \delta R_{\Pi} = \delta L + \delta b + \delta R_{\square} + \delta R_{\text{к}}; \quad (3.5б)$$

$$\delta R_{\text{к}} = 2R_{\text{к}}/R; \quad (3.5в)$$

$$R_{\text{к}} = (1,5/b) \sqrt{(R_{\square} R_0)}; \quad (3.5г)$$

$$L_{\text{к}} \approx (1,5 \sqrt{(R_0/R_{\square})}); \quad (3.5д)$$

по критерию точности

$$b_p \geq \sqrt{[P \cdot R_{\square} / (P_0 \cdot R)]}; \quad (3.6)$$

$$L_p = K_{\Phi} \cdot b_p; \quad (3.6a)$$

по критерию мощности рассеяния резистора.

В формулах (3.5)—(3.6a) введены обозначения:

K_{Φ} — коэффициент формы резистора;

δR_{Σ} — суммарная погрешность сопротивления резистора, определяемая изменением температуры и временным старением;

δL , δb , δR_{\square} , $\delta R_{\text{к}}$ — относительные погрешности длины и ширины резистора, погрешность поверхностного сопротивления R_{\square} и погрешность, вносимая сопротивлениями контактных переходов.

Из полученных расчётных значений размеров L , b принимается больший из определяющих размеров в соответствии с неравенствами

$$b > \max \{ b_p, b_T, b_{\text{техн}} \}, \quad (3.7)$$

при $K_{\Phi} > 1$ и

$$L > \max \{ L_p, L_T, L_{\text{техн}} \}. \quad (3.7a)$$

Размеры $L_{\text{техн}}$, $b_{\text{техн}}$ рассматриваются как технологически минимально допустимые (см. табл. 4.9 пособия).

Ширина контактной площадки $V_{\text{к}}$ и перекрытие её с резистивной полосой определяется по соотношениям

$$V_{\text{к}} \geq (b + 2\Delta C), \quad (3.8)$$

$$L_{\Pi} \geq (L_{\kappa} + \Delta C). \quad (3.9)$$

Выбором сопротивления R_{\square} минимизируется площадь резистора и окружающей его защитной зоны при $K_{\phi} = 1$. Для массива резисторов с разными сопротивлениями выбор поверхностного сопротивления в диапазоне значений $\{R_{\min} \dots R_{\max}\}$ по неравенству

$$R_{\min} < R_{\square} < R_{\max}$$

позволяет уменьшить занимаемую резисторами общую площадь. Определённое приближение к минимальной площади, занимаемой N резисторами, достигается при выборе R_{\square} по формуле

$$R_{\square \text{ опт}} = \sqrt{\sum_1^n R_i / \sum_1^n 1/R_i}, \quad (3.10)$$

в которой R_i — значения сопротивлений резисторов массива.

3.3.4 Соединения и контакты ИС

Минимальная ширина плёнок шины металлизации (при заданной ее толщине) определяется допустимой плотностью тока $(2,0—2,5) \cdot 10^5$ А /см² или технологическими ограничениями на размеры. Коммутационные проводники вносят в исполняемые микроэлектронные устройства не предусмотренные (паразитные) элементы: активное сопротивление (сопротивление потерь), емкости и индуктивности. Активные сопротивления металлизированных шин определяются удельным сопротивлением материала и увеличиваются на переменном токе вследствие влияния вихревых токов (проявление поверхностного эффекта в проводниках). Толщина слоя коммутационных шин не превышает (1—1,5) мкм и имеет удельное поверхностное сопротивление слоя R_{\square} порядка (0,05—0,5) Ом. Поверхностное сопротивление R_{\square} вследствие неоднородности тонких плёнок в (2—3) раза превышает значение, получаемое по объёмному удельному сопротивлению согласно данным таблицы 3.3.

Таблица 3.3

Металл	Cu	Ag	Au	Al	Cr	W	Ni	Pt	Ta
$\rho_{\text{Me}}/\rho_{\text{Cu}}$	1	0,94	1,3	1,6	1,8	3,2	4,1	5,9	10

Примечание. Нормированные по удельному сопротивлению меди ($\rho_{Cu} = 1,7 \cdot 10^{-6}$ Ом·см) удельные сопротивления ряда материалов ρ_{Me} , применяемых для выполнения коммутационных проводящих плёнок, приведены в таблице 3.3.

На повышенных частотах проявляется так называемый поверхностный эффект, и толщина слоя в проводнике, на которой плотность тока снижается $e = 2,71$ раз по сравнению с поверхностью, определяется по выражению

$$dc \approx \sqrt{\rho_{Me} / \omega \cdot \mu \cdot \mu_0}, \quad (3.11)$$

где ρ_m — удельное объёмное сопротивление проводника в соответствии с таблицей 3.3, Ом·см;

ω — рабочая частота, рад/с;

$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}$ Гн/см — магнитная проницаемость вакуума;

$\mu \approx 1$ — относительная магнитная проницаемость полупроводника.

Увеличение погонного (на единицу длины) сопротивления потерь $\Delta R_{п}$ коммутационного проводника шириной b с учетом частотного влияния может быть оценено по формуле

$$\Delta R_{п} = (\sqrt{0,5 \cdot \rho_{Me} \cdot \omega \cdot \mu \cdot \mu_0}) / b. \quad (3.12)$$

Погонная (на единицу длины) емкость плёночного проводника ($C_{п}$) на несущий полупроводниковый слой кристалла определяется по формуле

$$C_{п} = \varepsilon_{эф} \cdot b / d_{и}. \quad (3.13)$$

Для композиции диэлектрических слоев с отличающимися значениями $\varepsilon_{и}$, $d_{и}$ в формулу (3.13) подставляется эффективное значение $\varepsilon_{эф}$ диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon_{эф} = \varepsilon_{и1} \cdot \varepsilon_{и2} \cdot (d_{и1} + d_{и2}) / (\varepsilon_{и1} \cdot d_{и2} + \varepsilon_{и2} \cdot d_{и1}). \quad (3.14)$$

Погонная (на единицу длины) индуктивность $L_{п}$ плёночного проводника определяется по формуле

$$L_{п} \approx \mu \cdot \mu_0 \cdot d_{и} / b. \quad (3.15)$$

Влияние вихревых токов следует учитывать на частотах сотни МГц. Паразитную емкость необходимо учитывать на любых частотах. Роль паразитной индуктивности обычно мала.

Ширина проводных соединений должна удовлетворять следующим требованиям:

- соответствовать технологическим нормам по минимально

допустимым размерам:

- соответствовать тепловому режиму эксплуатации соединения на постоянном и, если требуется, на переменном токе;
- соответствовать требованиям ограничения на вносимые паразитные параметры.

Технологические нормы на ширину проводника либо оцениваются через технологические погрешности исполнения (и со- вмещения в многослойных структурах) линейных границ про- водника, либо устанавливаются как нормированное минимальное значение $L_{\text{мин}}$.

Соответствие соединительных проводников по тепловому режиму обеспечивается выбором ширины проводника b либо по известному коммутируемому току I , допустимой плотности тока I_0 при известной толщине проводящего слоя h по формуле

$$b \geq I / (h \cdot I_0),$$

либо выбором ширины проводника b по известному коммути- руемому току I допустимой удельной мощности $R_{\text{уд}}$ при извест- ном поверхностном сопротивлении проводника R_{\square} по формуле

$$b \geq I \cdot \sqrt{R_{\square} / R_{\text{уд}}}.$$

Соответствие коммутационного проводника по сопротивле- нию обеспечивается выбором ширины проводника из неравенства

$$L \cdot [R_{\text{п}} + \Delta R_{\text{п}}] \leq R_{\text{доп}},$$

где L — длина проводника, определяемая для известной тополо- гической разводки;

$R_{\text{п}}$ — погонное сопротивление проводника на постоянном токе;

$\Delta R_{\text{п}}$ — погонная частотная поправка на сопротивление про- водника;

$R_{\text{доп}}$ — допустимое сопротивление коммутационного про- водника на частоте ω .

Для постоянного тока приведенное неравенство представля- ется в виде

$$R_{\text{п}} = L \cdot R_{\square} / b \leq R_{\text{доп}}.$$

Влияние паразитных параметров $R_{\text{п}}$ и $S_{\text{п}}$ можно характери- зовать граничной частотой $f_{\text{гр}}$, на которой амплитуда сигнала, передаваемого по шине металлизации, ослабляется до 0,707 ис- ходного значения. В предположении допустимости неравенства

$R_{п} \ll R_{н}$ ($R_{н}$ — сопротивление нагрузки соединения) граничную частоту $F_{гр}$, при однослойной металлизации и длине коммутационного проводника L , можно оценить по формуле

$$F_{гр} = 1/2 \cdot \pi \cdot R_{п} \cdot C_{п} \cdot L^2 = di / [L^2 \cdot \epsilon_{и} \cdot \epsilon_{о} \cdot (R_{п} + \sqrt{0,5 \cdot \rho_{Ме} \cdot \omega \cdot \mu \cdot \mu_{о}})].$$

3.3.5 Ёмкости элементов плоских конструкций ИС

Инженерный расчет емкости [пФ] между параллельными проводниками длины L [см] ряда топологических исполнений проводится по формуле

$$C1 = 0,0885 \cdot \epsilon_{эф} \cdot C_{г} \cdot L, \quad (3.16)$$

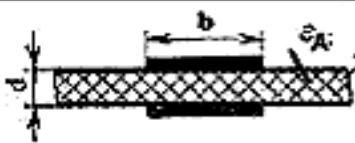
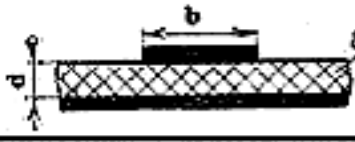
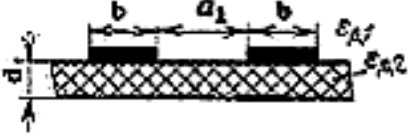
где $\epsilon_{эф} \approx 0,3 + 0,7 \cdot \epsilon_{д}$ — упрощенное представление эффективной относительной диэлектрической проницаемости окружающей проводники среды (воздух с $\epsilon \approx 1$ и диэлектрик платы с $\epsilon \approx \epsilon_{д}$;

$C_{г}$ — коэффициент, определяемый геометрическими размерами и взаимным расположением проводников по таблице 3.4.

В таблице 3.4 представлены выражения для расчета $C_{г}$ наиболее употребительных конфигураций проводников при $\epsilon_{д} \gg 1$. Здесь K и K' — полные эллиптические интегралы модулей k и $k' = (1 - k^2)^{1/2}$. Значения эллиптических интегралов определяются по таблицам, например из [3].

Для расчёта ёмкости между пересекающимися проводниками применяются расчётные формулы плёночного конденсатора с двумя обкладками.

Таблица 3.4

Структура	Расчетная формула
	$C_{г1} = K/K', k = \text{th}(\pi b/4d)$
	$C_{г2} = 2 C_{г1}$
	$C_{г3} = 0,5 \frac{K'}{K}, k = \frac{\text{th}(\pi a_1/4d)}{\text{th}[\pi (a_1 + 2b)/4d]}$

3.3.6 Резисторы ГИС с подгонкой сопротивления

Резисторы выполняются с «дискретной» и «плавной» подгонками сопротивления. Варианты конструкций резисторов с «дискретной» подгонкой (ступенями, сравнимыми с заданным допуском сопротивления) классифицируются по следующим признакам:

- по направлению подгонки: на повышение и на понижение сопротивления;

- по подгоняемому измерению: подгонка по ширине (см. рис. 3.3.2) или по длине (см. рис. 3.3.3);

- по размеру шага подгонки: с постоянным или переменным шагом подгонки (см. рис. 3.3.4).

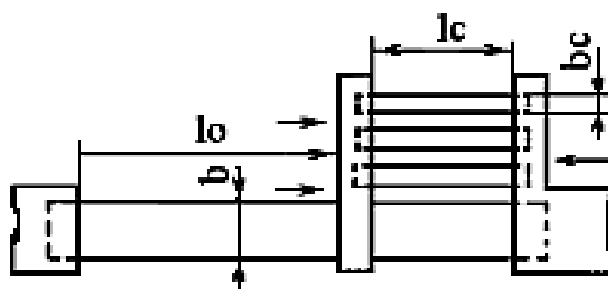


Рисунок 3.3.2

Подгонку разрушением плёночных перемычек удобно осуществлять, так как инструменты разрушения более доступны, но требуется очистка плат после подгонки. Наоборот, приварка или пайка перемычек меняет места достоинства и недостатки предыдущей конструкции.

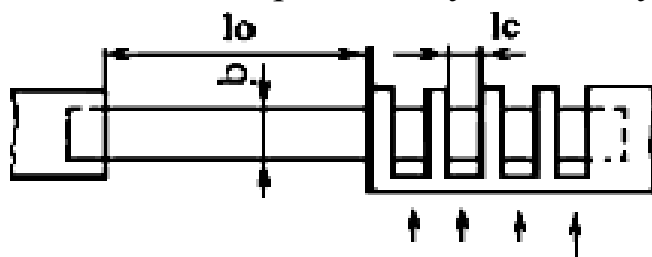


Рисунок 3.3.3

При числе ступеней подгонки более четырёх целесообразно применять подгонку с переменным двоично-взвешенным шагом (см. рис. 3.3.4).

Подгонка удалением перемычек по длине или ширине обеспечивает подгонку на повышение сопротивления резисторов.

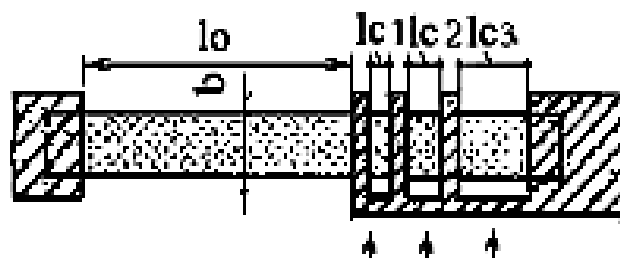


Рисунок 3.3.4

Дискретная подгонка сопротивлений применяется в условиях мелкосерийного и индивидуального производства тонкопленочных конструкций ИМС частного применения при

шаге подгонки сопротивления, в 3—5 раз превышающем сопротивление контактного перехода между резистивным слоем и металлом переемычки. В толстоплёночных конструкциях, вследствие значительного сопротивления секций дискретной подгонки и повышенных габаритов конструкций элементов дискретной подгонки, предпочтительна «плавающая» подгонка сопротивлений резисторов.

Расчётные отношения выбора размеров L_0 , b , L_k , L_p , V_k основываются на следующих положениях:

- к проектированию материал плёнки выбран, сопротивление R_{\square} , R_0 определены и определено значение P_0 , заданы номинальное сопротивление резистора R и его относительный допуск δR_3 ;

- ширина резистивной полосы b определяется по критерию рассеиваемой мощности P для заданного номинального значения сопротивления резистора R ;

- определяются размеры и производственная погрешность $\delta R_{п}$ сопротивления неподгоняемого резистора по известным значениям R , b , δR_{\square} , R_k ;

- определяется расчётное значение сопротивления неподгоняемой части резистивной полосы R_n по формуле

$$R_n = R \cdot (1 - \delta R_{п});$$

- определяется длина неподгоняемой части резистивной полосы L_0 по формуле $L_0 = b \cdot R_n / R_{\square}$;

- определяется сопротивление секции подгонки

$$R_c = 2 \cdot R \cdot \delta R_3;$$

- определяется длина секции подгонки $L_c = b \cdot R_c / R_{\square}$;

- определяется число секций подгонки $n = \delta R_{п} / \delta R_3$;

- определяется длина проводящей переемычки на секциях подгонки $L_p = 3 \cdot \sqrt{(R_0 / R_{\square})}$.

Полученное число секций округляется в сторону завышения до целого значения.

Для переменного двоично-взвешенного шага подгонки число секций подгонки N_b принимается по формуле

$$N_b = \log_2 (\delta R_{п} / \delta R_3)$$

с округлением в сторону завышения до целого. Сопротивление первой наименьшей секции подгонки устанавливается равным

$2 \cdot R \cdot \delta R_3$, а сопротивление каждой последующей секции принимается вдвое большим предыдущего. Соответственно изменяются и длины L_i подгоночных секций.

Вследствие погрешностей исполнения секций достижимая точность дискретной подгонки ограничена. Так, при выборе размеров наименьшей секции подгонки должно быть проверено выполнение условия

$$R_c \geq 2 \cdot [(3/b) \cdot \sqrt{(R_{\square} \cdot R_o)} + R_{\square} \cdot (\Delta b/b) + R_{\square} \cdot (\Delta b/L_c) + R_{\square} \cdot (L_c/b) \cdot \delta R_{\square}].$$

Правая часть приведенного неравенства определяет удвоенную абсолютную погрешность сопротивления одной секции подгонки и имеет минимум при длине секции

$$L_c = \sqrt{(\Delta b \cdot b / \delta R_{\square})},$$

при которой сопротивление секции подгонки определяется по формуле

$$R_c \geq 2 \cdot [(3/b) \cdot \sqrt{(R_{\square} \cdot R_o)} + R_{\square} \cdot (\Delta b/b) + 2 \cdot R_{\square} \cdot \sqrt{(\Delta b \cdot \delta R_{\square} / b)}].$$

Если условие не выполняется, то необходимо увеличить ширину и длину секций подгонки до соответствия неравенству (если это решение не исключается иными ограничениями).

Так как $R_c = 2 \cdot R \cdot \delta R_3$; то для заданной погрешности δR_3 приведенное условие может быть применено:

- к оценке соответствия заданного номинала резистора подгонке сопротивления переключением секций, при неизменной ширине резистивной полосы b ;
- к выбору увеличенных размеров ширины и длины секций подгонки.

Расчётная модель ленточного резистора с «плавной» подгонкой сопротивления (случай, когда на одном шаге подгонки изменение сопротивления много меньше заданного допуска) изображена на рисунке 3.3.5. Вырез, исполняемый при подгонке испарением материала лазерным лучом, ориентирован на начальном участке поперёк резистивной полосы и выполняется на глубину до достижения ширины резистивной полосы b_1 . Изменением плотности тока в

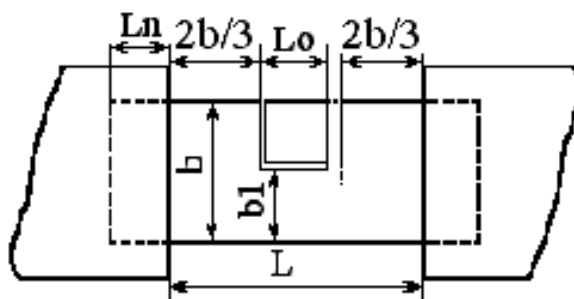


Рисунок 3.3.5

контактах и соответственно изменением сопротивления контактов можно пренебречь, если вырез размещается на расстоянии не менее $(2b/3)$ от контактных площадок. Задачей расчёта резистора является определение размеров, проставленных на рисунке 3.3.7.

К проектированию резистора формируется перечень исходных данных подобно резисторам с дискретной подгонкой. К выбору размеров b , b_1 , L , L_0 топологии резистора применяются либо базовые соотношения раздела 4.3.8 пособия, либо приведенные далее соотношения и рекомендации, основанные на замене нерегулируемых участков трапециевидными моделями.

За минимальный размер b_1 принимается больший из определяемых по формулам

$$b_{1p} \geq \sqrt{[P \cdot (1 + \delta R_{\square}) / (P_0 \cdot A)]}; \quad b_{1\pi} \geq d_{\pi} / 2 \cdot \delta R_3, \quad (3.17)$$

где d_{π} — диаметр «испаряемого пятна материала»;

$b_{1\pi}$ — размер определяется шагом «врезки», равным половине d_{π} ;

b_{1p} — размер определяется мощностью рассеяния и условиями отвода тепла.

В формулах (3.17) для предварительного расчёта размера b_{1p} принимается

$$A = (R / R_{\square}) = K\phi \approx 2 \quad (3.18)$$

и далее, если выполняется условие $b_{1p} \geq b_{1\pi}$, в процессе расчёта итерационно корректируется по необходимости. Иначе в качестве расчётного размера b_1 принимается b_{1p} из формул (3.17). Допущение (3.18) до корректировки размера A является промежуточным в той части расчётных оценок, которая учитывает влияние погрешности сопротивления контактов в резистивной плёнке.

Исследование размерных соотношений в резисторах с корректировкой сопротивления выполнением «врезки» по рисунку 3.3.7 позволяет с погрешностью не более 10 % для определения коэффициента формы получить следующее условие

$$A \geq (0,71 \cdot \alpha + 0,044 \cdot \alpha^2 - 0,67 + 2,5 \cdot \delta b_1) / D, \quad (3.19)$$

где

$$D = [\alpha - \delta b_1 - 3 \sqrt{(R_0 \cdot P_{уд} / R \cdot P)} / (1 + \delta R_{\square}) - 1 / (1 - \delta R_{\square})], \quad (3.20)$$

$$\alpha = b / b_1.$$

Зависимость $A(\alpha)$ при

$$\alpha_{ГР} = [(1 + \delta R_{\square}) / (1 - \delta R_{\square})] + \delta b_1 + 3 \sqrt{(R_0 \cdot P_{уд} / R \cdot P)} \quad (3.21)$$

имеет точку разрыва, а при $\alpha \geq \alpha_{\text{ГР}}$ образует слабо выраженный минимум. Габаритная площадь резистивной полосы вычисляется по формуле

$$S = A \cdot \alpha^2 \cdot b_1^2 \quad (3.22)$$

и имеет ярко выраженный минимум при $\alpha \geq \alpha_{\text{ГР}} + 1 \approx (2,5—3)$.

Представляется целесообразным принять $\alpha = 3$. Отношение A при известных значениях $\delta b_1 = \Delta l / b_1$, δR_{\square} , $\delta R_{\text{к}} = 2R_{\text{к}}/R$, α определяется по неравенству (3.19). Если определяющим для выбора значения b_1 был размер $b_{1\text{р}}$, то по необходимости корректируется с учётом вычисленного значения R_{\square} значение $b_{1\text{р}}$ и уточняется значение A и R_{\square} .

Общая длина резистивной полосы определяется по формуле

$$L = A \cdot \alpha \cdot b_1. \quad (3.23)$$

Перекрытие резистивной полосы металлизацией определяется по формулам (3.8), (3.9).

3.3.7 Конденсаторы ГИМС

Проектными параметрами плёночных конденсаторов являются:

- рабочее напряжение конденсатора $U_{\text{р}}$, В;
- номинальная ёмкость C , пФ;
- допустимое относительное отклонение ёмкости δC ;
- допустимый температурный диапазон ΔT , град;
- временной интервал эксплуатации конденсатора $\Delta T_{\text{в}}$, час;
- допустимые потери (добротность Q) в конденсаторе;
- граничная частота конденсатора $f_{\text{гр}}$, Гц;

К проектированию конденсаторов необходимо подготовить перечень исходных ограничений, в число которых включаются:

- функциональные параметры;
- абсолютные технологические допуски на формирование линейных размеров (ΔL , $\Delta h_{\text{д}}$), совмещение слоёв (ΔC), относительный технологический допуск удельной ёмкости ($\delta C_{\text{уд}}$) или диэлектрической проницаемости $\delta \epsilon_{\text{д}}$;
- ограничения на электрофизические свойства материалов (R_{\square} , $\epsilon_{\text{отн}}$, $\text{tg} \delta$, $E_{\text{кр}}$, ТКЕ , коэффициент старения или интегральный по времени эксплуатации допуск $\delta C_{\text{СТ}}$), доступных в принятой

технологии производства микросхем содержащих конденсаторы.

По рабочему напряжению U_p при площади перекрытия обкладок 5 мм^2 и более определяется необходимая толщина диэлектрика

$$h_d \geq K_3 \cdot U_p / E_{кр}, \quad (3.24)$$

где $K_3 = (2 \div 4)$ — коэффициент запаса принимается в зависимости от условий эксплуатации (чем более жесткие условия, тем большее значение принимает коэффициент).

Толщина диэлектрика находится в пределах от 0,3—0,5 до 1 мкм.

По толщине и диэлектрической проницаемости определяется удельная ёмкость $C_{уд}$

$$C_{уд} = \epsilon_d / h_d. \quad (3.25)$$

По заданной номинальной ёмкости C и значению $C_{уд}$ определяется необходимая площадь S перекрытия обкладок конденсатора

$$S = C / C_{уд}.$$

По верхней рабочей частоте F_p и сопротивлению R_{\square} обкладок рекомендуемой таблицей структуры по формуле (4.41) определяется граничное значение длины в перекрытии обкладок $A_{доп}$. Принимается размер $A \leq A_{доп}$ и определяется необходимая ширина B перекрытия обкладок конденсатора

$$B = S / A. \quad (3.26)$$

Если значение $B < A$, то производится взаимная замена значений размеров A и B с целью снижения сопротивления обкладок и достижения более высокого значения добротности конденсатора.

Относительное проектное отклонение ёмкости конденсатора $\delta C_{пр}$ от номинального значения определяется по значениям длины A , ширины B площади перекрытия обкладок, с учётом технологических погрешностей по формуле

$$\delta C_{пр} = \delta C_{уд} + \delta C_t + \Delta B / B + \Delta L / A + \delta C_{ст}, \quad (3.27)$$

где $\delta C_{уд}$ — погрешность воспроизведения удельной ёмкости (составляет 5—10 %);

$\delta C_t = \alpha_c \cdot \Delta T$ — температурная погрешность ёмкости;

$\delta C_{ст}$ — погрешность ёмкости, обусловленная старением тонкопленочных конденсаторов (не превышает 2—3 %).

Если выполняется условие

$$\delta C \geq \delta C_{\text{спр}},$$

то выбор размеров по заданным ограничениям электрической прочности, номинального значения ёмкости и относительной погрешности считается завершённым. В противном случае проверяется выполнение неравенства

$$(\delta C - \delta C_{\text{уд}} - \delta C_t - \delta C_{\text{СТ}}) \geq (0,01—0,02) \quad (3,28)$$

и принимается решение об увеличении толщины диэлектрика h_d и повторении расчёта размеров для коррекции составляющих $(\Delta B/B + \Delta L/A)$ в выражении (3.50) в сторону снижения.

Если неравенство (3,28) не выполняется, то необходимым является переход к конструкциям с подгонкой номинала ёмкости или применению компонентного исполнения.

При прочих равных условиях, как отмечалось ранее, составляющие $(\Delta B/B + \Delta L/A)$ минимизируются при выполнении условия $A = B = \sqrt{S}$, если иные ограничения его допускают.

Потери в конденсаторе определяются по формуле (4.43) с учётом (4.42) (см. пособие [2]). Если допустимая норма потерь не задана или согласуется с проектной оценкой, то проектирование конденсатора полагается завершённым.

В противном случае анализируется причина несоответствия конденсатора по вносимым потерям и корректируются форма, размеры обкладок при изменении толщины диэлектрика или применяются иные материалы слоёного состава конденсатора.

Геометрические размеры топологических слоёв конденсатора определяются по размерам верхней обкладки (A_v, B_v) с учетом технологических погрешностей линейных размеров и совмещения по формулам:

для нижней обкладки

$$A_n = A_v + (2—4) \cdot (\Delta L + \Delta C); B_n = B_v + (2—4) \cdot (\Delta L + \Delta C), \quad (3.29)$$

для слоя диэлектрика

$$A_d = A_n + (2—4) \cdot (\Delta L + \Delta C); B_d = B_n + (2—4) \cdot (\Delta L + \Delta C). \quad (3.30)$$

3.3.8 Индуктивные элементы ГИС

На рисунке 3.3.6 показаны два типа спиралей плёночных катушек индуктивности: круглой (*а*) и квадратной (*б*) форм.

Основными параметрами плёночных катушек являются:

- индуктивность L ;
- добротность Q ;
- собственная резонансная частота F_p .

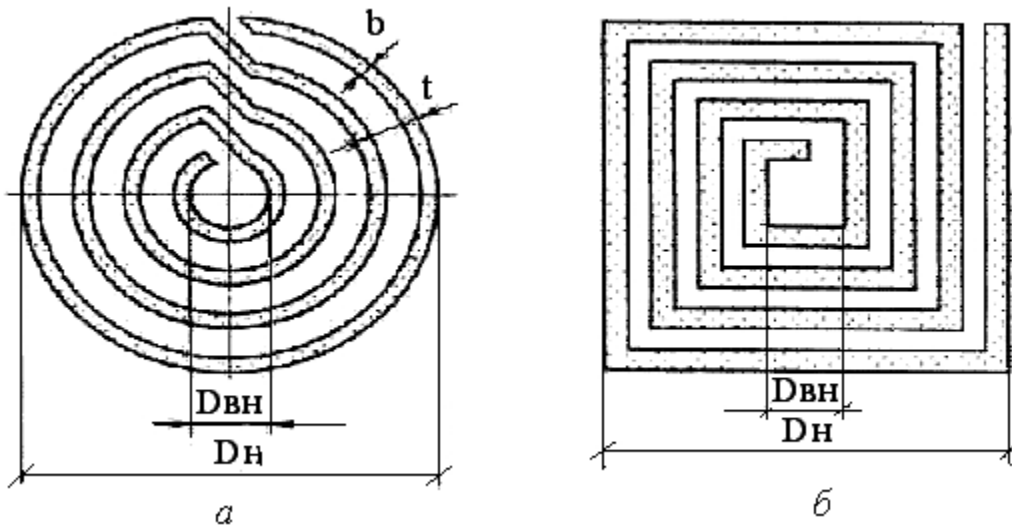


Рисунок 3.3.6

Для ослабления влияния взаимного размагничивания следует увеличивать отношение $D_{вн}/D_n$. С учётом сокращения числа витков, при ограниченном габарите катушки, оптимальное по добротности отношение диаметров представляется равенством

$$D_{вн}/D_n \approx 0,4.$$

Расчёт индуктивности L [нГ] плоской катушки выполняется по эмпирической формуле

$$L = 25 \cdot \mu_{эф} \cdot D_{ср} \cdot N^2 / (1 + 3 \cdot h / D_{ср}). \quad (3.31)$$

При оптимальном выборе формы круглой катушки формула (3.31) преобразуется к упрощенной форме следующего вида

$$L \approx 0,7 \cdot \mu_{эф} \cdot D_n^3 / t^2, \quad (3.32)$$

где $D_{ср} = 0,5 \cdot (D_n + D_{вн})$ — средний диаметр витка в катушке, см;

N — число витков катушки;

$h = 0,5 \cdot (D_n - D_{вн}) = N \cdot t$ — условная толщина обмотки, см;

t — шаг витка, см.

В изображённых на рисунке топологических конфигурациях один из выводов находится внутри спирали. Для переноса его за пределы наружного контура катушки вывод размещают по слою диэлектрика, нанесенного на витки.

С повышением частоты из-за влияния межвитковой емкости

(C_0) полное сопротивление катушки увеличивается сильнее, чем по линейному закону. Учёт влияния межвитковой емкости $C_0 \approx 0,25 \cdot \epsilon_{\text{отн}} \cdot D_n$ (C_0 , пФ; D_n , см) в первом приближении может быть выполнен заменой индуктивности катушки на её кажущееся значение, определяемое по выражению

$$L_F \approx L / [1 - (f/f_0)^2], \quad (3.33)$$

где L — индуктивность на низкой частоте;

$f_0 \approx c / (4 \cdot L_0 \sqrt{\epsilon_{\text{отн}}}) \approx 1/2\pi \cdot \sqrt{L} \cdot C_0$ — собственная резонансная частота, Гц;

$c = 3 \cdot 10^{10}$ см/с — скорость света в вакууме;

L_0 — длина проводника спирали, см;

$\epsilon_{\text{отн}}$ — относительная диэлектрическая проницаемость среды, охватывающей проводник катушки.

При размещении катушки на подложке с повышенной магнитной проницаемостью $\mu_{\text{отн}} \gg 1$ с ферритовым покрытием поверхности витков индуктивность повышается пропорционально эффективной магнитной проницаемости $\mu_{\text{эф.отн}}$ магнитной оболочки. Оценить значение эффективной магнитной проницаемости можно по формуле

$$\mu_{\text{эф.отн}} = \mu_{\text{отн}} / (1 + l_z \cdot \mu_{\text{отн}} / l_{\text{сп}}),$$

где l_z — длина участка на усреднённой длине магнитной силовой линии $l_{\text{сп}}$, не перекрытая магнитным материалом. Длина $l_{\text{сп}}$ оценивается над и под витками катушки на удалении $0,5 \cdot h$ от их поверхности в отсутствие материала высокой магнитной проводимости в магнитном контуре и сокращается до длины участка перекрытого магнитным материалом при толщине его слоя не менее $0,5 \cdot h / \mu_{\text{отн}}$. Длина зазора l_z при этом снижается на длину перекрытого участка относительно $l_{\text{сп}}$.

В отсутствие магнитных покрытий, концентрирующих магнитное поле катушки, проводящие металлические элементы, находящиеся в зоне действия магнитного поля катушки, оказывают на неё размагничивающее действие, чем снижают её индуктивность. Размагничивающим действием смежных металлических объектов можно пренебречь при удалении их от плоскости катушки на расстояние $e \geq 0,5 \cdot D_n$.

Добротность спиральной катушки индуктивности без учёта поверхностного эффекта для оптимального отношения $D_{\text{вн}}/D_n =$

= 0,4 (с погрешностью до 20 %) определяется по формуле

$$Q = 20,6 \cdot 10^{-3} \cdot f \cdot D_n \cdot d \cdot b / t \cdot \rho, \quad (3.34)$$

где f — частота, МГц;

ρ — удельное объёмное сопротивление материала спирального проводника, Ом·см;

D_n , b , d , t — диаметр катушки, ширина и толщина спирального проводника витка, шаг укладки витков соответственно, см.

Объёмные индуктивные компоненты ГИМС исполняются на магнитных сердечниках, что позволяет концентрировать магнитное поле, ограничить взаимную связь витков катушки с окружающими электро- и магнитопроводящими объектами, в десятки раз повысить индуктивность и добротность катушек. На рисунке 3.3.7 изображен навесной индуктивный элемент на тороидальном магнитном сердечнике. Типоразмеры магнитных сердечников приведены в таблице 3.5.

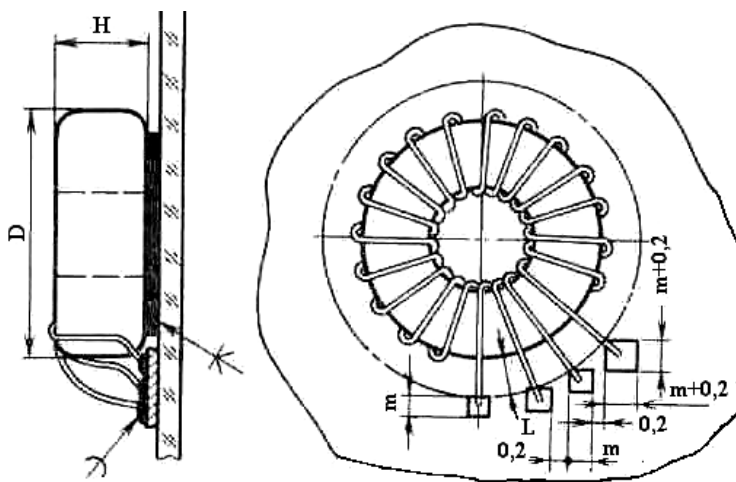


Рисунок 3.3.7

Размеры (диаметр D и высота H) катушек индуктивности и их совокупностей определяются размерами плат и высоты полости корпуса. Внешний диаметр катушек D для ГИМС ограничивается по максимуму значением (6—8) мм при высоте катушки H не более (2—2,5) мм. Минимальный диаметр провода для намотки катушек вследствие снижения механической прочности ограничивается значением 0,1 мм (в изоляции). Для типовых тороидальных магнитных сердечников с отношением диаметров (2—2,5) при коэффициенте заполнения окна медью 0,15 максимальное число витков катушек может достигать (80—100). Индуктивность тороидальных катушек с магнитным сердечником определяется по формуле

$$L = (1,26 \cdot 10^{-2} \cdot \mu_{эф} \cdot N^2 \cdot S_C / L_{CP}), \text{ мкГ}, \quad (3.35)$$

где $\mu_{\text{эф}}$ — эффективная магнитная проницаемость сердечника;
 N — число витков катушки;
 $S_{\text{ср}}$ — средняя площадь поперечного сечения сердечника, см^2 ;
 $L_{\text{ср}}$ — длина средней силовой линии сердечника, см.

Таблица 3.5 — Размеры магнитных тороидальных сердечников

D/d	Типоразмер, мм	$L_{\text{ср}}$, см	$S_{\text{ср}}$, см^2	$S_{\text{ок}}$, см^2
2,5	K2,5×1×0,8	0,55	0,06	0,00785
	K2,5×1×1,2		0,09	
	K4,0×1,6×1,2	0,88	0,0144	0,0201
	K4,0×1,6×1,8		0,0216	
	K6×2,5×1,8	1,33	0,0315	0,0491
	K6×2,5×2,8		0,049	
2	K1,2×0,6×0,4	0,27	0,0012	0,00283
	K2×1×0,5	0,47	0,0025	0,00785
	K3,2×1,6×0,8	0,75	0,0064	0,0201
	K5×2,5×1,2	1,18	0,015	0,0491
1,6	K1×0,6×0,3	0,25	0,0006	0,00283
	K1,6×1×0,3	0,40	0,0009	0,00785
	K2,5×1,6×0,5	0,64	0,0022	0,0201
	K4×2,5×0,8	1,02	0,0060	0,0491
1,4	K1,4×1×0,4	0,379	0,0008	0,00785
	K2,2×1,6×0,8	0,60	0,0018	0,0201
	K3,5×2,5×1	0,943	0,005	0,0491
	K5,5×4×1,5	1,49	0,0113	0,126

При эффективной магнитной проницаемости (10—20) единиц индуктивность достигает (0,8—1,5) мГн. Добротность таких катушек определяется омическим сопротивлением провода катушки на постоянном токе. В расчёте на названное число витков могут исполняться многообмоточные изделия (трансформаторы). Допустимые токи в миниатюрных катушках в расчёте на допустимую плотность тока более 2 А/мм^2 определяются для диаметра провода не менее 0,07 мм. Относительная магнитная проницаемость материала тороидальных сердечников находится в достаточно широком диапазоне значений от 2—5 до 2000—3000 и в отсутствие немагнитных зазоров магнитной цепи может рассматриваться, как эффективное значение $\mu_{\text{эф}}$.

3.3.9 Линии ГИМС СВЧ

На рисунке 3.3.8 изображён распространённый вариант несимметричной микрополосковой линии (МПЛ). Линия состоит из

сигнального проводника 2 толщиной t , размещённого на диэлектрической подложке 1, на противоположной поверхности которой нанесён проводящий слой 3, выполняющий функцию обратного провода. Проектными параметрами МПЛ являются волновое сопротивление W [Ом] и затухание A [дБ].

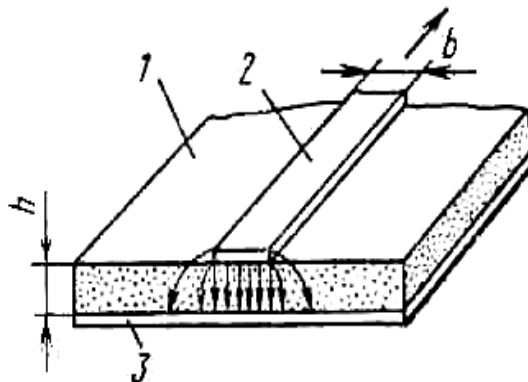


Рисунок 3.3.8

и затухание A [дБ]. Волновое сопротивление W [Ом] несимметричной МПЛ определяется по формуле

$$W = 377 \cdot h / \{ (\epsilon_1)^{1/2} \cdot b \cdot [1 + 1,73 \cdot (\epsilon_1)^{-0,072} \cdot (b/h)^{-0,84}] \}, \quad (3.36)$$

в которой относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_1 для открытой сверху МПЛ соответствует эффективному значению

$$\epsilon_1 \approx 0,3 + 0,7 \cdot \epsilon_d.$$

При проектировании ГИМС СВЧ следует учитывать, что рабочая частота F_m (Гц) МПЛ должна быть ниже критической частоты $F_{кр}$

$$F_{кр} = 75 \cdot 10^9 / [h \cdot (\epsilon_1 - 1)^{1/2}], \quad (3.37)$$

где h — толщина подложки, мм. Для МПЛ, изображённой на рисунке 3.3.7, при волновом сопротивлении 50 Ом, подложке из алюмооксидной керамики (толщина подложки $h = 0,63$ мм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon \approx 10$), ширине сигнального проводника $b = 0,6$ мм критическая частота равна 44,5 ГГц.

Затухание (A_c) сигнала в МПЛ складывается из составляющих

$$A_c = A_{пр} + A_d + A_i,$$

где $A_{пр}$ — затухание, определяемое сопротивлением проводника линии, оценивается по графическим зависимостям, изображённым на рисунке 3.3.9 по известным значениям параметров h , W , R_{\square} и толщине плёнки t ;

Ад — затухание, обусловленное потерями в диэлектрике, определяется по выражению

$Ад \approx (27,3 \cdot \text{tg} \delta \cdot \sqrt{\epsilon_1}) / \lambda$, дБ/м,
где $\lambda = c / F \cdot \sqrt{\epsilon_1}$ — длина волны, м; c — скорость света в вакууме.

Аи — затухание, обусловленное излучением из структуры линии.

Материалы проводников ГИМС СВЧ должны соответствовать комплексу требований низкочастотных ГИС по сопротивлению, по адгезии, по коэффициентам термического расширения. Дополнительно должны быть обеспечены условия снижения микронеровностей поверхности проводящих пленок, так как в поверхностном слое из-за них возрастает сопротивление до полной потери занятой ими части сечения проводника. Толщина проводников на максимальных рабочих частотах F_m должна превосходить глубину проникновения электрического поля d_0 , которая определяется по формуле (3.11), с тем чтобы не занижить сечение проводника в области протекания тока.

3.3.10 Тепловые режимы ИМС

Тепло, выделяемое элементами и компонентами микросхем, является внутренним. Оно обуславливает перегрев (T_n) элементов и компонентов плат и кристаллов относительно окружающей среды, т.е. относительно $T_{окр}$.

Для количественного описания явлений теплопередачи применяется выражение электротепловой аналогии

$$T_n = P \cdot R_t, \quad (3.39)$$

связывающее *температурный перегрев* T_n [°C] с выделяемой *мощностью* P [Вт] и *тепловым сопротивлением* R_t [град/Вт] канала теплопередачи. Физически теплопередача от источников тепловыделения представлена тремя каналами:

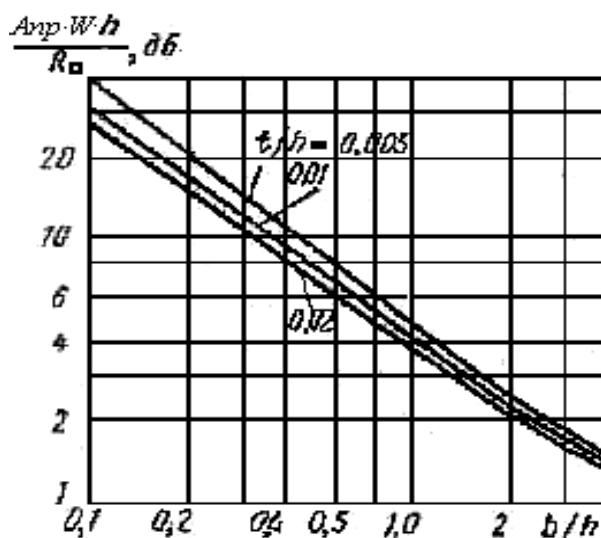


Рисунок 3.3.9

- кондуктивным переносом, характеризуемым свойством теплопроводности с коэффициентом теплопроводности λ [Вт/м·град];
- конвенктивным переносом вследствие «омывания» нагретого тела охлаждающим потоком, характеризуемым коэффициентом конвективной теплопередачи α_K [Вт/(см²·град)];
- излучением тепла нагретым телом, характеризуемым коэффициентом излучения $\alpha_{И}$ [Вт/(см²·град)].

Значения коэффициента λ материалов, применяемых в конструкциях микросхем, приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6

Материал	λ , Вт/м·К	ТКЛР, К ⁻¹ 10 ⁶	Материал	λ , Вт/м·К	ТКЛР, К ⁻¹ 10 ⁶
Алюминий	200	24	Ситалл СТ-50-1	1,5—1,7	6
Медь	400	16,5	Стекло	0,7—0,8	4—12
Никель	90	13,3	Эпоксиды:		40—90
Сталь 10	70	11,5	без наполнителя	0,6—0,8	
Сплав 29НК	20	4,8	с наполнителем	0,8—2,2	
Сплав 27 НК (Керамвар)	17	8,1	Силиконы:		200—290
Эвтектика Au-Si	310	7—8	без наполнителя	0,6—1	
Припой Sn-Pb	390	26	с наполнителем	1—2,5	
Кремний	140	4,2	Полиуретаны:		100—200
Кварц	1,3	4,5	без наполнителя	0,6—0,8	
Керамика 22ХС	10—14	7	Воздушн. зазор	0,025	–
Поликор	23—30	7,6	Керамика BeO (99 %)	210	7

Ориентировочные значения удельного коэффициента теплоотдачи α_K [Вт/м²·°С] для ряда условий отвода тепла находятся в диапазонах значений:

- при естественной конвекции и излучении — (5—20);
- принудительное воздушное охлаждение — (20—100);
- кондукция через слой воздуха толщиной 0,1 мм — до 300;
- кондукция через слой клея толщиной 0,1 мм — (300—3000);
- кондукция плотно сжатых металлических поверхностей —

$(1—10) \cdot 10^4$.

Значение коэффициента $\alpha_{И}$ оценивается по выражению

$$\alpha_{И} \approx 0,227 \cdot \varepsilon \cdot (T_{ср}/100)^3; T_{ср} = (T + T_{окр})/2, \quad (3.40)$$

где коэффициент учета черноты излучающей поверхности $\varepsilon = (0,8—0,9)$ для пластмасс, керамик и $(0,1—0,2)$ для неполированных металлических поверхностей, а T есть текущее значение температуры нагретого тела.

Тепловое сопротивление при кондуктивной теплопередаче от источника тепла площадью S через изотропную пластину толщиной h при коэффициенте теплопроводности λ определяется по

$$R_t = (h/S \cdot \lambda) \cdot m. \quad (3.41)$$

$m \leq 1$ — поправочный коэффициент, учитывающий неравномерность теплового поля вблизи источника при низкой теплопроводности теплоотводящей среды, определяется по зависимостям, приведенным на рисунке 3.3.10.

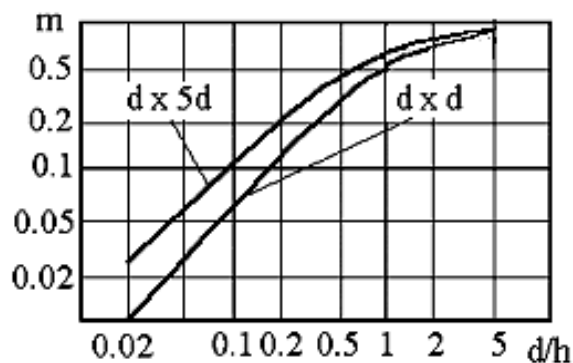


Рисунок 3.3.10

При $d/h > (3—4)$ тепловое сопротивление перестает зависеть от толщины теплопровода, а определяется только линейными размерами источника в соответствии с выражением

$$R_t = (d/S \cdot \lambda).$$

Более точный расчёт тепловых сопротивлений при кондуктивном отводе тепла осуществляется по *методу эквивалентов*, рассматриваемому в [4]. Согласно этому методу расширение геометрии теплового потока представляется рисунком 3.3.11. На рисунке приведена форма теплового канала в одном из трёх ортогональных сечений, где проставленные обозначения имеют следующие назначения и величину:

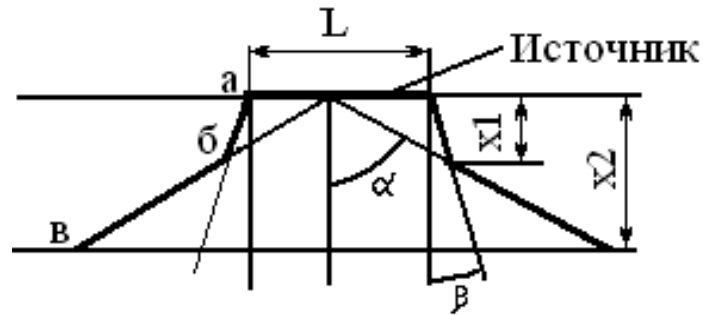


Рисунок 3.3.11

L — линейный размер (длина или ширина) плоского источника в плоскости отображённого на рисунке сечения;

x_2 — толщина однородного слоя теплоотвода теплопроводностью λ ;

x_1 — толщина слоя теплоотвода, в пределах которого расширение теплового потока происходит с углом расширения β при $\text{tg } \beta \approx 0,35$;

$(x_2 - x_1)$ — толщина слоя теплоотвода в пределах которого расширение теплового потока происходит с углом расширения α при $\text{tg } \alpha \approx 1,5$.

Ломаная линия а б в ограничивает контур потока с левой стороны изображённого на рисунке канала. Аналогично ломаная линия контура потока с правой стороны на рисунке изображена утолщённой.

Размер x_1 определяется по формуле

$$x_1 = 0,5 \cdot L / (\text{tg } \alpha - \text{tg } \beta). \quad (3.42)$$

Форма контура теплового потока в вертикальной плоскости, перпендикулярной плоскости изображённого сечения, подобна. Отличие состоит в том, что линейный размер источника тепла в сечении будет иным (ширина B , вместо длины L) и соответственно толщина слоя теплоотвода, в пределах которого расширение теплового потока происходит с углом расширения β при $\text{tg } \beta \approx 0,35$, будет определяться по формуле

$$x_1' = 0,5 \cdot B / (\text{tg } \alpha - \text{tg } \beta), \quad (3.42a)$$

где параметры $\text{tg } \alpha$, $\text{tg } \beta$ остаются прежними. Расчёт тепловых сопротивлений выполняется с применением базового соотношения (3.41) при $m = 1$ интегрированием элементарных сопротивлений по координате x с учётом зависимости площади $S(x)$. Интегрирование в пределах участков контура, ограниченных ломанными

линиями, позволяет воспользоваться относительно не сложными функциональными выражениями. Так, в канале, ограниченном линией а б, при $x_1 > x_2$ и $x_1' < x_2$ выделяются два вида канала:

– первый под источником тепла, в пределах которого расширение теплового потока происходит с углом расширения β при $\text{tg } \beta \approx 0,35$ по четырём граням;

– второй канал находится под первым и имеет угол расширения β при $\text{tg } \beta \approx 0,35$ по двум граням и угол расширения α при $\text{tg } \alpha \approx 1,5$ по двум другим граням.

В первом канале толщиной x_1 тепловое сопротивление определяется по формуле

$R_{t1} = \ln [(0,5 \cdot B + x_1 \cdot \text{tg } \beta) \cdot L / (0,5 \cdot L + x_1 \cdot \text{tg } \beta) \cdot B] / [2 \cdot \lambda \cdot (L - B) \cdot \text{tg } \beta]$,
а во втором канале толщиной $(x_2 - x_1)$ тепловое сопротивление определяется по формуле

$$R_{t2} = \ln [(0,5 \cdot L + x_1 \cdot \text{tg } \beta) \cdot x_2 / (0,5 \cdot L + x_2 \cdot \text{tg } \beta) \cdot x_1] / [2 \cdot \lambda \cdot L \cdot \text{tg } \alpha].$$

Сопротивление полное определяется суммированием R_{t1} , R_{t2} . Значение x_1 в приведенных формулах определяется по формуле (3.42), если $L < B$, или по формуле (3.42 а), если $L > B$. В случае $x_1 > x_2$ и $x_1' > x_2$ тепловое сопротивление представляется одной составляющей R_{t1} , вычисляемой при $x_1 = x_2$. Приведенные расчётные формулы распространяются на последующие слои с иным значением теплопроводности. В роли источника для последующего слоя принимается полагаемая изотермической нижняя поверхность предшествующего слоя с размерами, определяемыми расширением канала теплового потока. Так, применительно к рисунку 3.3.11, размер L должен быть заменён для последующего слоя размером $L' = 2 \cdot x_2 \cdot \text{tg } \alpha$. Построение канала теплового потока в последующих слоях выполняется подобным образом. В [4] можно ознакомиться с многообразием технических решений и применением преобразований координат для многослойных теплопроводов с разнородными материалами. Для выполнения контрольной работы по тепловому расчёту достаточно представленного здесь материала.

Тепловые сопротивления при конвективной и лучистой теплопередаче от источника тепла площадью S определяются соответственно по формулам

$$R_{tk} = 1 / (\alpha_k \cdot S), \quad R_{ti} = 1 / (\alpha_i \cdot S). \quad (3.43)$$

Оценка теплового режим ИМС, независимо от конструктивного исполнения, сводится к составлению схемы из тепловых сопротивлений. Сопротивления схемы имитируют каждый из независимых друг от друга каналов теплопередачи. Начальный и конечный узлы составленной цепи связывают температуру источника нагрева T_{max} и температуру окружающей корпус среды.

Расчётные оценки параметров элементов модели, как отмечалось, производятся на основе учёта составляющих механизмов отвода тепла. В тех случаях, когда в корпусированных микросхемах параметры сечений теплоотводящих элементов конструкций различны, невысокие теплопроводности материалов не позволяют считать поверхности изотермическими, тепловые модели составляются из частичных сопротивлений участков, для которых условие изотермичности приемлемо. Для примера корпус с тонкостенной крышкой и массивным металлическим основанием может быть представлен составляющими:

- изотермическим основанием;
- изотермическими боковыми стенками крышки;
- изотермической поверхностью крышки.

В оценке тепловых сопротивлений изменение сечения для переноса теплового потока учитывается аналогично тому, как это выполняется при расчётах с электрическим током. Поэтому широко применяются прямоугольные, трапециевидные, конусные, концентрические модели и делители потока. Сопротивление кондуктивному переносу теплового потока через боковые стенки и крышку корпуса соединяется с тепловым сопротивлением конвективной теплоотдачи от неё в окружающую среду и может учитываться моделями, применяемыми в расчётах объёмных сопротивлений конструкций транзисторов [1].

Пример. Определить сопротивление отводу тепла в окружающую среду через алюминиевую пластину (теплопроводность $\lambda = 2$ Вт/см·град, толщина $h = 0,2$ мм). Форма пластины изображена на рисунке 3.3.12. Размеры $B = 20$ мм, $b = 2$ мм, $L1 = 7$ мм, $L2 = 4$ мм. Отвод тепла в окружающую среду от пластины осуществляется конвекцией со всех поверхностей с коэффициентом конвекции $\alpha_K = 5 \cdot 10^{-4}$ Вт/см²·°С. Выносом тепла по граням толщины h пластины можно пренебречь вследствие малости этой

площади в сравнении с остальными двумя поверхностями (6,5/314). Ввод теплового потока полагается через грань размерами $B \times h$. Модель теплопередачи представляется моделями электрических аналогов, применённых в расчётах электрического сопротивления объёмных областей транзисторов. На рисунке 3.3.13 приведены расчётная модель (а) и электротепловая схема (б).

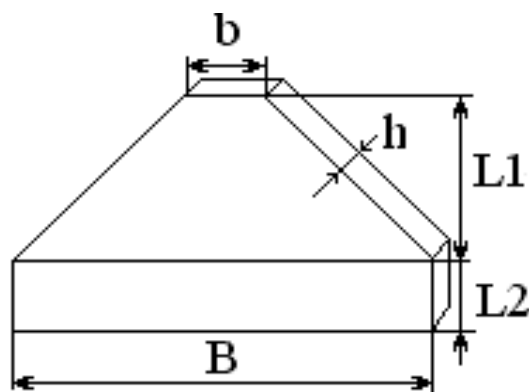


Рисунок 3.3.12

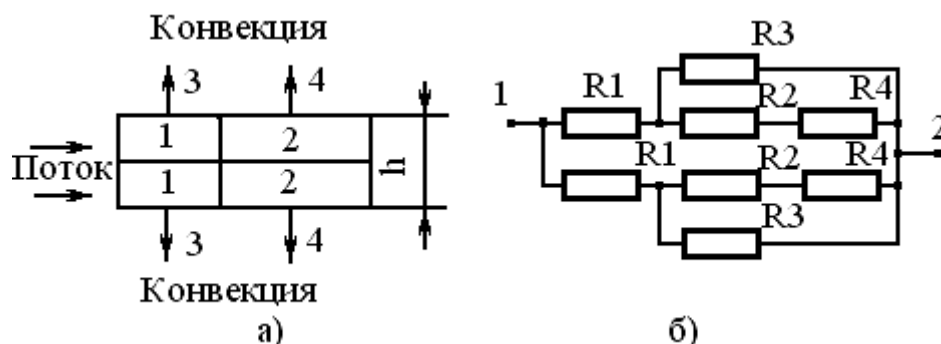


Рисунок 3.3.13

Сопротивления электротепловой схемы определяются по формулам:

$$R1 = 2 \cdot L2 / (\lambda \cdot h \cdot B); R2 = 2 \cdot L1 \cdot \ln(B/b) / [\lambda \cdot h \cdot B \cdot (1 - b/B)];$$

$$R3 = 1 / (\alpha_K \cdot L2 \cdot B); R4 = 2 / [\alpha_K \cdot L1 \cdot (B+b)], \quad (3.44)$$

где числовой коэффициент 2 в числителе учитывает условное разделение конвективного потока на две грани пластины.

Подстановкой числовых значений определяются тепловые сопротивления [град/Вт]

$$R1 = 1,0; R2 = 4,49; R3 = 2500; R4 = 2597.$$

Полное сопротивление между узлами 1—2 схемы рисунка 3.3.15, б определяется составляющими $R3, R4$ и равно $R \approx 636$ град/Вт.

3.3.11 Связи и помехи в ИС

Влияние сопутствующих паразитных элементов коммутационных соединений на передаваемые сигналы в первом приближе-

нии может рассматриваться как влияние линейных элементов и потому относится к *линейным искажениям* [5,6] Искажающее влияние сопутствующих элементов проявляется по следующим направлениям:

- снижение уровней сигналов на выходах коммутационных соединений;
- внесение задержки в передаваемый сигнал и замедление фронтов изменения сигнала на нагрузке соединения;
- передача части энергии сигнала из основного коммутационного соединения в смежные соединения.

Уменьшить емкостную связь между пленочными проводниками можно дополнительным заземленным проводником (см. рис. 3.3.14, *а*). В этом случае часть взаимного потока электрической индукции между проводниками 1 и 2 замыкается на проводник 3. На рисунке. 3.3.14, *б, в* показано применение экранирующего металлического слоя для практически полного устранения емкостной связи между коммутационными проводниками, лежащими в различных плоскостях.

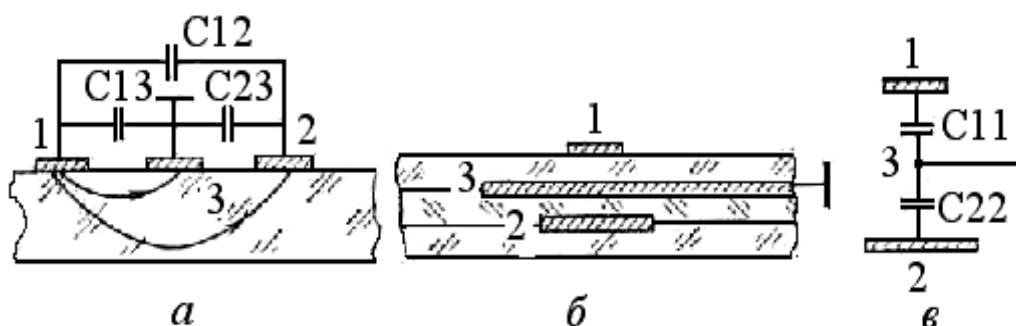


Рисунок 3.3.14

Инженерный расчет емкости между параллельными проводниками длины L ряда топологических исполнений проводится по формуле

$$C1 = 0,0885 \cdot \epsilon_{дЭ} \cdot Cг \cdot L, \quad (3.45)$$

где $\epsilon_{дЭ} \approx (\epsilon_{д1} + \epsilon_{д2})/2$ — эффективная относительная диэлектрическая проницаемость в неоднородной среде со сравнимыми значениями $\epsilon_{д1}$ и $\epsilon_{д2}$ среды и размерами диэлектрических зазоров;

$Cг$ — коэффициент, определяемый геометрическими размерами и взаимным расположением проводников по таблице 3.4.

Для расчёта ёмкости между пересекающимися проводниками применяются расчётные формулы плёночного конденсатора.

Для определения амплитуды емкостной помехи, соответствующей рисунку 3.3.14, применяется эквивалентная расчётная электрическая схема, изображённая на рисунке 3.3.15, где R_H , C_H — сопротивление и ёмкость эквивалентной нагрузки.

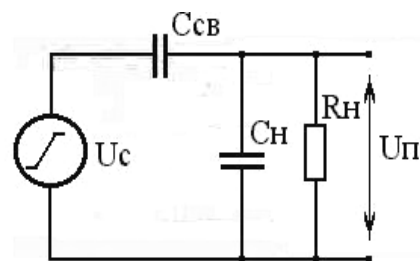


Рисунок 3.3.15

При логическом перепаде в активной линии U с длительностью фронта t_f амплитуда емкостной помехи в пассивной линии равна

$$U_{п} \approx C_{св} \cdot U \cdot \tau \cdot [1 - \exp(-t_f/\tau)] / [t_f \cdot (C_{св} + C_H)], \quad (3.46)$$

где $\tau = R_H \cdot (C_{св} + C_H)$. Полярность емкостной помехи соответствует знаку логического перепада. Длительность помехи на нагрузке равна длительности фронта сигнала на источнике помехи.

3.3.12 Механические воздействия на ИС

Для оценки выбора способа противодействия вибрациям и ударам элементов при проектировании следует выполнять оценку собственных резонансных частот элементов конструкций микросхем. Для расчётной оценки резонансных частот конструкций микросхем в качестве аналогов принимаются плоские прямоугольные пластины, соответствующие нагруженным выводным рамкам корпусов микросхем. Собственные резонансные частоты конструкций зависят от варианта установки микросхем на несущие основания и направления образования свободных колебаний. Для колебаний, перпендикулярных плоскости корпуса микросхемы, выводной рамке и несущему основанию, распространённые варианты монтажа эквивалентных телу микросхемы пластин приведены на рисунке 3.3.16.

Для расчёта наиболее низкой из частот собственных колебаний применяется расчётное выражение следующего вида

$$f = B \cdot h \cdot 10^4 / x^2, \quad (3.47)$$

в котором приняты следующие обозначения:

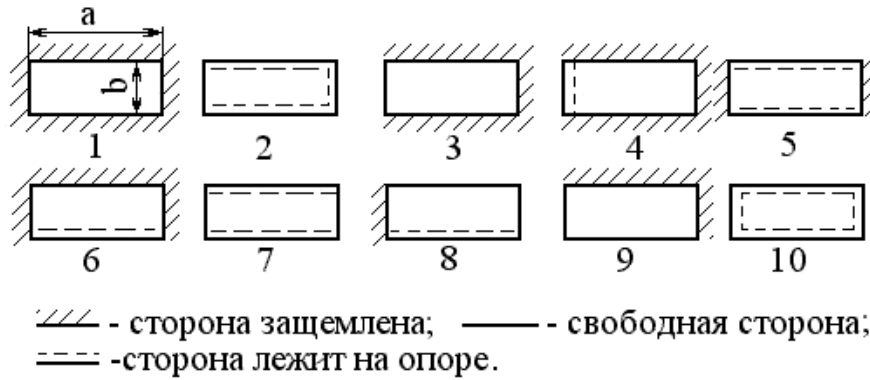


Рисунок 3.3.16

f — частота собственных колебаний пластины, Гц;

h — толщина пластины (тела корпуса ИС или несущей платы), см;

x — линейный размер пластины (a или b по рисунку 3.3.18), вдоль которого совершаются колебания, см;

B — частотный коэффициент, численное значение которого определяется по таблице 3.7 согласно значению отношения $t = a/b$ и варианту закрепления пластины на конструктивном элементе более высокого уровня по рисунку 3.3.16, см/сек;

Таблица 3.7

Вариант закрепления	Отношение сторон пластины a/b							
	0,25	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0
1	54	58	86	145	234	352	497	868
2	40	41	56	84	124	176	240	864
3	10	19	58	124	217	336	479	855
4	33	44	76	139	230	349	494	866
5	54	56	69	93	131	181	244	406
6	54	58	76	115	175	254	353	607
7	8	16	38	70	112	165	230	394
8	9	10	13	18	23	28	33	43
9	9	11	18	28	43	62	85	144
10	25	29	47	76	117	170	234	375

Численные значения в выражении (3.47) приняты для стали с модулем упругости, равным $2,2 \cdot 10^{11}$ Па при удельной плотности $7,8 \cdot 10^3$ кг/м³.

Защемлёнными считаются края фиксации пластин (или микросхем) монтажом, разъёмами, крепёжными зажимами. *Свободно опертые стороны* пластины имеют одностороннее ограничение колебаний со стороны опоры. *Свободная сторона* пластины не имеет ограничений на направление перемещения в колебаниях.

Для механических воздействий, параллельных плоскости монтажа, выводы микросхемы, перпендикулярные этой плоскости, образуют консоль (не предусмотренную вариантами рисунка 3.3.16 и таблицей 3.7), нагруженную на конце сосредоточенной массой M тела корпуса и массой части выводной рамки. Собственная частота нижнего тона такой плоской нагруженной консоли из стали определяется по формуле [7]

$$f = 8,6 \cdot k \cdot h \cdot 10^4 / x^2 \quad (3.48)$$

и не зависит от размеров a или b . Значение коэффициента k в формуле (3.48) зависит от отношения n сосредоточенной массы на конце консоли M к массе m самой консоли и в диапазоне значений $0 \leq (n = M/m) \leq 20$ определяется по формуле

$$k = 0,2 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot n + 0,8 \cdot \exp(-0,547 \cdot n^{2/3}). \quad (3.49)$$

Для конструкций микросхем с многорядными выводами массу m и толщину консоли h следует определять суммированием соответственно масс и толщин параллельных консолей.

Аналогично для варианта 5 установки микросхем по рисунку 3.3.16, но со свободными гранями по измерению b для расчёта нижнего тона собственной частоты эквивалентной стальной пластины применяется формула (3.47) со значением частотного коэффициента $B = 56$ (независимо от значения b) и $x = a$.

При исполнении пластины из иного материала (или композиции материалов) с параметрами, отличными от стали, в формулы (3.47), (3.48) следует вводить поправочный коэффициент k_M на учет свойств материала

$$k_M = [E \cdot \rho_c / (E_c \cdot \rho)]^{1/2},$$

где параметры с индексом c соответствуют стали, а без индекса — её заменителю. Значения коэффициента k_M для ряда материалов приведены в таблице 3.8.

Таблица 3.8

Материал	Сталь	Молибден	Сплавы магние-вые	Сплавы алюми-ниевые	Титан	Гети-накс	Смола эпок-сидная	Смола феноль-ная
k_M	1	1,1	0,97	0,95	0,93	0,54	0,52	0,47

В случае дополнительного равномерного нагружения пластины иными, закреплёнными на ней, элементами в расчётах собственной частоты по формуле (3.47) следует учитывать весовой поправочный коэффициент k_B , определяемый по формуле

$$k_B = 1/[1 + Q_H/Q_P]^{1/2},$$

где Q_H — вес дополнительных элементов;

Q_P — вес исходной пластины.

С учётом поправочных коэффициентов выражение (3.47) дополняется сомножителями k_M и k_B , а выражение (3.48) — сомножителем k_M .

При ударных механических воздействиях смещение x объекта характеризуется длительностью t_H и представляется в форме одиночного импульса синусоидальной полуволны

$$x = A \cdot \sin w \cdot \tau,$$

где $0 \leq \tau \leq t_H$;

w — «эквивалентная частота», равная π/t_H ;

A — амплитуда смещения основы конструкции.

Такой форме воздействия соответствует нарастание по синусоидальному закону ускорения от нуля до максимального значения $A \cdot w^2$ при $t_H/2$.

Импульс в первом приближении образуется из трёх равных по длительности частей: двух фронтов и плоской вершины максимума смещения.

Для исключения «подпитки» собственных колебаний ударными воздействиями необходимо, чтобы длительность ударного импульса t_H соответствовала неравенствам при

$$t_H/t_0 < 0,3; t_H/t_0 > 1,3,$$

где t_0 — период собственных колебаний конструкции.

При известной длительности удара для ослабления его действия необходимо приводить в соответствие резонансную частоту

ту колебательной системы по неравенствам

$$w_0 \leq 0,6 \cdot \pi / t_{И}; w_0 \geq 2,6 \cdot \pi / t_{И}.$$

При многократных ударах и низкой частоте собственных колебаний конструкции необходимо, чтобы период следования ударов при скважности более (4—5) в (1,5—2) раза превышал период собственных колебаний возбуждаемой системы. Иначе следует обеспечивать выбор повышенных собственных частот системы с тем, чтобы к установлению вынуждающего смещения основы свободные колебания в системе снизились до допустимого значения — (10—20) %. При низкой частоте собственных колебаний преобладают деформации, определяемые собственными колебаниями системы. При высокой частоте собственных колебаний преобладающими являются вынужденные колебания системы.

Аналогичное заключение справедливо для амортизированных конструкций, для которых в качестве параметра t_0 принимается период собственных колебаний системы амортизации.

Нарушение целостности конструкций происходит при возникновении в её элементах напряжений, превышающих пределы текучести примененных материалов.

Значения линейных ускорений в выделенных группах нормируются в диапазоне от 10 до 500 g при произвольной длительности.

При вибрациях, ударах на элементы конструкции микросхемы действуют нагрузки, пиковые значения результирующей силы F которых определяются, согласно второму закону механики, массой элемента m и ускорением a . Возникающие при этом напряжения σ по определению есть отношение

$$\sigma = F/S,$$

в котором направление силы F относительно деформируемого сечения площадью S определяет вид механического напряжения (растяжения, сжатия, изгиба, сдвига). Необходимым условием отсутствия пластических деформаций в элементах конструкции является удовлетворение неравенства

$$F/S = m \cdot a / S < \sigma_T = \varepsilon_T \cdot E,$$

где σ_T , ε_T — напряжение предела текучести материала (справочный параметр материала) и относительная деформация на пределе текучести при соответствующей форме воздействия на изде-

лие. Для сил, приложенных параллельно плоскости монтажного основания, выводы корпусов типа 1, 2, 3 микросхем являются нагруженными консолями. Силу механического воздействия P , приложенную на свободном краю консоли, приводящую к пластической деформации выводов вследствие изгиба, можно определить по формуле

$$P = (\sigma_T \cdot h^3 \cdot b) / (4 \cdot L^2), \quad (3.50)$$

где h , b , L — соответственно толщина, ширина, длина консольной пластины, см;

σ_T — напряжение предела текучести материала, Н/см².

P — усилие, приложенное на конце консоли, Н.

В направлении, перпендикулярном плоскости монтажного основания, тело корпусов типа 1, 2, 3 представляется пластиной, закреплённой по вариантам, показанным на рисунке 3.3.16. Для варианта монтажа 5 со свободными краями корпуса по измерению b усилие P , приложенное на координате $(a = L)/2$, определяется по формуле (3.50) с масштабным коэффициентом повышения в 64 раза. При отношении $a/L > 8$ сила P начала пластической деформации при воздействии на корпус в направлении, перпендикулярном плоскости монтажного основания, меньше силы, приложенной к телу корпуса в направлении параллельно плоскости монтажного основания при прочих равных условиях. При отношении $a/L < 8$ и прочих равных условиях более опасным для условий возникновения необратимых деформаций являются воздействия в направлении параллельно плоскости монтажного основания.

При известной массе и допустимому значению предельного усилия при необходимости определяется допустимое значение ускорения при ударах или вибрациях, вызывающее угрозу пластических деформаций.

3.3.13 Энергетические соотношения МДП вентиляей БИС

В схеме инвертора, изображённой на рисунке 3.3.17 в качестве нагрузочного резистора в стоковой цепи переключающего транзистора VT2 включён транзистор VT1, переключаемый входным сигналом противофазно транзистору VT2.

В отличие от инвертора с квазилинейной пассивной нагрузкой, где нагрузочный МДП-транзистор VT1 остаётся открытым при переключениях транзистора VT2, в схеме рисунка 3.3.19 состояния транзисторной пары VT1, VT2 взаимно противоположны. При напряжении $U_{вх} = E_3 > U_{o2}$, открывающем транзистор VT2, напряжение $|E_c - E_3| < |U_{o1}|$ должно быть недостаточным для открывания нагрузочного транзистора VT1. Обозначения U_{o1} , U_{o2} соответствуют *пороговым напряжениям* транзисторов VT1, VT2. В приведенной схеме применены транзисторы с индуцированными каналами разного типа проводимости. Такое схемное исполнение называют инвертором на *взаимодополняющих транзисторах* или на *комплементарных парах транзисторов* (КМДП структуры). Так как ток закрытого МДП-транзистора исчезающе мал, то рабочая точка открытого транзистора инвертора в статическом состоянии находится на крутом участке его выходной ВАХ и напряжение на нём может быть оценено по формуле

$$U_{сио} \approx I_o / (b \cdot |\Delta U|), \quad (3.51)$$

где I_o — ток утечки закрытого транзистора комплементарной пары;

$b = 0,5 \cdot C_{оз} \cdot \mu \cdot V/L$ — удельная крутизна ВАХ открытого транзистора комплементарной пары, A/V^2 ;

$|\Delta U|$ — модуль превышения порогового напряжения отпирающим напряжением на затворе открытого транзистора VT2 комплементарной пары.

Для исключения одновременного открытого состояния транзисторов инвертора при переключении и исключения так называемых «сквозных» токов следует выбирать напряжение питания по условию

$$E_c \leq |U_{o1}| + |U_{o2}| - |\Delta U_P|, \quad (3.52)$$

в котором $|\Delta U_P|$ — есть взятое по модулю напряжение перекрытия пороговых напряжений нагрузочного и переключающего транзисторов, отсчитываемых соответственно от шины

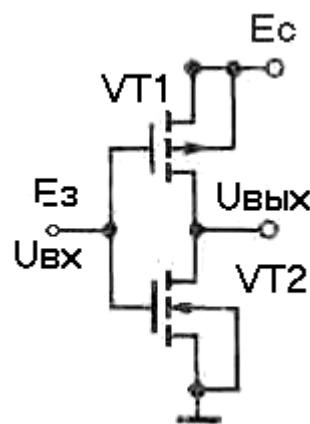


Рисунок 3.3.17

E_c и общего провода питания вентиля.

Пороговое напряжение нагрузочного транзистора с каналом р-типа объективно превышает пороговое напряжение переключающего транзистора с каналом n-типа. Напряжения состояний U^0 , U^1 вентиля вследствие пренебрежимо малых токов закрытых транзисторов соответственно приближаются к значениям

$$U^0_{\text{вых}} \rightarrow 0; U^1_{\text{вых}} \rightarrow E_c.$$

Мощность, потребляемая инвертором при закрытых состояниях любого из транзисторов пары, пренебрежимо мала и в основном определяется значением соответствующим процессу заряда (или разряда) емкостей затворов транзисторов нагружающего инвертора. Во время заряда (разряда) среднее значение потребляемой мощности, можно оценить по формуле

$$P_{\text{ср}} \approx E_c \cdot I_{\text{сmax}}/2,$$

где $I_{\text{сmax}} \approx 0,5 \cdot b \cdot (|E_c| - |U_{o2}|)^2$ есть максимальный ток заряда (или разряда) за время переключения инвертора $T_{\text{ф}}$.

Среднее время переключения инвертора соответствует времени заряда (разряда) параллельно включённых ёмкостей затворов переключающего и нагрузочного транзисторов C_s и может быть оценено по формуле

$$T_{\text{фср}} \approx 2 \cdot C_s \cdot E_c / I_{\text{сmax}}.$$

Энергия A переключения инвертора (A) определяется по формуле

$$A = P \cdot T_{\text{ф}} = E^2 c \cdot C_s. \quad (3.53)$$

Топологические конфигурации нагрузочного и переключающего транзисторов комплементарной пары нет необходимости исполнять разными по форме и размерам. Полагая площади затворов нагрузочного и переключающего транзисторов каждого из N нагружающих инверторов равными S_3 и допуская приемлемость соотношений

$$\begin{aligned} |U_{o1}| &\approx m \cdot |U_{o2}|; \quad |\Delta U_P| \approx 0,5 \cdot |U_{o2}|; \\ E_c &= |U_{o1}| + |U_{o2}| - |\Delta U_P|, \end{aligned}$$

выражение (3.53) удобно для последующего анализа представить в виде

$$A = 1,2 \cdot (2 \cdot S_3) \cdot N \cdot (m+0,5)^2 \cdot |U_{o2}|^2 \cdot C_{3o}, \quad (3.54)$$

где m — отношение пороговых напряжений нагрузочного и

переключающего транзисторов;

C_{30} — удельная емкость затворов транзисторов.

Значение коэффициента m определяются технологическими ограничениями и может быть принято в диапазоне значений $2 \geq m \geq 1,5$.

Пороговые напряжения МДП-транзисторов согласно выражениям (3.7), (3.8), пособия [2] являются функцией удельной ёмкости C_{30} . Зависимость энергии переключения A от C_{30} имеет минимум при выполнении условия

$$C_{30} = V1/V2, \quad (3.55)$$

где параметры $V1 = (Q_{п} - Q_{с})$; $V2 = [-(F_{ме} - F_{п} - 3 \cdot F_{ф})] = 0,5 \cdot U_{o2}$ для инвертора, изображенного на рисунке 3.2 со значением $U_{o2} > 0$. Минимизация энергии переключения при ненулевом значении порогового напряжения имеет место при равных алгебраических знаках параметров $V1$, $V2$. Для транзисторов с каналом n-типа должны удовлетворяться условия $V1 > 0$, $V2 > 0$, а в транзисторах с каналом p-типа должны удовлетворяться условия $V1 < 0$, $V2 < 0$. Минимальное значение энергии переключения при $N = 1$, $|\Delta U_P| \approx 0,5 \cdot |U_{o2}|$ определяется по формуле

$$A_{\min} = 4,8 \cdot (m+0,5)^2 \cdot V1 \cdot V2 \cdot (2 \cdot S_3). \quad (3.54a)$$

При $m = 1,5$ процесс переключения представляется двумя этапами, на одном из которых разряд (заряд) емкости C_s происходит на плоском участке выходных ВАХ с понижением напряжения на $0,5 \cdot E_c = 0,5 \cdot (m+0,5) \cdot |U_{o2}|$ за времени $T1$. На другом этапе снижение напряжения происходит на крутом участке ВАХ в течение времени $T2$. Полное время переключения логического элемента определяется по формуле

$$T_{\Sigma} = T1 + T2 = 2 \cdot C_s \cdot |U_{o2}| / I_{сmax} + 3 \cdot R_s \cdot C_s / 2 \approx T_{фср}. \quad (3.56)$$

В формуле (3.56) сопротивление R_s является суммарным сопротивлением зарядно-разрядной цепи, состоящим из сопротивления канала транзистора (транзисторов) и пассивных добавок вследствие конечного сопротивления контактов к стоку и истоку. В свою очередь, сопротивление канала одного транзистора при переключении не остаётся постоянным, изменяясь в два раза от $0,5/(b \cdot |m \cdot U_{o2}|)$ до $1/(b \cdot |m \cdot U_{o2}|)$ для переключающего транзистора. Для расчётных оценок следует применять среднее значение сопротивления канала R_k на «крутом» участке ВАХ,

которое определяется по формуле

$$R_k = (3/(4 \cdot b \cdot |m \cdot U_{o2}|)).$$

Для нагрузочного транзистора сопротивление канала определяется при $m = 1$ (с учётом соответствующего транзистору значения коэффициента b). С увеличением числа последовательно включённых транзисторов в разрядно-зарядной цепи сопротивления отдельных транзисторов суммируются. Согласно (3.54 а) для снижения энергии переключения необходимо, обеспечивая одинаковые знаки параметров B_1, B_2 , уменьшать их абсолютные значения. Ограничителями снижения значений параметров B_1, B_2 являются плотность поверхностного заряда Q_s на границе раздела затворного диэлектрика и полупроводника, работа выхода материала затвора F_{me} и уровень легирования подложки. Одним из направлений снижения разброса значений порогового напряжения U_o является ослабление влияния плотности поверхностного заряда Q_s выбором параметров структуры, удовлетворяющих условию $Q_p > (5—10)Q_s$. Учитывая функциональную зависимость пространственного заряда $Q_p(N)$ от концентрации примеси в подложке N , следует концентрацию примеси определять из выражения

$$N = [(5—10) \cdot Q_s]^2 / [4 \cdot q \cdot \epsilon_{п} \cdot F_t \cdot \ln(N/n_i)].$$

Через полученное значение концентрации определяется электрохимический потенциал $F_{ф} = F_t \cdot \ln(N/n_i)$, при заданном (или выбранном) значении порогового напряжения U_{o2} определяется работа выхода F_{me} для подбора материала затвора

$$F_{me} = F_p + 3 \cdot F_{ф} - 0,5 \cdot U_{o2}.$$

Если полученное значение F_{me} не может быть поддержано выбором материала, то следует рассмотреть и согласовать возможность повышения порогового напряжения U_{o2} и соответственно напряжения питания вентиля $E_p > (m+1,5) \cdot U_{o2}$. Корректируется расчётное значение F_{me} и подбирается приемлемый материал затвора.

Значение удельной ёмкости затвора $C_{зо}$ определяется в соответствии с условием оптимизации по равенству

$$C_{зо} = 2 \cdot (Q_p - Q_s) / U_{o2}. \quad (3.55a)$$

Затворный диэлектрик транзистора и p-n-переходы контактных областей на подложку проверяются на соответствие по

напряжению пробоя расчётному значению напряжения питания (3.52).

Время переключения КМДП вентиля должно составлять не менее $2/3$ длительности импульса T_i . Длительность импульса, в свою очередь, составляет часть периода повторения импульсов T . Отношение $Q = T/T_i \geq 1$ определено термином «скважность». Каждому периоду повторения импульсов соответствуют два фронта переключения. В КМДП-логическом элементе энергопотребление и выделение тепла происходит во время каждого переключения. Следовательно, за период повторения T потребляется (и соответственно попутно преобразуется в тепло) энергия $2 \cdot A$. Рассеяние мощности за период повторения импульсов может быть оценено по выражению

$$P \approx 2 \cdot A_{\text{min}} / [Q \cdot (2 \cdot T_{\text{ф}} + k \cdot T_{\text{ф}})] = 2 \cdot A_{\text{min}} / T = 2 \cdot A_{\text{min}} \cdot F, \quad (3.57)$$

где $k \cdot T_{\text{ф}}$ — есть длительность плоской вершины импульса, а коэффициент $k \geq 1$ выбирается в процессе функционального проектирования цифровых устройств. Выражение (3.57) представляет известное заключение о повышении энергопотребления инвертора при повышении частоты F его переключения. Для длительности плоской вершины импульса $k \cdot T_{\text{ф}}$, равной $T_{\text{ф}}$ (коэффициент $k = 1$) и равной длительности паузы между импульсами периодической последовательности скважность $Q = 4/3$, период повторения импульсов T составит $4 \cdot T_{\text{ф}}$, что соответствует частоте повторения импульсов $F = 1/(4 \cdot T_{\text{ф}})$. Увеличением скважности или, что то же самое, увеличением длительности плоской вершины импульса, можно снижать среднюю потребляемую мощность логического вентиля и их массивов в БИС.

Достижение сравнимости сопротивлений каналов активного и нагрузочного транзисторов обеспечивает идентичность параметров зарядно-разрядных цепей инвертора и равенство фронтов включения и выключения.

Допустимая симметрия форм и размеров нагрузочного и переключающего транзисторов вентиля позволяет сократить размеры транзисторов и время переключения инвертора. Возможности уменьшения размеров КМДП-конструкций нивелируются вследствие необходимости включения в их структуры охранных колец

(см. рис. 3.15, [2]). Низкое энергопотребление КМДП-инверторов и логических схем на их основе является определяющим фактором широкого применения их в цифровых устройствах современной микроэлектроники.

Увеличение числа N нагружающих инверторов сверх одного условие оптимальности выбора удельной ёмкости C_{30} не изменяет. Энергия переключения повышается с учётом увеличения суммарной площади ёмкостей затворов по $2 \cdot S_3$ на каждый подключённый инвертор, что обуславливает либо увеличение необходимых рабочих токов при неизменном времени переключения, либо увеличение времени переключения при неизменных токах.

Согласованный выбор параметров структуры и размеров затворной области иллюстрируется приводимым далее примером.

Пример. Напряжение источника питания — 5 В. Выбрать параметры структуры и размеры затворной области транзисторов инвертора.

Принимается коэффициент $m = 1,5$. Пороговое напряжение переключающего транзистора $U_{o2} = 2,5$ В. Пороговое напряжение нагрузочного транзистора $U_{o1} = |-3,75|$ В. Перекрытие пороговых напряжений $\Delta U_P = 1,25$ В. Выражение для определения порогового напряжения переключающего транзистора с учётом соотношения (3.19) преобразуется к виду $U_{o2} = 2,5 = 2 \cdot V_2$. Для структуры Al-SiO₂-Si определяется $F\phi = (2,5/2 - 4,7 + 4,25)/3 = 0,266$ В. По $F\phi$ определяется концентрация акцепторной примеси в подложке $N_p = 0,63 \cdot 10^{15}$ см⁻³. Определяется поверхностная плотность пространственного заряда

$Q_p = 2\sqrt{(1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 8,86 \cdot 10^{-14} \cdot 11,5 \cdot 0,63 \cdot 10^{15} \cdot 0,266)} = 1,04 \cdot 10^{-8}$ Кл/см². Полученное значение плотности может соответствовать условиям оптимизации при $Q_p > Q_s$, что было бы возможно при плотности заряда поверхностных состояний $Q_s < (0,1—0,2) \cdot 10^{-8}$ Кл/см². Так как значение $Q_s \geq 1,5 \cdot 10^{-8}$ Кл/см², то следует применить материал затвора с работой выхода 4,4 эВ, что соответствует значениям $F\phi = 0,316$; $N = 4,6 \cdot 10^{15}$ см⁻³; $Q_p = 3,1 \cdot 10^{-8}$ Кл/см² и позволит определить значения параметров $V_1 = 1,6 \cdot 10^{-8}$ Кл/см² и $C_{30} = V_1/V_2 = 1,28 \cdot 10^{-8}$ Ф/см². Для SiO₂ ($\epsilon_{отн.} = 3,5—4$) в качестве диэлектрика затвора, значению C_{30} соответствует толщина пленки $d = (3,5 \cdot 8,86 \cdot 10^{-14} / 1,28 \cdot 10^{-8}) = 0,24 \cdot 10^{-4}$ см. При $E_{кр} = (2—5) \cdot 10^6$ В/см

напряжение пробоя затворного диэлектрика не менее 48 В. При технологических размерах затвора 1×4 мкм значение $A_{\min} = 1,2 \cdot (1,5 + 0,5)^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-8} \cdot 1,25 \cdot (2 \cdot 4) \cdot 10^{-8} \approx 0,77 \cdot 10^{-14}$ Дж.

Нагрузочный транзистор отличается повышенным значением порогового напряжения, которое обеспечивается дополнительным легированием затворной области донорными примесями для индуцирования канала р-типа.

Так как энергия переключения A_{\min} в явном виде не зависит от подвижности носителей в канале и формы канала, то для оценки рабочего тока и времени переключения транзисторов инвертора эти параметры должны быть известны. Для дополнительных ограничений:

- подвижность электронов в канале n-типа — $500 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$;
- подвижность дырок в канале р-типа — $300 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$;
- длина канала транзисторов — 1 мкм;
- ширина канала транзисторов — 4 мкм,

значения токов переключающего и нагрузочного транзисторов инвертора соответственно равны $I_{\text{сптах}} = 0,08 \text{ мА}$; $I_{\text{снтах}} = 0,012 \text{ мА}$. Длительность фронта установки состояния U^1 равна $T\phi^+ = 1,28 \cdot 10^{-16} \cdot 8 \cdot 5 / 0,012 \cdot 10^{-3} = 4,26 \cdot 10^{-10}$ сек. Длительность фронта установки состояния U^0 равна $T\phi^- = 1,28 \cdot 10^{-16} \cdot 8 \cdot 5 / 0,08 \cdot 10^{-3} = 0,64 \cdot 10^{-10}$ сек. Асимметрия токов и фронтов процесса переключения может быть снижена изменением пропорций размеров затвора нагрузочного транзистора в пределах допустимых технологических норм.

Ток транзисторов МДП в соответствии с распространённой моделью описания не зависит в явной форме от площади поперечного сечения канала. Эта зависимость определяется толщиной и проводимостью экранирующего слоя в подложке и косвенно определяется удельной ёмкостью затвора и концентрацией примесей в подложке. Поэтому при пропорциональном уменьшении топологических размеров транзисторов, без учёта спецэффектов (короткий канал, модуляции размеров р-n-переходами стока и истока) управляемый по затвору ток канала в первом приближении остается неизменным. Однако при уменьшении размеров транзисторов МДП уменьшаются площади контактов стока и истока. Так как удельное переходное

сопротивление контактов в физических структурах имеет порядок (1—10) мкОм·см², то при уменьшении площади приборов сопротивление контактов постоянному току сравнивается и может превосходить сопротивление открытого канала. Так, в рассмотренном примере сопротивление постоянному току открытого канала переключающего транзистора снижается в 2 раза при понижении напряжения между стоком и истоком от U_{o2} до значений, близких к нулю. При этом на нижней границе сопротивление канала составляет 15,6 кОм. Сопротивление двух последовательно включённых контактов стока и истока в первом приближении не зависит от напряжения и при удельном сопротивлении 4 мкОм·см² равно 200 Ом. При уменьшении площади контакта до 0,04 мкм² при сохранении пропорции длины и ширины канала 1:4 первая составляющая останется неизменной, а сопротивление контактов увеличится в 100 раз и составит 20 кОм. В зарядно-разрядных контурах цифровых схем последовательное включение приборов в общую цепь сопровождается снижением вклада сопротивления канала из-за понижения напряжения на канале и накоплением вклада контактных сопротивлений. Результатом влияния приведенных отношений является снижение зарядно-разрядных токов, а так как при уменьшении площадей приборов уменьшаются и емкости конструкций, то время переключения приборов утрачивает зависимость от плоскостных размеров.

Начальное при заряде (или разряде) ёмкостей нагрузки значение тока является максимальным и снижается по мере их заряда (или разряда). Рациональный выбор напряжения питания логических элементов и вентилях, исключающий одновременное открытое состояние переключающего и нагрузочного транзисторов выполняется с удовлетворением неравенства

$$m \cdot U_{o2} + U^0 + \Delta U \leq E_c \leq (m+1) \cdot U_{o2},$$

где ΔU — напряжение запаса по открыванию нагрузочного транзистора при $m \geq 1$ (в рассмотренном примере $m \geq 1,5$; $\Delta U = U_{o2} - \Delta U_P = 1,25$ В);

U^0 — напряжение статического уровня лог. 0 (в рассмотренном примере после разряда ёмкости нагрузки и закрытом нагрузочном транзисторе $U^0 \approx 0$).

При необходимости оценки начального значения тока разряда (заряда) необходимо:

- определить ток насыщения стока $I_{смах}$ при известных значениях ΔU и параметра b транзистора $I_{смах} = b \cdot \Delta U^2$;

- определить сопротивление контактов к стоку и истоку через известные значения удельного переходного сопротивления R_0 и площади контактов S_k по формуле $R_k = 2 \cdot R_0 / S_k$;

- выполнить расчёт падения напряжения на сопротивлениях контактов $U_k = R_k \cdot I_{смах}$ при токе стока, равном $I_{смах}$;

- проверить условие $(E_c - U_{o2}) \geq U_k$:

- а) при выполнении условия начальное значение тока разряда (заряда) соответствует значению $I_{смах}$;

- б) при нарушении условия начальный ток разряда ($I_{нр}$) определяется с учётом сопротивления контактов и сопротивления транзистора на крутом участке вольтамперной характеристики транзистора по выражению

$$I_{нр} = (0,5 \cdot C_{оз} \cdot \mu \cdot V/L) \cdot [2 \cdot \Delta U \cdot U_{сн} - U_{сн}^2],$$

где текущее значение напряжения между стоком и истоком определяется по формуле

$$U_{сн} = [\Delta U + 1/(2 \cdot b \cdot R_k)] - [\Delta U + 1/(2 \cdot b \cdot R_k)]^2 - E_c / b R_k]^{1/2}.$$

Для рассмотренного примера сопротивление контактов равно 200 Ом, ток насыщения в канале равен 0,08 мА, напряжение на контактах транзистора от протекания тока насыщения равно 16 мВ и пренебрежимо мало в сравнении $(E_c - U_{o2}) = 2,5$ В. Следовательно, максимальное значение начального тока разряда ёмкостей равно 0,08 мА.

При сопротивлении контактов 20 кОм напряжение на контактах транзистора от протекания тока насыщения составляет 1,6 В, и условие $(E_c - U_{o2}) = 2,5 > 1,6$ не нарушается. Следовательно, и в этом случае максимальное значение начального тока разряда ёмкостей равно 0,08 мА.

3.3.14 Резисторы полупроводниковых ИМС

Полупроводниковые резисторы формируются в выбранных слоях структуры БПТ. Такими слоями могут быть эмиттерный, базовый, коллекторный и композиционные, так называемые «за-

жатые» (pinch) слои базы и коллектора. Технологические исполнения слоёв представлены тремя вариантами:

- диффузионным;
- эпитаксиальным;
- ионно-имплантированным.

Резисторы от других элементов схемы в кристалле изолируются р-n-переходом или, если слой коллекторный, изоляцией, принятой для изоляции коллекторов БПТ. Резисторы могут быть изготовлены на основе эпитаксиальных пленок поликристаллического кремния, наносимых на диэлектрические основания.

Вследствие пространственной протяжённости резистивных полос полупроводниковых резисторов, изолированных р-n-переходами, напряжения смещения и соответственно ширина перехода, удельная ёмкость зависят от пространственных координат. Для интегральных оценок параметров таких резисторов применяется усреднение удельной ёмкости по длине резистора. В цифровых переключениях логических элементов из одного состояния в другое напряжение на изолирующих переходах резисторов не остаётся постоянным и для интегральных оценок также подлежит усреднению по состояниям (во времени).

Простейшая конструкция резистора представляет собой участок полупроводникового слоя, на концах которого расположены металлические контакты. Толщина слоя определяется глубиной залегания слоя изоляции. Профиль изолирующей поверхности резистора определяется технологией формирования слоя. Толщина слоя изоляции между резистивным и несущим слоями составляет доли микрометра. Поэтому средняя удельная ёмкость изоляции может достигать (400—500) пФ/мм², и в схемы замещения резисторов включается ёмкость на несущее основание $C_и$.

Вследствие неравномерности легирования по глубине диффузионные слои характеризуются средним объёмным удельным сопротивлением ρ или средним удельным поверхностным сопротивлением R_{\square} . Для ИС, изготавливаемых по эпитаксиально-планарной технологии, сопротивление R_{\square} в среднем составляет (25...150) Ом для коллекторного слоя, (200...500) Ом для базового слоя и (2,5...10) Ом для эмиттерного слоя.

Высокоомные резисторы формируются на основе базовых

слоев, ограниченных по толщине обратно смещенными эмиттерным и коллекторным р-п-переходами. Резистивный слой таких резисторов представляет собой канал с толщиной, равной ширине нейтральной базовой области БПТ.

Структуры высокоомных резисторов субмикронной толщины с изоляцией р-п-переходом формируются в ионно-имплантированных поверхностных слоях.

Топологические конфигурации резисторов являются полосами определённой длины, ширины и формы в выбранном слое (коллекторном, базовом или эмиттерном).

На рисунке 3.3.19 приведён пример топологической конфигурации резистора. Концевым областям полосы придаётся одна из графических форм, показанных на рисунках (3.3.20—3.3.23). Для вариантов контрольных работ применены первая и третья из приведенных форм.

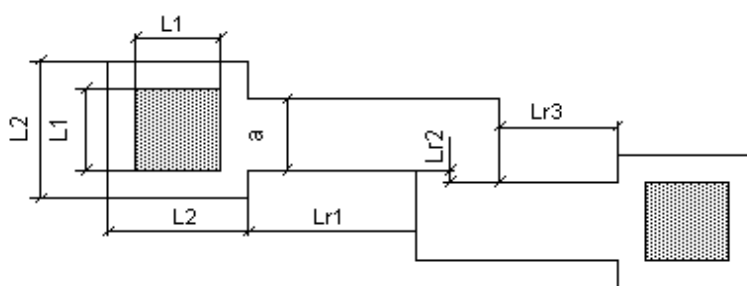


Рисунок 3.3.19

Электрическая длина резистивной полосы зависит от наличия и формы введённых в топологию изгибов. Для одиночных элементов изгибы не предусматриваются.

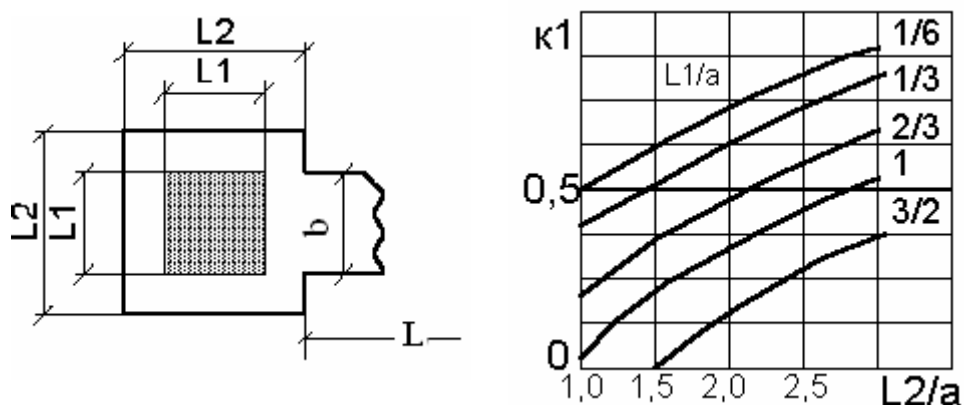


Рисунок 3.3.20

$$K_{\Phi k1} = 0,31 + 0,18 (L2/b) - 0,34 (L1/b)$$

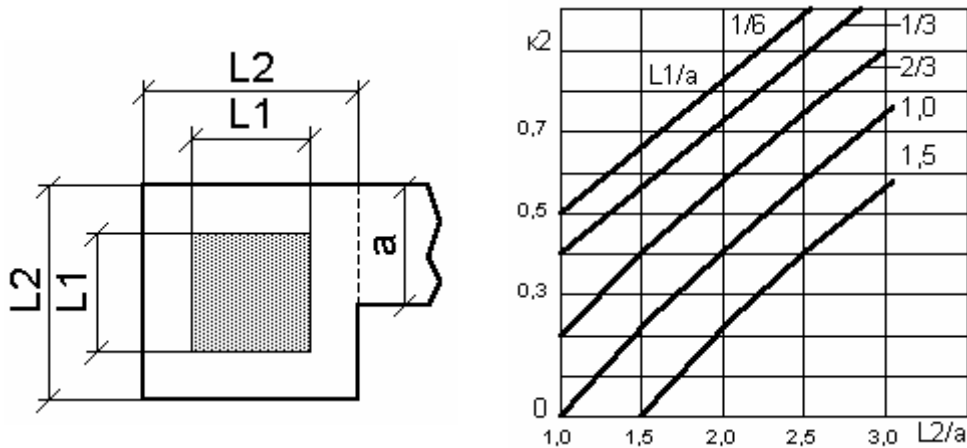


Рисунок 3.3.21

$$K_{фк2} = 0,16 + 0,34 (L2/a) - 0,42 (L1/a)$$

- Параметрами полупроводникового резистора являются:
- рабочее напряжение $U_{раб}$;
 - номинальное сопротивление резистора, R ;
 - допустимое производственное отклонение сопротивления, dR ;
 - допустимое эксплуатационное отклонение сопротивления, $dR_{э}$;
 - верхняя граничная частота резистора, $F_{гр}$.

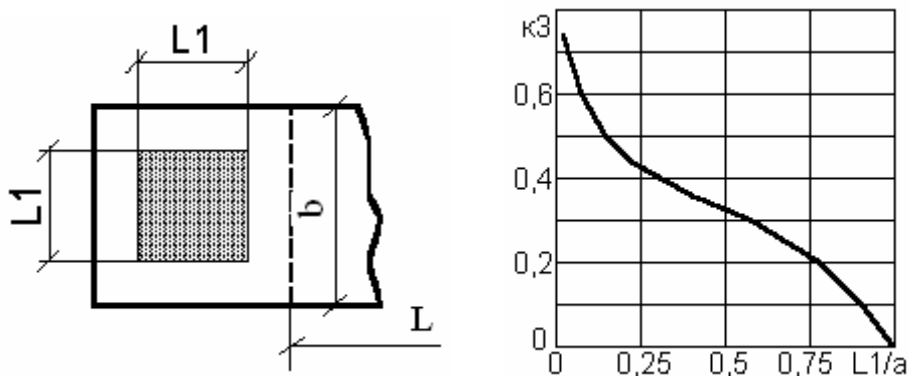


Рисунок 3.3.22

$$K_{фк3} = 0,5 - 0,17 (L1/b) - 0,3 (L1/b)^2;$$

Рабочее напряжение $U_{раб}$ полупроводникового резистора является своеобразным аналогом номинального напряжения для дискретных резисторов с тем отличием, что ограничительным фактором для него служит не мощность, а напряжение пробоя

изоляции U_p (см. выражения (2.15—2.19), пособие [1], Раздел 1). Рабочее напряжение должно, при запасе $K_3 \geq (1,5—2)$, удовлетворять условию

$$K_3 U_{\text{раб}} \geq U_p.$$

Сопротивление резистора без изгибов определяется по формуле

$$R = R_{\square} \cdot [(L/b) + 2 \cdot K_{\text{фк}}],$$

где R — номинал сопротивления;

R_{\square} — сопротивление квадрата резистивного слоя (поверхностное сопротивление слоя);

$K_{\text{фк}}$ — коэффициент формы контактной области, определяется по графикам рисунков 3.3.20—3.3.23 (или по соответствующим им приближённым формулам вычисления коэффициентов);

L , b — суммарная длина и ширина резистивной полосы соответственно.

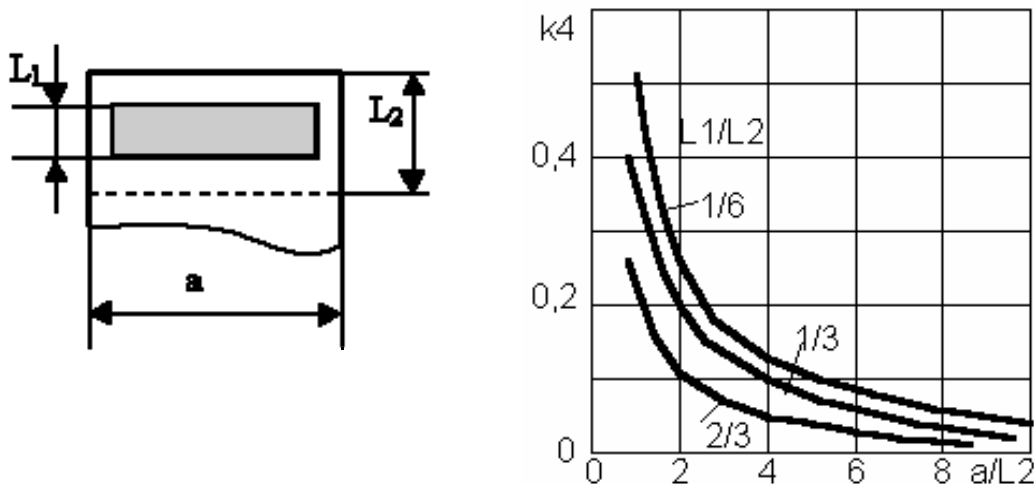


Рисунок 3.3.23

$$K_{\text{фк}4} = 0,58 - [0,46 \cdot (L_2/a) + 0,04] (L_1/L_2) + 0,01$$

В вариантах контрольных работ предусмотрено обращение к расчётным соотношениям для резисторов с первой и третьей формой контактных областей. Приведенное расчётное соотношение для $K_{\text{фк}1}$ является достаточным для диапазона значений ($1,5 < L_2/b < 3$). Более точная аппроксимация графической зависимости $K_{\text{фк}3}$ имеет вид

$$K_{\text{фк}3} = 0,33 - \text{sign}(x - 0,5) \cdot [0,51 \cdot |x - 0,5| + 0,29(x - 0,5)^2].$$

Аппроксимирующие зависимости $K_{\text{фк}}$ применены в оценке

погрешностей, вносимых технологическими погрешностями размеров контактных областей.

Относительный производственный допуск на сопротивление резистора

$$dR \approx dR_{\square} + dK_{\phi} + dR_k,$$

где dR_{\square} , dK_{ϕ} , dR_k — составляющие относительного допуска, определяемые вкладами относительных отклонений поверхностного сопротивления R_{\square} , коэффициентов формы топологических областей K_{ϕ} , сопротивлений контактов металл-полупроводник R_k . Относительные погрешности коэффициента формы dK_{ϕ} для топологий резисторов первого — третьего типов, включенных в варианты контрольных заданий, определяются по формулам:

$$dK_{\phi 1} = dV \cdot [1 + (R_{\square}/R) \cdot (0,9 - 0,18 \cdot L_2/a - 0,34 \cdot L_1/a)],$$

$$dK_{\phi 3} = dV \cdot [1 + (R_{\square}/R) \cdot (0,17 - 0,77 \cdot L_1/a)],$$

где dV — есть относительная погрешность ширины резистивного слоя на верхней поверхности слоя.

Профиль поперечного сечения полупроводниковых резисторов зависит от технологии формирования профиля сечения резистора. Для резисторов, исполняемых в эпитаксиальных слоях, внешние боковые поверхности формируются внешней разделительной диффузией (см. рис. 3.2.1). Согласно рисунку (3.2.1) фактическая площадь сечения резистора превышает расчётное значение ширины b на поверхности. Полагая профиль боковой поверхности радиальным, завышение площади поперечного сечения может быть учтено введением поправки на расширение размера на поверхности на Δb , определяя её по выражению

$$\Delta b = [hp \cdot (hc - ho) + hc \cdot f^2] / hc.$$

Поправка может быть вычислена до выбора поверхностных размеров резистора. Затем поправка учитывается в расчётах коэффициента формы контактной области и далее, через коэффициент формы резистивной полосы, в расчёте размера длины L полосы.

Частотные свойства резистора определяются элементами схемы замещения резистора, изображенной на рисунке 3.3.24.

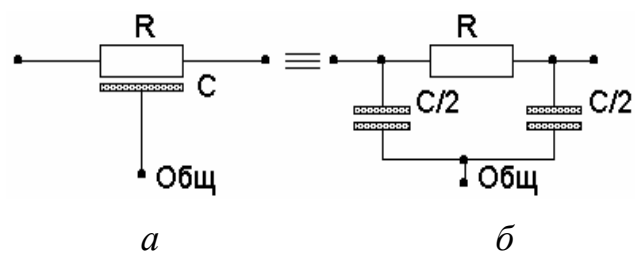


Рисунок 3.3.24

Резистор как распределённая RC-цепь, УГО которой изображено на рисунке 3.3.24, *а*, с приемлемой погрешностью до частот $\omega \leq 1/[R(C/4)]$ с целью упрощения расчётных моделей заменяется схемой, изображённой на рисунке 3.3.24, *б*. В зависимости от схемного подключения резистора вывод «Общ.» может быть соединён или не соединён с общим выводом схемы, где он подключен. В первом случае обе половины емкости учитываются отдельно на левой и правой (см. рис. 3.3.24 *б*) сторонах включения резистора в схему. Во втором случае схема замещения резистора трансформируется в параллельное соединение резистора R и конденсатора с эквивалентной ёмкостью $C/4$ и справедлива для одиночного резистора на кристалле. Понятие «граничная частота» для полупроводникового резистора представляется весьма условным. Предпочтительно характеризовать полупроводниковый резистор сопротивлением R и полной ёмкостью C (или постоянной времени RC), имея в виду возможность разделения полной ёмкости конденсатора на составляющие в соответствии с рисунком 3.3.24.

Примечание: Профиль боковой поверхности объёмной области резистора, подобно БПТ, зависит от толщины слоя и технологического способа разделения слоя на «функциональные островки». Применение диффузии для изоляции элементов ИМС сопровождается образованием «радиальных» боковых поверхностей. По отношению к формируемому элементу локальная диффузия проводится изнутри тела элемента или извне. В первом случае диффузия определяется как *разделительная внутренняя*, во втором — как *разделительная внешняя* для изоляции элементов, формируемых в эпитаксиальных слоях структур. Различие топологических и габаритных размеров иллюстрируется рисунком 3.2.1, *а*, *б*, где приведены поперечные сечения слоя элемента для внутренней диффузии в слой (см. рис. 3.1, *а*) и для внешней — на рисунке 3.2.1, *б*. Расчёт донной, боковой поверхностей и габаритных размеров резистора выполняется по формулам, принятым для расчёта этих параметров БПТ в разделе 3.2.2.

Поправка Δb на размеры областей, вследствие влияния профиля сечения слоя, для элементов в эпитаксиальном слое прини-

мается с положительным знаком (площадь сечения повышается). Для элементов в диффузионном слое поправка Δb учитывается в размерах сечения с отрицательным знаком.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1 Торгонский Л.А. Проектирование интегральных микросхем и микропроцессоров: Учебное пособие. В 2-х разделах. — Томск: ТМЦДО, 2007. — Раздел 1. — 254 с.

2 Торгонский Л.А. Проектирование интегральных микросхем и микропроцессоров: Учебное пособие. В 2-х разделах. — Томск: ТМЦДО, 2007. — Раздел 2. — 228 с.

3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1962. — 608 с.

4. Захаров А.Л., Асадурова Е.И. Расчёт тепловых параметров полупроводниковых приборов: Метод эквивалентов. — М.: Радио и связь, 1983. — 184 с.: ил.

5. Пономарёв М.Ф. Конструкции и расчёт микросхем и микроэлементов ЭВА: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1982. — 288 с.: ил.

6. Ермолаев Ю.П., Пономарёв М.Ф., Крюков Ю.Г. Конструкции и технология микросхем (ГИС и БГИС): Учебник для вузов / Под ред. Ю.П. Ермолаева. — М.: Радио и связь, 1980. — 256 с.: ил.

7. Преснухин Л.Н. и др. Основы конструирования микроэлектронных вычислительных машин: Учеб. пособие для втузов. — М.: Высш. школа, 1976. — 408 с.