

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Тетенькин Ярослав Геннадьевич

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ
ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ
ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА**

Специальность: 05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам
измерения (электрические измерения)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук, доцент
Сергеев Вячеслав Андреевич

Ульяновск - 2016

Оглавление

Введение.....	5
Глава 1. Анализ методов и средств измерения тепловых параметров цифровых интегральных схем.....	12
1.1. Особенности различных технологий ЦИС и тенденции их развития...	12
1.2 Тепловые режимы работы и надежность ЦИС.....	14
1.3 Тепловые модели и тепловые параметры ЦИС.....	17
1.3.1 Методы анализа тепловых процессов в ЦИС.....	17
1.3.2 Одномерные тепловые цепи.....	18
1.3.3 Распределенные теплоэлектрические модели.....	22
1.3.4 Нелинейные теплоэлектрические модели.....	23
1.4 Методы измерения температуры активной области полупроводниковых структур.....	24
1.4.1 Прямые методы измерения температуры.....	24
1.4.2 Косвенные методы измерения температур.....	25
1.5 Обзор методов измерения тепловых параметров ЦИС.....	27
1.5.1 Стандартные методы измерения тепловых параметров ЦИС по переходной тепловой характеристике.....	27
1.5.2. Измерение теплового импеданса микросхем.....	30
1.6 Способы измерения ТП ЦИС с использованием электрических температурочувствительных параметров.....	33
1.6.1. Измерение ТП ЦИС с использованием температурных зависимостей напряжения логических элементов.....	33
1.6.2. Амплитудно-импульсная модуляция греющей мощности.....	34
1.6.3. Частотно-импульсная модуляция греющей мощности по гармоническому закону.....	35
1.6.4. Частотно-импульсная модуляция греющей мощности по линейному закону.....	36
1.7. Измерение тепловых характеристик ЦИС с использованием временного температурочувствительного параметра.....	37
1.8. Выводы.....	40
Глава 2. Способы измерения времени задержки распространения сигнала в ЦИС	41
2.1 Время задержки распространения сигнала ЦИС как диагностический параметр.....	41
2.2 Анализ динамических параметров КМОП инвертора.....	41
2.3 Влияние температуры на динамические характеристики МОП-	

структур.....	44
2.3.1 Температурная зависимость порогового напряжения и напряжения отсечки.....	44
2.3.2 Подвижность носителей заряда в полупроводнике.....	45
2.3.3 Температурная зависимость динамических параметров.....	46
2.4 Прямой способ измерения времени задержки.....	46
2.5 Частотный способ измерения времени задержки ЛЭ ЦИС.....	49
2.6 Анализ воздействия источников помех на выходной сигнал КГ.....	53
2.7. Одновибраторный способ измерения времени задержки сигнала.....	61
2.8 Выводы.....	63
Глава 3. Методы измерения тепловых параметров ЦИС с использо- ванием времени задержки в качестве ТЧП.....	64
3.1 Способ измерения теплового сопротивления ЦИС с использованием режима кольцевого генератора.....	64
3.2 Способ измерения переходной тепловой характеристики ЦИС с ис- пользованием режима кольцевого генератора.....	68
3.3 Измерение теплового импеданса цифровых интегральных схем.....	73
3.4 Способ измерения ПТХ по времени задержки ЦИС.....	76
3.5 Анализ ПТХ и построение тепловых моделей ЦИС.....	77
3.5.1. Метод структурных функций.....	77
3.5.2. Новый алгоритм анализа ПТХ ЦИС.....	80
3.5.3. Анализ ПТХ ЦИС с использованием численного дифферен- цирования.....	85
3.5.4. Анализ ПТХ ЦИС с использованием полиномиальной рег- рессии.....	89
3.6 Выводы.....	92
Глава 4. Разработка программно-аппаратного комплекса для изме- рения тепловых параметров ЦИС.....	94
4.1 Основные требования, предъявляемые к измерительному комплексу.....	94
4.2 Повышение точности измерительного комплекса.....	95
4.3. Состав автоматизированного измерительного комплекса.....	97
4.4. Микропроцессорный измеритель тепловых параметров ЦИС.....	97
4.5. Управляющая программа микроконтроллера.....	101
4.6. Исследование основных технических характеристик комплекса.....	106
4.6.1. Оценка диапазонов измерения теплового сопротивления и времени измерения.....	106
4.6.2. Оценка погрешности измерения теплового сопротивления....	107

4.6.3. Погрешность измерения частоты.....	107
4.6.4. Определение начальной частоты генерации КГ.....	108
4.6.5. Зависимость температуры корпуса от внешних параметров...	109
4.6.6. Погрешность определения температурного коэффициента частоты кольцевого генератора.....	110
4.6.7. Погрешность, обусловленная нелинейностью АЦП.....	110
4.6.8. Погрешность температурного датчика типа DS18B20.....	111
4.6.9. Общая погрешность измерения тепловых параметров.....	111
4.7. Выводы.....	112
Глава 5. Результаты экспериментальной проверки комплекса для измерения тепловых параметров ЦИС.....	113
5.1. Результаты экспериментальных измерений ТП ЦИС.....	113
5.2. Результаты экспериментальных испытаний ПЛИС.....	117
5.3. Повторяемость экспериментальных результатов.....	122
5.4. Сравнение с альтернативным методом измерения ПТХ.....	123
5.5. Выводы.....	127
Заключение.....	128
Список литературы.....	130
Приложения.....	142

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Температура активной области цифровых интегральных схем (ЦИС) во многом определяет их функциональную и физическую надежность. Особенно актуальным является контроль тепловых режимов работы ЦИС в составе электронных модулей, работающих в широких температурных диапазонах (до +120 °С), например в составе бортовой РЭА, а также контроль температуры кристаллов СБИС, имеющих высокую плотность рассеиваемой в них мощности (до 100 Вт/см² и выше).

Исследования механизмов влияния температуры на функциональную надежность и долговечность ЦИС проводят все ведущие мировые компании-разработчики и производители компонентной базы: Intel, Texas Instruments, SM Microelectronics, Infineon и т. д. Существенный вклад в развитие этих исследований внесли и российские ученые Чернышев А. А., Горлов М. И., Мадера А.Г., Путря М. Г., Строгонов А. В., Пиганов М.Н. и др.

Тепловые параметры (ТП) ЦИС, определяющие характер изменения температуры в активной области изделия при выделении в нем электрической мощности, закладываются на этапе проектирования, но в значительной степени определяются качеством изготовления ЦИС и могут иметь значительный разброс от образца к образцу. Поэтому одним из наиболее эффективных и широко применяемых методов диагностического контроля качества ЦИС является измерение их ТП.

Известные способы измерения температуры активной зоны кристалла ЦИС с помощью ИК-техники и термоиндикаторов трудоемки, применимы только для открытых изделий и используются, в основном, в исследовательских целях. В условиях массового производства на стадиях выходного и входного контроля используют косвенные методы измерения ТП полупроводниковых изделий с преобразованием изменения температуры в электрический сигнал. Научные основы этих методов развиты в работах В.Л. Аронова, Н.Н.Горюнова, Д.И.Закса, В.Ф. Синкевича, Н.Н. Беспалова, В.А. Сергеева, D. Blackburn, A. Poore, A. Frakas, F. Oettinger, V. Szekely, и др. В основе большинства косвенных методов измерения тепловых параметров лежит разогрев полупроводникового прибора за счет потребляемой им электрической

мощности и определение изменения температуры активной области кристалла изделия по некоторому (как правило, электрическому) температурочувствительному параметру (ТЧП).

Базовыми ТП, определяемыми технической документацией и контролируемые в условиях производства ЦИС, являются тепловые сопротивления переход – корпус $R_{\text{ТП-к}}$ и переход – среда $R_{\text{ТП-с}}$, которые определяют приращение температуры активной области ЦИС относительно корпуса или окружающей среды при заданном уровне потребляемой мощности. Указанные ТП не дают возможности оценить вклад в общую тепловую схему ЦИС отдельных элементов ее конструкции, определить температуру рабочей области ЦИС в динамических режимах их работы.

Для более адекватного описания тепловых свойств ЦИС, используют тепловые эквивалентные схемы, построенные на основе принципа теплоэлектрической аналогии. Для большинства практических приложений и задач диагностического контроля качества ЦИС используют линейные одномерные тепловые схемы, представляющие собой ряд последовательно соединенных RC -звеньев, каждое из которых соответствует определенному элементу (слою) конструкции ЦИС.

Параметры тепловой схемы определяют или по переходной тепловой характеристике (ПТХ), обозначаемой как $H_T(t)$ и представляющую собой зависимость приращения температуры $\Delta\theta(t)$ активной области ЦИС от времени, после подачи на ЦИС ступеньки греющей мощности единичного уровня. Или по комплексному тепловому сопротивлению $Z_T(\omega)$ (тепловому импедансу), которое определяется как отношение амплитуды переменной составляющей температуры $\theta_m(\omega)$ активной области ЦИС к амплитуде P_m переменной составляющей мощности при изменении греющей мощности по гармоническому закону: $P(t) = P_0 + P_m \sin \omega t$.

Измерение теплового импеданса с одинаковым с ПТХ разрешением (то есть с одинаковым числом отсчетов на декаду частоты и времени) требует существенного большего времени, чем измерение ПТХ. Кроме того, изменение поглощаемой мощности по гармоническому закону довольно сложно реализовать для ЦИС различных классов, и до настоящего времени не предложено математически строгих алгоритмов определения ТП ЦИС по частотным зависимостям теплового импеданса.

В известных стандартных методах измерения ПТХ используется переключение ЦИС из режима нагрева электрической мощностью в режим измерения ТЧП. При этом необходимо обеспечить измерение малых изменений ТЧП на уровне больших средних значений и случайных помех за короткий интервал времени, пока температура активной области ЦИС не успевает существенно измениться. Режимы нагрева ЦИС, используемые в известных методах измерения, как правило, отличаются от режимов выделения тепла в ЦИС в условиях эксплуатации.

Для всех классов и типов ЦИС характерно общее свойство – задержка распространения сигнала. Этот параметр у современных ЦИС изменяется в очень широких пределах и довольно сильно зависит от температуры. Современные средства измерений позволяют измерять короткие интервалы времени с пикосекундной точностью, что дает возможность использовать время задержки распространения сигнала (ВЗРС) в качестве ТЧП при измерении ПТХ ЦИС.

Цель диссертационной работы – разработка и исследование новых способов, алгоритмов и автоматизированных средств измерения ТП ЦИС по переходным тепловым характеристикам с использованием температурной зависимости ВЗРС для задач диагностического контроля качества ЦИС.

Поставленная цель достигается решением **следующих научных задач**:

1. Анализ функциональных возможностей и метрологических характеристик существующих способов и устройств измерения ТП ЦИС.
2. Теоретический анализ и экспериментальное исследование зависимостей ВЗРС ЦИС различных типов от температуры, напряжения питания и нагрузки.
3. Разработка способов и средств измерения ПТХ ЦИС с использованием температурной зависимости ВЗРС, анализ источников и оценка методических погрешностей указанных способов и средств.
3. Разработка и анализ разрешающей способности простого (промышленно ориентированного) алгоритма определения параметров одномерных линейных тепловых схем ЦИС по экспериментальным ПТХ.
4. Реализация разработанных способов и алгоритмов в виде автоматизированного аппаратно-программного измерительного комплекса и исследование его метрологических характеристик.

5. Проведение и анализ результатов сравнительных выборочных измерений ПТХ ЦИС разработанными и известными средствами.

Методы исследований.

При выполнении работы использовались принципы теплоэлектрической аналогии, методы статистической обработки результатов измерений, теория радиотехнических цепей и сигналов и теория погрешностей. Моделирование, расчет и обработка экспериментальных данных осуществлялось в пакетах MathCad, Quartus II, Multisim и Excel. При разработке программного обеспечения измерительного комплекса использовались компиляторы WinAVR и Atmel Studio 6.2, языки программирования Си и Verilog HDL.

Научная новизна работы.

1. Впервые показана возможность использования для измерения ПТХ ЦИС температурной зависимости ВЗРС с ее преобразованием в температурную зависимость частоты кольцевого генератора (КГ), построенного на логических элементах (ЛЭ) ЦИС, что позволило обеспечить режим нагрева ЦИС близкий к режиму нагрева ЦИС в условиях эксплуатации и устранить источники погрешностей измерения, присущие известным способам измерения ПТХ:

- влияние переходных процессов при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения;
- влияние паразитных сопротивлений во внутренних цепях питания ЦИС;
- погрешность, обусловленную пространственным разделением источников тепла и датчиков температуры.

2. Показано, что применение температурной зависимости частоты КГ с использованием умножения частоты позволяет снизить относительную погрешность измерения ПТХ в начале нагрева до десятых долей процента, что является определяющим для диагностики качества структуры и монтажа кристалла ЦИС.

3. Разработан более простой, по сравнению с известными, алгоритм определения параметров линейной тепловой схемы ЦИС по ПТХ, состоящий в нахождении корней второй производной ПТХ в полулогарифмическом масштабе по времени. Показано, что погрешность определения параметров отдельных звеньев тепловой

цепи ЦИС быстро уменьшается с увеличением отношения тепловых постоянных времени соседних RC -звеньев и при отношении более 8 не превышает 7 – 10 %.

4. Предложен способ измерения теплового импеданса ЦИС с использованием импульсной модуляции частоты колебаний КГ, построенного на ЛЭ ЦИС, исключая погрешность измерения, присущую известным способам с использованием в качестве ТЧП электрических параметров ЦИС и обусловленную паразитными электрическими переходными процессами.

5. Предложен способ измерения ПТХ ЦИС с ЛЭ любого типа с использованием ВЗРС в качестве ТЧП путем формирования последовательности импульсов с длительностью, равной ВЗРС, и последующего преобразования этих импульсных последовательностей в напряжение.

Практическая значимость работы.

1. Разработаны новые способы и устройства измерения ПТХ ЦИС для задач диагностического контроля качества сборки ЦИС, имеющие лучшие функциональные возможности и точность по сравнению с известными средствами.

2. Предложен новый, более простой по сравнению с известным методом структурных функций, алгоритм расчета параметров линейных тепловых схем ЦИС по экспериментальным ПТХ.

3. Разработан и изготовлен автоматизированный аппаратно-программный измерительный комплекс, который может быть использован как для диагностического выходного контроля предприятиями – производителями ЦИС, так и исследовательским лабораториям для измерения и анализа тепловых характеристик ЦИС.

4. Разработано программное обеспечение измерительного комплекса, которое может служить основой при разработке управляющих программ для микропроцессорных измерительных приборов аналогичного назначения.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Использование для измерения ПТХ ЦИС температурных зависимостей ВЗРС ЦИС, позволяет обеспечить режим нагрева ЦИС в процессе измерения, более близкий к режиму нагрева ЦИС в условиях эксплуатации и устранить источники погрешностей измерения, присущие известным способам измерения ПТХ:

- влияние переходных процессов при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения;

- влияние паразитных сопротивлений во внутренних цепях питания ЦИС.

2. Способ измерения ПТХ ЦИС с использованием температурной зависимости частоты КГ, построенного на ЛЭ ЦИС, имеющий более высокую точность по сравнению с известными способами в начале нагрева ЦИС, что позволяет повысить достоверность диагностики качества структуры и монтажа кристалла ЦИС.

3. Способ измерения ПТХ ЦИС с ЛЭ любого типа с использованием ВЗРС в качестве ТЧП путем формирования последовательности импульсов с длительностью, равной ВЗРС, и последующего преобразования этих импульсных последовательностей в напряжение.

4. Новый, легко автоматизируемый, алгоритм определения параметров отдельных звеньев линейных тепловых схем ЦИС и результаты анализа его разрешающей способности.

5. Способ измерения теплового импеданса ЦИС с использованием импульсной модуляции частоты генерации КГ, исключающий погрешности известных способов измерения теплового импеданса с использованием электрических ТЧП, обусловленные переходными электрическими процессами и падением напряжения на внутренних шинах питания ЦИС.

6. Результаты выборочных сравнительных измерений ПТХ и определения ТП ЦИС различных типов, включая ПЛИС типа EPМ240Т100С5 фирмы Altera и Lattice iM4A3-64/32.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на; Всероссийской научно-практической конференции «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем» (Ульяновск 2013, 2015); научно-технической конференции ППС УлГТУ «Вузовская наука – производству» (Ульяновск, 2013, 2014, 2015)

Доклады по материалам работы включены в программу Международной конференции «Фундаментальные проблемы электронного приборостроения» (ИНТЕРМАТИК-2016, г. Москва).

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы в УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН при выполнении НИР по договору № И2014-15 от 02 июля 2014 г. на выполнение составной части прикладных научных исследований (проекта) по соглашению о предоставлении субсидии от 05.06.2014 г. 14.607.21.0010 (уникальный идентификатор RFMEFI60714X0010) между Минобрнауки РФ и НТЦ микроэлектроники РАН по ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» и в Ульяновском государственном техническом университете при выполнении проекта №1514 «Моделирование и исследование теплоэлектрических процессов в гетероструктурах светоизлучающих приборов при их работе в динамических режимах» Госзадания 2014/232.

Личный вклад автора. Основные результаты диссертационной работы, включая разработку и компьютерную реализацию алгоритма расчета тепловых параметров и ПТХ ЦИС, макетирование экспериментальных установок, проведение исследований и обработка результатов получены автором лично. Обсуждение и интерпретация экспериментальных результатов проводились при его непосредственном участии.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 18 работ, в том числе 3 статьи в изданиях из перечня ВАК, 7 авторских свидетельств и патентов.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, библиографического списка из 157 наименований. Общий объем диссертации 144 страниц, включая 78 рисунков и 5 таблиц.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

1.1 Особенности различных технологий ЦИС и тенденции их развития

В основе структуры ЦИС любой серии лежит базовый логический элемент (ЛЭ). На его основе строятся все микросхемы серии: комбинационная логика, триггеры, счетчики и т.д. Как правило, базовым ЛЭ является элемент, выполняющий операции И-НЕ (ИЛИ-НЕ). Принцип построения, напряжение питания, динамические характеристики и другие параметры базового ЛЭ являются определяющими для всех микросхем серии.

По принципу построения базовых ЛЭ ЦИС подразделяют на следующие типы: транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) и транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки (ТТЛШ); транзисторной логики с эмиттерными связями (ЭСЛ - эмиттерно-связанная логика) и логика на основе комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник (КМОП).

Разнообразие типов базовых ЛЭ объясняется тем, что каждый из них имеет свои достоинства и свою область применения. В таблице 1.1 приведены сравнительные характеристики ЦИС разных типов.

Элементы КМОП обладают рядом уникальных свойств: малая потребляемая мощность при невысоких частотах переключения, высокая помехоустойчивость, широкие допуски на величину питающих напряжений, высокое быстродействие при небольших емкостных нагрузках. Эти элементы доминируют в схемах внутренних областей БИС/СБИС. За ТТЛ и ТТЛШ осталась в основном область периферийных схем, где требуется передача сигналов по внешним цепям со значительной емкостной нагрузкой. Элементы ЭСЛ обеспечивают максимальное быстродействие, но ценой повышения потребляемой мощности, что снижает достижимый уровень интеграции. Несмотря на преимущество в производительности биполярные схемы характеризуются по сравнению с КМОП гораздо большей рассеиваемой мощностью, а значит, и меньшей плотностью упаковки.

Таблица 1.1 – Характеристики ЦИС, изготовленных по разной технологии

Характеристика, параметр	ТТЛ	ТТЛШ	КМОП	Быстродействующие КМОП	ЭСЛ
Отечественные ЦИС	K155 K131	K555 K531 KP1533	K176 K561 K564	KP1554 KP1564	K500 KP1500
Зарубежные ЦИС	74	74LS 74ALS	CD4000 H 4000	74AC 74 HC	MC100 F100
Время задержки распространения, нс	10...30	4...20	15...50	3,5..5	0,5...2
Максимальная частота, МГц	15	50..70	1...5	50...150	300...500
Напряжение питания $U_{пит}$, В	$5 \pm 0,5$	$5 \pm 0,5$	3...15	2...6	$-5,2 \pm 0,5$
Потребляемый ток (без нагрузки), мА	20	4...40	0,002...0,1	0,002...0,1	0,4
Уровень логического «0», В	0,4	0,5	$< 0,1$	$< 0,1$	-1,65
Уровень логической «1», В	2,4	2,7	$\sim U_{пит}$	$\sim U_{пит}$	-0,96
Максимальный выходной ток, мА	16	20	0,5	75	40

В настоящее время КМОП-технологии являются доминирующими при производстве ЦИС и практически вытеснили логику на основе биполярных транзисторов. КМОП-логика используется в ЦИС как малой (1–10 ЛЭ на кристалле) и средней (10–100 ЛЭ), так в большой и сверхбольшой степени интеграции. Это обусловлено следующими причинами.

1. ЛЭ, изготовленные по КМОП технологии, потребляют значительно меньшую мощность, чем ЛЭ на биполярных транзисторах, как в статическом, так и в динамическом режимах. Потребление мощности КМОП ЛЭ обусловлено в основном перезарядом емкости нагрузки при переключении элемента из одного логического состояния в другое.

2. Поскольку входы схем являются изолированными затворами МОП-транзисторов, то входные токи очень малы, а коэффициент разветвления по выходу высок.

3. Высокое входное сопротивление МОП-транзисторов позволяет использовать накопленный заряд для хранения входной информации. Это свойство широко используется в микросхемах памяти.

4. МОП-транзистор занимает на кристалле значительно меньшую площадь, чем биполярный. Современные технологии производства СБИС позволяют создавать МОП-транзисторы с длиной канала 45–22 нм и меньше.

Малые геометрических размеров и низкая потребляемая мощность дают возможность изготавливать СБИС, содержащие миллиарды МОП-транзисторов.

1.2. Тепловые режимы работы и надежность ЦИС

В общем случае, температура активной области кристалла ЦИС определяется способностью ЦИС рассеивать выделяющееся в кристалле тепло и мощностью, поглощаемой ЦИС от источников питания и сигнала в режиме эксплуатации.

Рост числа элементов на кристалле и повышение функциональной сложности ИС привели к резкому увеличению рассеиваемой мощности. Если в 1980 г степень сложности составила 10^6 элементов/кристалл и обычными стали схемы, рассеивающие до 4 Вт [50, 51, 57], то в настоящее время число транзисторов на чип высокоскоростных БИС и СБИС стремиться к 10^{10} , а плотность мощности, рассеиваемая чипами, приближаются к физическому пределу порядка 200 Вт/см^2 .

Известно, что температура активной области кристалла ЦИС во многом определяет функциональную и физическую надежность микросхем [4,5,16,40,109].

Из диаграммы на рис. 1.1 [121], видно, что из внешних дестабилизирующих факторов наибольшее влияние (в 55% случаев) на интенсивность отказов электронных схем оказывает температура. Особенно сильно это проявляется для полупроводниковых изделий: в [16] отмечается, что с повышением температуры структуры полупроводникового изделия на $15 \text{ }^\circ\text{C}$ срок его службы уменьшается в $2\div 6$ раз в зависимости от типа изделия и механизма отказа.

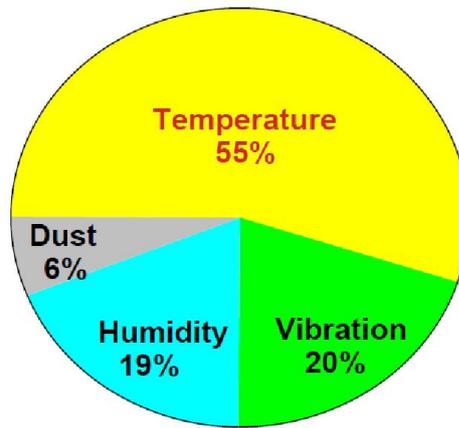


Рис. 1.1. Влияние различных внешних факторов на надежность электронных схем

В работе [4] приведена расчетная зависимость влияния температуры на интенсивность отказов интегральных микросхем (рис. 1.2) и показано, что повышение температуры на 46 °С приводит к снижению показателя надежности λ [ч⁻¹] для большинства типов исследованных микросхем как минимум в 5 раз, а для некоторых типов линейных ИС – в 20 раз и более.

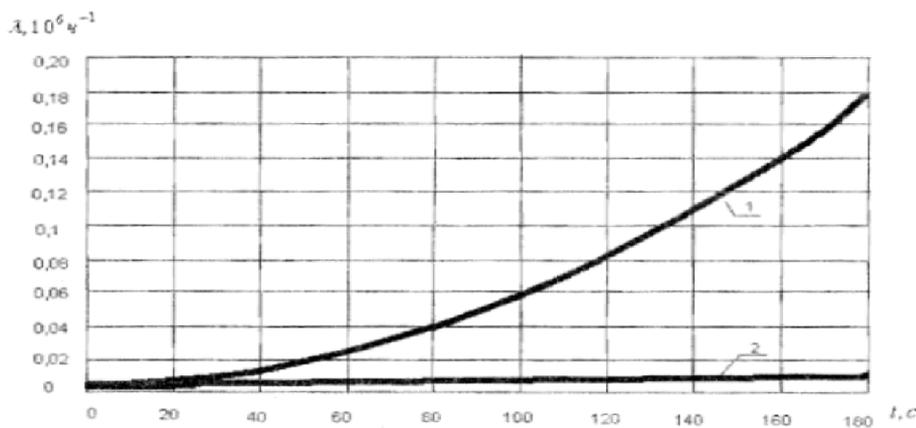


Рис. 1.2. Изменение во времени интенсивности отказов ИС:
1 – линейная аналоговая ИС; 2 – цифровая ИС

Для выполнения требований надежности и стабильности функциональных параметров ИС устанавливаются предельно допустимые и рабочие температуры $p-n$ -перехода. В технической документации зарубежных производителей в качестве максимальной принимается температура от 150 до 175 градусов Цельсия, в некоторых случаях даже 200 °С, что приближается к физическому пределу для изделий из кремния (около 250 °С) [34]. В большинстве случаев, рекомендуемая температура кристалла не превышает 60 – 75 °С.

В настоящее время рост сложности ЦИС, а также резкое увеличение их быстродействия делают проблему контроля тепловых режимов ЦИС весьма актуальной. В

связи с этим, в нашей стране и за рубежом активно разрабатываются системы параметров, характеризующих тепловые свойства ЦИС и адекватные модели тепловых процессов. Большое внимание уделяется разработке новых методов и средств измерения и контроля теплового режима работы ЦИС.

Тепловые параметры ЦИС, полученные расчетным путем, чаще всего не совпадают с реальными данными. Это обусловлено несовершенством, как расчетных математических моделей, так и нестабильностью технологического процесса производства ЦИС. Поэтому контроль текущих ТП ЦИС предусмотрен при проведении тестовых испытаний и, кроме того, в последнее время становится составной частью контроля процесса изготовления ЦИС [63].

Особую остроту приобретает проблема надежности СБИС: процессоров, микроконтроллеров, ПЛИС, ПАИС и др. Повышение рабочих частот современных СБИС до нескольких гигагерц с одновременным увеличением числа ЛЭ на чипе до 10^9 и более приводит к значительному увеличению плотности мощности, рассеиваемой в чипе, и, как следствие, к увеличению температуры активной области кристалла СБИС. Плотность теплового потока в кристалле современных процессоров составляет порядка 100 Вт/см^2 , при этом температура разных участков активной области чипа может существенно различаться. На тепловизионном снимке кристалла процессора (рис. 1.3) видно, что модуль логических и арифметических операций (ALU) нагревается до 127°C , тогда как температура в области кеш-памяти и других участков находится в пределах 65°C и меньше [92].

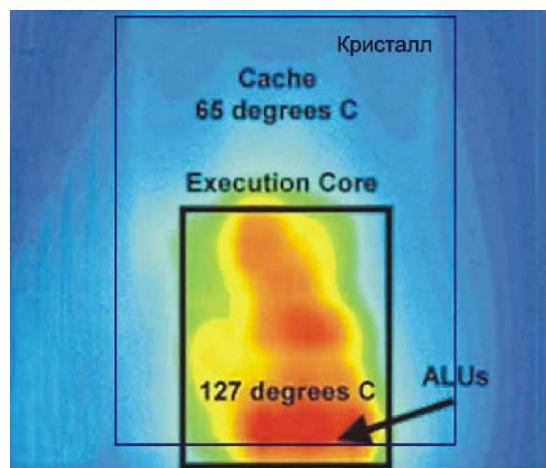


Рис. 1.3. Распределение температуры на поверхности кристалла процессора

Таким образом, можно отметить, что контроль тепловых параметров ЦИС, в настоящее время наиболее актуален для микросхем большой и сверхбольшой степени интеграции, выполненных по технологии КМОП.

1.3 Тепловые модели и тепловые параметры ЦИС

1.3.1 Методы анализа тепловых процессов в ЦИС

Конструкция современных планарных ЦИС представляет собой многослойную плоскостойкую систему: полупроводниковая пластина монтируется на металлическом кристаллодержателе, закрепленном на основании корпуса. Источники тепла находятся в тонком слое на рабочей поверхности полупроводниковой пластины. Таким образом, тепловой поток движется от активной области кристалла к корпусу прибора и затем в окружающую среду (рис.1.4).

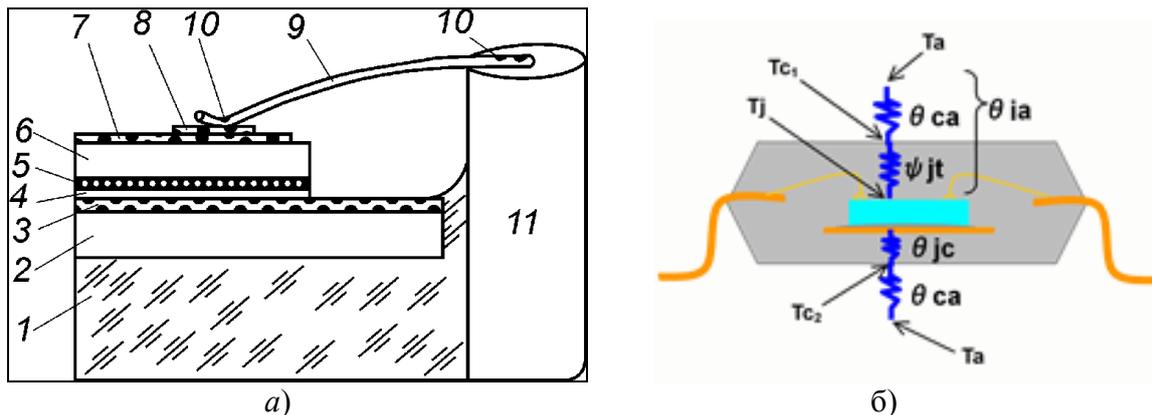


Рис 1.4. Поперечное сечение ИС (а) : 1 – ножка корпуса; 2 – ковар; 3 – сплав Au-Ge; 4 – слой золота; 5 – сплав Au-Si; 6 – кристалл; 7 – оксид кремния; 8 – алюминий; 9 – золотая проволока; 10 – термокомпрессионное соединение; 11 – вывод корпуса; пути отвода тепла от кристалла ИС (б) схематично [140]

Поскольку основным механизмом переноса тепла в такой конструкции является теплопроводность, то температурное поле $\theta(x,y,z,t)$ в элементах конструкции ЦИС может быть найдено из решения уравнений теплопроводности для каждого слоя конструкции [34,46,50,51,57]:

$$\nabla(\lambda\nabla\theta) + Q = c_T(\partial\theta/\partial t), \quad (1.1)$$

где $Q(x,y,z,t)$ – объемная плотность источников тепла в элементе; c_T , ρ , λ – удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности материала

слоя, соответственно, зависящие в общем случае от температуры; x, y, z - координаты; t – время [88].

Точное решение этих уравнений применительно к реальной конструкции и топологии ЦИС довольно сложно, поэтому при исследовании тепловых процессов в ЦИС широко применяют приближенные методы анализа, позволяющие во многих, практически важных, случаях найти значения температуры в характерных точках конструкции без решения уравнений теплопереноса [44,137].

Тепловые свойства планарных ЦИС принято описывать на основе принципа теплоэлектрической аналогии [45,152], заключающегося в сходстве уравнений, описывающих процессы теплопроводности и электропроводности. В этом приближении многослойную конструкцию ЦИС представляют в виде цепи соединенных между собой по определенной схеме тепловых элементов и для ее анализа применяют теорию электрических цепей. Активные элементы в таких тепловых цепях обладают свойствами поглощать и/или выделять энергию по аналогии с активными элементами электрических цепей: источники теплового потока соответствуют источникам тока в электрических цепях, а источники температуры – источникам напряжения (или ЭДС). Пассивные элементы тепловой цепи – тепловые сопротивления R_T и тепловые емкости C_T – соответствуют электрическим сопротивлениям и емкостям. Таким образом, тепловые цепи полностью аналогичны электрическим цепям, для которых справедливы законы Кирхгофа и другие известные методы преобразования.

1.3.2 Одномерные тепловые цепи

Электрическая мощность, потребляемая ЦИС, преобразуется в тепло в очень тонком слое на поверхности кристалла. Если считать плотность источников тепла равномерно распределенной по площади активной области ЦИС, не учитывать перенос тепла в ЦИС излучением, а также утечку тепла с боковых граней слоев, то тепловой поток в конструкции ЦИС можно считать одномерным. Одномерные тепловые цепи ЦИС подробно рассматривались в работах П.Д. Давидова, Н.Н. Горюнова, Д.И. Закса, А.А. Чернышева и др. [28,32, 40,114].

Если толщина кристалла сравнима с размерами источника тепла на его поверхности, то происходит расширение теплового потока от поверхности среды к основанию кристалла. Методом эквивалентов [40] реальный расходящийся тепловой поток можно аппроксимировать конусом с определенным углом расхождения и таким образом, снизить размерность задачи с двумерной до одномерной.

Для анализа тепловых свойств ЦИС широко используется тепловая схема в представлении (по модели) Кауэра (рис. 1.5.), которая представляет собой последовательно соединенные тепловые сопротивления с теплоемкостями, включенными между точками соединения тепловых сопротивлений и общей шиной, которая является аналогом бесконечного теплоприемника – окружающей среды. К входам цепи подключен источник тока – эквивалент рассеиваемой на поверхности кристалла ЦИС мощности. Напряжение в узлах цепи эквивалентно температуре на границе раздела слоев. Для определения температура активной области кристалла при произвольном законе изменения рассеиваемой мощности $P(t)$ необходимо знать полное входное сопротивление тепловой цепи $Z_T(t)$.

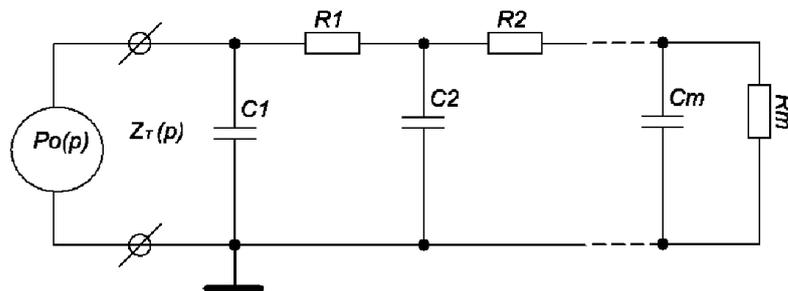


Рис. 1.5. Тепловая схема ЦИС в представлении Кауэра

Полное входное сопротивление такой цепи согласно [17] в операторной форме $Z_T(p)$ представляется в виде конечной цепной дроби:

$$Z_T(p) = \frac{1}{C_1(p) + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{C_2(p) + \frac{1}{R_2(p) + \dots + \frac{1}{C_m(p) + \frac{1}{R_m}}}}} . \quad (1.2)$$

Теория цепей позволяет пересчитать схему Кауэра в схему Фостера, представляющую собой ряд последовательно соединенных RC -звеньев (рис. 1.6). Эта

схема более удобна для анализа, так как ее полное сопротивление равно просто сумме тепловых сопротивлений звеньев:

$$Z(t) = \sum_{i=1}^n Z_{T_i}(t) = \sum_{i=1}^n R_{T_i} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_{T_i}}\right) \right), \quad (1.3)$$

$$\tau_{T_i} = R_{T_i} C_{T_i}, \quad (1.4)$$

где каждое звено характеризуется двумя величинами: R_{T_i} – тепловое сопротивление; C_{T_i} – теплоемкость или $\tau_{T_i} = R_{T_i} C_{T_i}$ – тепловая постоянная времени, θ_n – температура активной области (p - n перехода), θ_0 – температура корпуса.

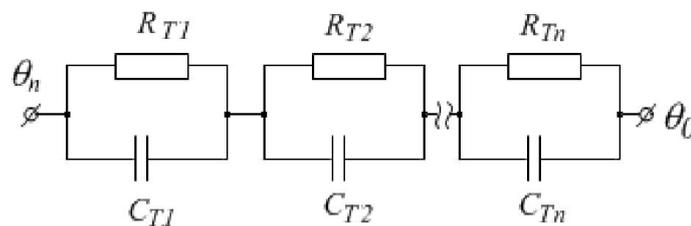


Рис. 1.6. Одномерная тепловая схема ЦИС в представлении Фостера

Тепловое сопротивление и тепловая емкость i -го слоя толщиной d_i , имеющего теплопроводность λ_i , плотность γ_i и удельную теплоемкость c_{Ti} при однородном тепловом потоке выражаются как:

$$R_{T_i} = d_i / \lambda_i S_i, \quad C_{T_i} = c_{Ti} \gamma_i d_i S_i, \quad (1.5)$$

где S_i - площадь теплового потока в i -ом слое.

Расчет динамических тепловых режимов ЦИС может быть выполнен аналитическими методами теории импульсных цепей [118] при известных параметрах цепи. В линейной одномерной модели температура p - n перехода $\theta_n(t)$ определяется законом изменения рассеиваемой ЦИС мощности $P(t)$ и выражается интегралом Дюамеля:

$$\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t h(t-t') P(t') dt', \quad (1.6)$$

где $h(t-t')$ функции отклика температуры на δ -подобный импульс мощности в момент времени t' [5]. Для тепловой схемы, изображенной на рис. 1.6:

$$h(t-t') = \sum_{i=1}^n \frac{R_{Ti}}{\tau_{Ti}} \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_{Ti}}\right), \quad (1.7)$$

где $\tau_{Ti} = R_{Ti} C_{Ti}$ – тепловая постоянная времени i -го слоя.

Для описания тепловых свойств ЦИС на практике широко используется двухзвенная тепловая схема (рис.1.7), содержащая два RC -звена [40]: тепловое сопротивление переход-корпус $R_{ТП-К}$ и тепловая емкость $C_{ТП-К}$, которые представляют собой тепловое сопротивление и усредненную тепловую емкость слоев ЦИС между кристаллом и основанием корпуса; $R_{ТК-С}$ и $C_{ТК-С}$ – тепловое сопротивление корпус-среда ЦИС и тепловая емкость корпуса ЦИС.

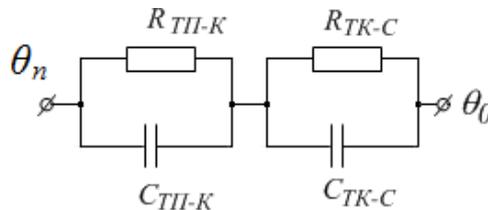


Рис. 1.7. Двухзвенная тепловая эквивалентная схема ЦИС

Следует отметить, что задача измерения $R_{ТП-К}$, является наиболее важной в практическом плане и на её решение направлено большое число прикладных исследований и разработок [9,15,27,54].

Несмотря на простоту формул (1.5) рассчитать значения ТП слоев конструкции ЦИС аналитически довольно сложно из-за необходимости учета большого числа трудно контролируемых технологических факторов, оказывающих заметное влияние на теплофизические параметры материалов конструкции ЦИС. На точность расчета влияют также микронеровности соприкасающихся поверхностей слоев, дефекты в контактных соединениях и т. п. Поэтому на практике для количественной оценки ТП ЦИС используют экспериментальные методы.

Мощность, потребляемая ЦИС в различных режимах работы, при заданном напряжении питания довольно легко определяется по уровню тока, потребляемого ЦИС от источника питания (за вычетом мощности, выделяющейся в нагрузке ЦИС). Измерение же ТП современных ЦИС, которые представляют собой сложные многослойные системы, является нетривиальной задачей, на решение которой направлены усилия отечественных и зарубежных специалистов [5,6,14,27,40,114,121,125,153].

Наиболее адекватно тепловые свойства ЦИС описываются переходной тепловой характеристикой $H(t)$, которая представляет собой зависимость изменения температуры активной области ЦИС от времени после подачи на нее ступеньки греющей мощности единичной величины. Анализ ПТХ позволяет определить тепловые параметры, соответствующие отдельным слоям конструкции ИС.

1.3.3 Распределенные теплоэлектрические модели

Сложные полупроводниковые изделия, такие как интегральные схемы, содержащие много пространственно разделенных источников тепла, представляются распределенными теплоэлектрическими моделями [40, 119] (рис.1.8). Один из вариантов такой модели ЦИС был предложен А.Я. Архангельским [6]. Тепловое воздействие распределенных источников тепла описывается уравнением теплопроводности, которое связывает температуру элементов с мощностями источников тепла – распределенных элементов схемы.

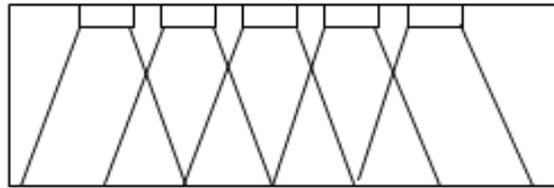


Рис. 1.8. Тепловые потоки в распределенных структурах

Динамический режим работы ЦИС учитывается введением тепловых емкостей для участков кристалла C_T . С учетом линейности системы связь температуры и мощности, описывающая тепловое взаимодействие внутри кристалла, имеет вид следующего уравнения:

$$G_T \Delta \theta + C_T \Delta \theta' = \mathbf{P}, \quad (1.8)$$

где \mathbf{P} – вектор мощностей P_i , выделяемых элементами схемы; $\Delta \theta$ – вектор, состоящий из членов $\Delta \theta_i = \theta_i - \theta_c$; θ_i – средняя температура i -ого элемента схемы; θ_c – температура окружающей среды; C_T – диагональная матрица тепловых емкостей; G_T – матрица тепловых проводимостей g_{Tij} .

Если представить P_i как определенные узловые токи, а θ_i – как некоторые узловые потенциалы, в этом случае принципиальная схема какого-либо фрагмента

цепи будет выглядеть так, как показано на рис. 1.9. Каждый из N элементов имеет кроме обычных полюсов ещё тепловой полюс, которым он подключен к $(N+1)$ -полюснику, задающему тепловое взаимодействие.

Теплоэлектрическую связь в структурах ЦИС, в ряде работ [6,40,123] предложено описывать с помощью матрицы межэлементной теплоэлектрической связи. При этом плотность мощности любого отдельного элемента предполагается однородно распределенной по площади этого элемента.

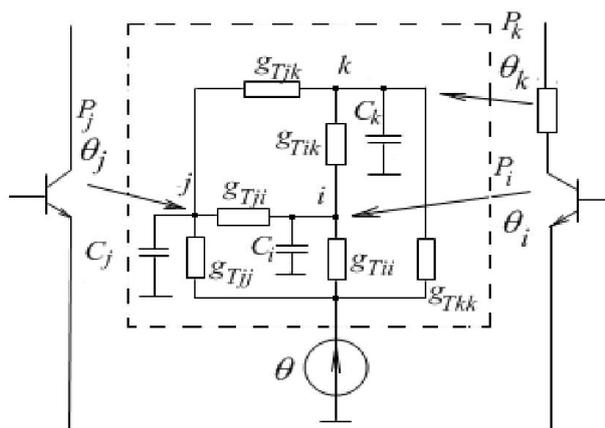


Рис. 1.9. Теплоэлектрическая модель ЦИС с тепловыми связями

Такой подход позволяет учесть пространственное разделение источников нагрева и датчиков температуры в задачах измерения ТП ЦИС, но требует достаточно точного описания элементов структуры ЦИС [21], что делает решение этой задачи весьма трудоемким и сложно реализуемым [20].

1.3.4 Нелинейные теплоэлектрические модели

В общем случае при анализе тепловых процессов в ППИ нужно учитывать нелинейный характер теплоэлектрических процессов в полупроводниках. Одной из главных причин этой нелинейности является температурная зависимость теплофизических параметров полупроводников и элементов конструкции приборов (нелинейности I рода), что необходимо учитывать и в задачах измерения ТП ЦИС.

Коэффициент теплопроводности полупроводников λ заметно снижается с ростом температуры. Для описания этой зависимости используют различные аппроксимации: в [48], например, для арсенида галлия предлагают использовать функцию $\lambda_{GaAs}(T) = 1,5 \cdot 10^4/T$ [Вт/м·К], для кремния - $\lambda_{Si}(T) = 4,41 \cdot 10^4/T$ [Вт/м·К].

Зависимость $\lambda(T)$ приводит к некоторому увеличению нагрева структуры ППИ по сравнению с линейной моделью и при решении уравнения теплопроводности учитывается заменой $\theta = \frac{1}{\lambda_0} \int_{T_0}^T \lambda(T) dT + \theta_0$. Как отмечено в [32,33], относительное изменение $\lambda(T)$ кремния и арсенида галлия в диапазоне рабочих температур не превышает 13%-16% и этот эффект обычно не учитывают в задачах контроля ТП ЦИС.

Теплоемкость полупроводников в типовых режимах работы приборов практически не проявляет зависимости от температуры. Еще меньше меняются коэффициенты теплопроводности и тепловой емкости металлов и керамики, используемых в конструкциях полупроводниковых изделий [19].

Анализ нелинейных тепловых моделей ИС представлен в работах К.О. Петросянца [81,82], И.И. Абрамова [2,3] и др. Показано, что неоднородность распределения температуры в структурах ИС значительно меньше, чем в дискретных полупроводниковых приборах.

1.4 Методы измерения температуры активной области полупроводниковых структур

1.4.1 Прямые методы измерения температуры

Прямые методы измерения температуры полупроводниковых структур основаны либо на приеме и анализе ИК-излучения с поверхности полупроводникового кристалла [22,29,30,37,48,58,60,86,157], либо на использовании разного вида температурных индикаторов [5,62]. Эти методы применимы лишь для открытых (незагерметизированных) приборов, требуют особой подготовки контролируемых образцов, трудоемки и применяются главным образом в исследовательской практике. С некоторыми ограничениями они могут применяться в системе технологического контроля, но не могут быть использованы на выходном контроле предприятий-изготовителей и на входном контроле предприятий-потребителей ЦИС.

Разрешающая способность метода контроля температурного поля структуры ППИ по тепловому ИК излучению в горизонтальной плоскости составляет 18-20 мкм, быстрдействие, в лучшем случае, несколько секунд на точку [56,89, 114].

Способ измерения температуры поверхности структуры ППИ с помощью температурных индикаторов и жидких кристаллов является весьма трудоемким и непригоден для выходного контроля готовых изделий.

Для выявления приборов с локальными перегревами в структуре изделия используется рекомбинационное излучение, которое регистрируется с помощью фотоэлектронных умножителей. Интенсивность рекомбинационного излучения пропорциональна плотности тока в соответствующей точке перехода, а температурный коэффициент интенсивности рекомбинационного излучения имеет весьма существенный разброс от образца к образцу. Это затрудняет использование данного метода в условиях массового производства.

Несмотря на недостатки прямых и бесконтактных методов измерения температуры работа в этом направлении продолжается. Так фирма Westinghouse Electric Company (США) выпускает линейку индикаторов Spectrotherm с рабочим диапазоном температур от -20 до $+350$ °С для выявления локальных температурных перегревов. Разрешение метода по температуре составляет $0,6$ °С, зона регистрируемой тепловой неоднородности - 5×5 мкм и больше [146].

Фирмой Thermo Scientific для контроля температуры *p-n* переходов ЦИС разработан ИК микроскоп IRT-7000 MICROSCOPE, в котором применяется InSb-фотодетектор для диапазона спектра от $1,7$ до $5,4$ мкм. Авторы [155] отмечают две основные проблемы для ИК-метода анализа температур полупроводниковых структур – это металлизация на кристалле и отражение ИК излучения от слоя припоя под кристаллом.

1.4.2 Косвенные методы измерения температуры

Наибольшее распространение в исследовательской практике и в условиях массового производства, получили методы контроля ТП ППИ по косвенному измерению температуры с использованием температурочувствительных параметров самого прибора [5,80]. Тепловое сопротивление ЦИС можно определить косвенным методом, измерив приращение греющей мощности ΔP микросхемы и вызванное ей приращение температуры $\Delta\theta$ кристалла:

$$R_T = \frac{\Delta\theta}{\Delta P} = \frac{U_{\text{ТЧП}}}{TKU \cdot \Delta P} \left[\frac{K}{Bm} \right], \quad (1.9)$$

где $U_{\text{ТЧП}}$ – ТЧП; TKU - температурный коэффициент ТЧП.

Косвенное измерение ТП ППИ состоит из двух последовательных этапов:

1. Калибровка ТЧП – экспериментальное измерение и регистрация температурного коэффициента ТЧП при однородном распределении температуры в структуре прибора (в общем случае, с размещением изделия в термостате).

2. Измерение и анализ отклонения ТЧП при соответствующем изменении в ППИ электрической мощности потерь в требуемом режиме.

Косвенные методы измерения температуры в ППИ основаны на *принципе эквивалентности*, согласно которого равные изменения температуры структуры вызывают равные изменения ТЧП независимо от того, чем вызван разогрев: рассеиваемой в изделии электрической мощностью, изменением температуры окружающей среды, или воздействием какого-либо излучения (ИК, СВЧ и др.). При измерении ТП ППИ необходимо регистрировать изменение ТЧП, обусловленное изменением температуры структуры только за счет выделения в нем электрической мощности.

Базовыми критериями при выборе ТЧП являются простота измерения и вполне определенная (предпочтительно линейная) зависимость от температуры активной области ППИ. Все ТЧП дают некоторое усредненное по объему активной области структуры значение температуры. Характер усреднения зависит от физических процессов, которые определяют связь ТЧП с температурой (рис. 1.10).

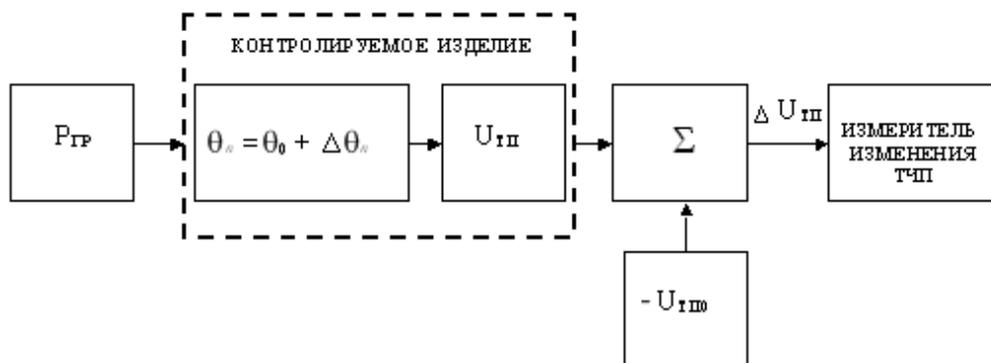


Рис. 1.10. Преобразование физических величин при измерении ТП ППИ

По процедуре реализации косвенные методы измерения ТП ППИ делятся на две группы.

Импульсный режим. В процессе цикла измерения испытываемое ППИ разогревается подаваемой электрической мощностью и в течение коротких интервалов времени, пока температура в структуре изделия не успевает существенно измениться, режим разогрева снимается и ППИ переключается в измерительный режим, в котором и происходит измерение ТЧП. Эта процедура используется в большинстве промышленных средств измерения ТП ППИ [40,5,80,62,114,143].

Непрерывный режим. В этом режиме задается мощность, разогревающая прибор и одновременно производится измерение ТЧП [41]. Этот метод позволяет исключить погрешности переключательного режима, связанные с переходными электрическими и тепловыми процессами.

1.5 Обзор методов измерения тепловых параметров ЦИС

1.5.1 Стандартные методы измерения тепловых параметров ЦИС по переходной тепловой характеристике

В настоящее время методы измерения ТП ЦИС стандартизованы только за рубежом – это серия стандартов JESD51-1 (Integrated Circuits Thermal Measurement Method – Electrical Test Method), JESD51-2, JESD51-14, MIL-STD-883 Method 1012.1 и NIST SP 400-86.

Стандарт NIST SP 400-86 предусматривает прямой и косвенный методы измерения ТП ИС [140]. Прямой метод основан на регистрации температуры структуры открытых изделий ИК-микрорадиометром. Перед процессом измерения производится калибровка приемника ИК-излучения путем сканирования вдоль поверхности структуры, равномерно нагретой до нескольких заранее заданных значений температур. Косвенный метод, так же как и в стандартах JESD51, основан на использовании в качестве ТЧП падения напряжения на $p-n$ переходе при пропускании через него малого прямого тока. Стандартом предусмотрен импульсный режим измерения ТЧП в течение коротких промежутков времени в процессе разогрева ЦИС, когда режим разогрева снимается и ЦИС переключается в измерительный режим. Основной недостаток метода - наличие погрешностей переключательного режима, связанных с переходными электрическими и тепловыми процессами [140].

По сути, аналогичные методы измерения ТП ППИ определены стандартом США Mil-Std-883C Method 1012.1 [139]. MIL-STD-883 является одним из первых стандартов такого рода и определяет методы тестирования ППИ, используемые в военной и в аэрокосмической областях, постоянно редактируется и во многих случаях заменяется более новыми стандартами EIA/JEDEC [141].

Серия стандартов EIA/JEDEC JESD51 [126], получивших в настоящее время за рубежом наибольшее распространение, были созданы с учетом современных требований к измерению ТП ИС. В них предусмотрены два основных варианта измерения ТП ИС. Первый – это использование теплофизически подобной матрицы в виде платы с встроенным нагревательным элементом и несколькими диодами, размещенными в критически важных местах, вставляемой в исследуемый корпус вместо самого кристалла ЦИС. Этот способ позволяет достаточно точно определить тепловое сопротивление корпуса и используется в основном производителями ЦИС при анализе и оптимизации выбора корпуса для ЦИС.

Суть второго метода состоит в том, что на ЦИС подают ступеньку электрической греющей мощности заданной величины, в процессе разогрева ЦИС в определенные моменты времени t_i на короткое время (длительностью до нескольких десятков микросекунд) греющую мощность отключают, через контролируемый p - n -переход пропускают малый прямой ток и измеряют напряжение $U_{p-n}(t)$ на p - n -переходе, температурный коэффициент K_U которого известен, приращение температуры $\Delta\theta_n(t_i)$ p - n -перехода в момент времени t_i определяют по изменению ТЧП:

$$\Delta\theta_n(t_i) = \frac{U_{p-n}(t_i) - U_{p-n}(0)}{K_U}, \quad (1.10)$$

где $U_{p-n}(0)$ – падение напряжения на p - n -переходе до разогрева изделия, $U_{p-n}(t_i)$ – падение напряжения на p - n -переходе в момент времени t_i .

По измеренным значениям строится ПТХ ИС, то есть зависимость приращения температуры $\Delta\theta_n(t)$ от времени и затем по ПТХ определяют компоненты полного теплового сопротивления ИС, соответствующие отдельным слоям конструкции ИС.

Недостатком этого способа является значительная погрешность измерения напряжения на p - n -переходе сразу же после выключения греющей мощности из-за

влияния паразитных переходных электрических процессов, возникающих в $p-n$ -переходе изделия при переключении из греющего режима в измерительный режим [40,96]. Для снижения этой погрешности измерение необходимо проводить через некоторое время задержки после выключения греющей мощности, за которое электрический переходный процесс завершится. Однако, за это время температура $p-n$ -перехода может заметно измениться [125].

Метод по стандарту США [126] позволяет учесть переходные электрические процессы и повысить точность измерения. Метод состоит в замене участка зависимости напряжения $U_{p-n}(t)$ на $p-n$ переходе ЦИС с переходным электрическим процессом на «очищенную» интерполяционную кривую (рис. 1.11 а,б). Кривая «Data» на рис. 1.11 б является результатом измерения напряжения $U_{p-n}(t)$ с переходными электрическими процессами после выключения греющего импульса; кривая «Best Fit Line» является преобразованной вычислительными средствами зависимостью, отражающей «очищенный» тепловой процесс.

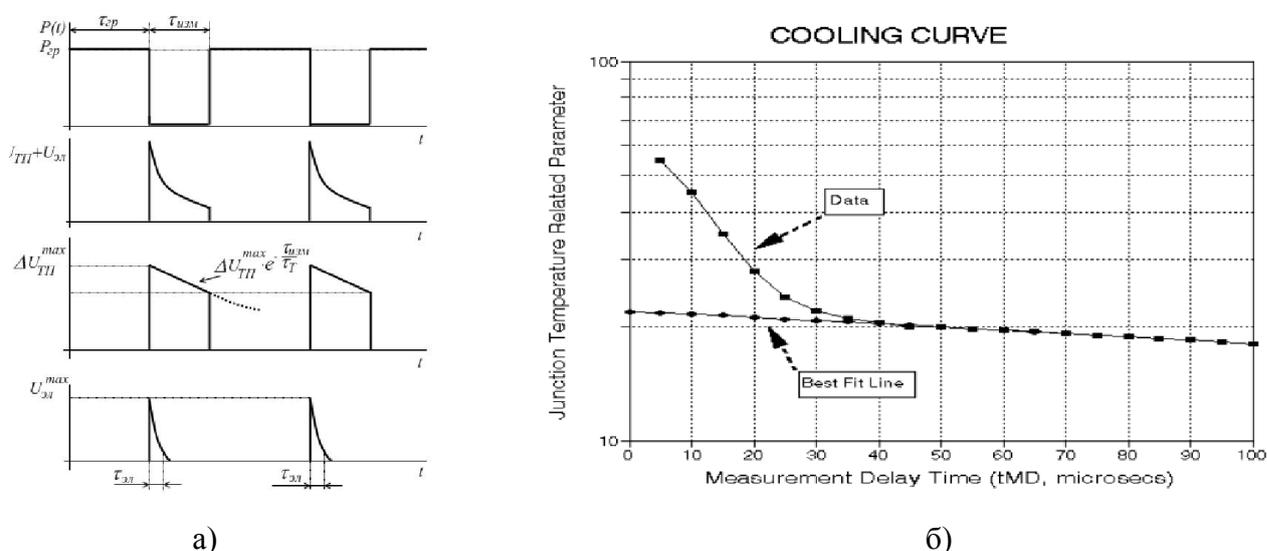


Рис. 1.11. Переходные тепловые и электрические процессы после выключения импульса греющей мощности (а) [94] и учет электрической составляющей ТЧП (б) [126]

Методы измерения ТП ЦИС по стандарту JESD51-1 реализованы и развиты компанией MicReD Ltd., входящей в консорциум Mentor Graphics и успешно продвигающей на рынке измерительный комплекс T3Ster («Thermal Transient Tester») для измерения ТП ППИ и ИС. При цене около 100 тыс. долларов США T3Ster широко применяется ведущими фирмами-производителями ППП и ИС.

В состав измерительного комплекса T3Ster входит программное обеспечение для анализа ПТХ и расчета ТП ППИ. Стандартный алгоритм определения ТП ППИ по измеренной ПТХ, разработанный Mentor Graphics, основывается на расчете так называемых куммулятивной $F_{\dot{\theta}i} = C_{Ti}(R_{Ti})$ и дифференциальной $F_{\ddot{\theta}i} = dF_{\dot{\theta}i} / dR_{Ti}$ структурных функций, где C_{Ti} и R_{Ti} – суммарные значения теплоемкости и тепловых сопротивлений звеньев тепловой цепи по модели Кауэра по мере прохождения теплового потока от p - n -перехода к теплоотводу [152]. Обычно число анализируемых структурных элементов (звеньев) не превышает 3–5 из-за технических трудностей проведения измерений и сложности анализа [149,154].

Метод структурных функций основан на сложных многоступенчатых преобразованиях, что приводит к накоплению систематических ошибок и, как следствие, к появлению ложных пиков теплового сопротивления. Кроме того, он требует довольно больших временных затрат на обработку результатов, поскольку для точного расчета параметров необходимо большое число (до 10^7) точек ПТХ.

1.5.2. Измерение теплового импеданса микросхем

Более точным методом определения ТП ППИ по сравнению с методом, основанными на измерении ПТХ, является метод, состоящий в измерении теплового импеданса при изменении рассеиваемой мощности по гармоническому закону:

$$P(t) = P_0 + P_m \sin \omega t. \quad (1.11)$$

Температура источника тепла в приближении одномерной n -элементной модели имеет вид:

$$\theta_n(t) = \sum_{i=1}^n P_0 R_{Ti} (P_0) + \sum_{i=1}^n \frac{P_m R_{Ti} \omega \tau_{Ti}}{1 + \omega^2 \tau_{Ti}^2} \times e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}} + \sum_{i=1}^n \frac{P_m R_{Ti}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{Ti}^2}} \times \sin(\omega t - \phi_i), \quad (1.12)$$

где $\phi_i = \arctg(\omega \tau_{Ti})$ сдвиг фазы между переменной составляющей мощности и переменной составляющей температуры на i -ом RC -звене. Первые два слагаемых в правой части характеризуют переходной процесс установления средней температуры источника тепла. В установившемся режиме переменная составляющая температуры источника тепла описывается третьим слагаемым:

$$\tilde{\theta}_n(t) = \sum_{i=1}^n \frac{P_m R_{Ti}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{Ti}^2}} \times \sin(\omega t - \phi_i) = \dot{Z}_T \cdot \dot{P}_m, \quad (1.13)$$

где \dot{Z}_T - тепловой импеданс ППИ, который может быть представлен в виде:

$$\dot{Z}_T = \sum_{i=1}^n \dot{Z}_{Ti} = \sum_{i=1}^n |Z_{Ti}| e^{-j\phi_i}, \quad (1.14)$$

где $|Z_{Ti}| = \frac{R_{Ti}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{Ti}^2}}$, $\phi_i = \arctg \omega \tau_{Ti}$.

Согласно (1.13) и (1.14) параметры тепловой схемы ППИ находятся на основе анализа частотных зависимостей модуля и фазы теплового импеданса [59,61,85].

Для изменения греющей мощности ЦИС по гармоническому закону используют различные способы импульсной модуляции греющего тока [96-98]. Наиболее удобным и легко реализуемым способом является ШИМ модуляция греющего тока. Этот способ реализован в измерителе теплового импеданса полупроводниковых приборов [99], который может быть использован для измерения теплового импеданса ЦИС. При этом в качестве источников тепла и датчиков температуры, так же как и в методах измерения ПТХ, используют защитные диоды ЦИС, которые есть в структуре всех современных ЦИС независимо от степени интеграции.

Схема включения КМОП микросхемы при измерении ТП с использованием защитных диодов в качестве источников нагрева ЦИС и в качестве датчиков ТЧП [42, 66] приведена на рис.1.12.

Заметим, что при использовании защитных диодов для измерения ТП режим нагрева и распределение источников тепла в структуре ЦИС совершенно отличаются от режима нагрева и распределения источников в реальных эксплуатационных режимах работы ЦИС. Падение напряжения на сопротивлениях R_{n1} и R_{n2} внутренних шин питания (1.12, б) составляет в современных ЦИС несколько десятков милливольт и создает паразитную помеху при измерении ТЧП в переключательном режиме. В ряде способов для исключения переключательного режима разделяют источники нагрева и датчики ТЧП. Эти обстоятельства приводят к значительному отличию измеренных значений ТП от значений ТП, определяющих тепловые свойства ЦИС в условиях эксплуатации.

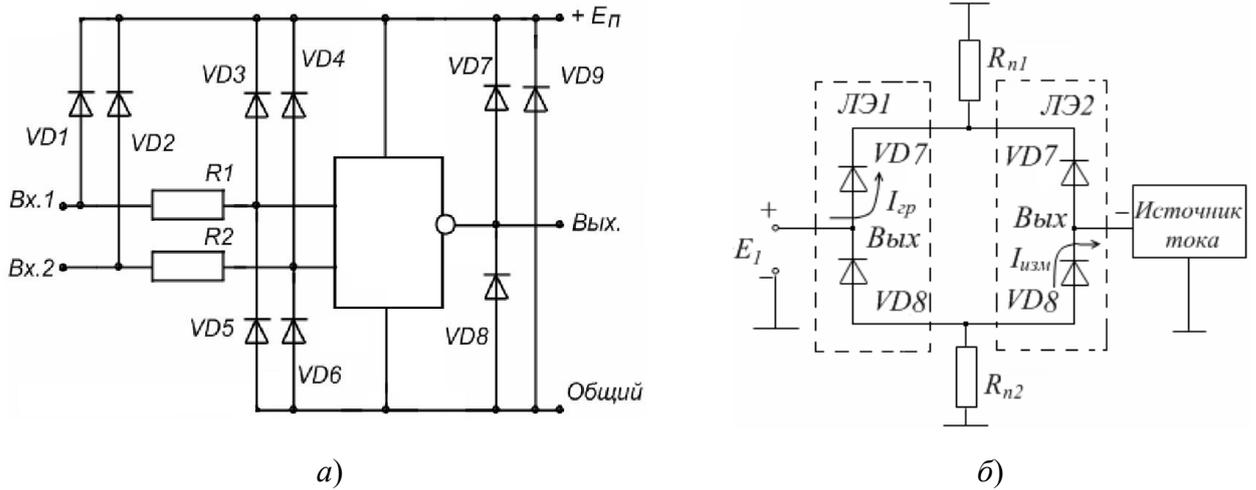


Рис. 1.12. Защитные диоды КМОП логического элемента 2И-НЕ (а) и эквивалентная схема измерения теплового сопротивления с нагревом защитных диодов (б)

Выигрыш в точности в методе измерения теплового импеданса достигается за счет фильтрации полезного сигнала. Однако время измерения частотной зависимости теплового импеданса в заданном диапазоне частот при числе отсчетов на декаду шкалы частот, равном числу отсчетов на декаду временной шкалы при измерении ПТХ, существенно больше времени измерения ПТХ.

При m отсчетах на декаду частот частота k -го отсчета будет равна $f_k = f_{\min} (\sqrt[m]{10})^k$ или: $T_k = \frac{T_{\max}}{(\sqrt[m]{10})^k}$, где f_{\min} – самая низкая частота, определяемая значением наибольшей тепловой постоянной времени $\tau_{T_{\max}}$ изделия: $f_{\min} = 1/T_{\max}$, а $T_{\max} \approx 3\tau_{T_{\max}}$. Полное время измерения теплового импеданса будет равно:

$$T_{\text{изм}} = \sum_{k=1}^{m \times N} \frac{T_{\max}}{(\sqrt[m]{10})^k} = \eta T_{\max} \frac{1 - q^{m \times N}}{1 - q}, \quad (1.15)$$

где $q = 1/\sqrt[m]{10}$, а η – число периодов при измерении амплитуды гармоники.

После подстановки выражения для q получим:

$$T_{\text{эцт}} = \eta T_{\max} \frac{10^N - 1}{10^N} \frac{\sqrt[m]{10}}{(\sqrt[m]{10} - 1)} \approx \eta T_{\max} \frac{\sqrt[m]{10}}{(\sqrt[m]{10} - 1)}. \quad (1.16)$$

При измерении ПТХ полное время измерения, очевидно, просто равно $T_{\text{изм}} = T_{\max}$. Таким образом, выигрыш по времени предлагаемого нами способа растет с увеличением числа отсчетов на декаду, то есть с увеличением разре-

шающей способности способа. Так, при 10 отсчетах на декаду и $\eta=1$ выигрыш составляет 4,86 раз, при 20 отсчетах - 9,2 раза и т. д.

1.6. Способы измерения ТП ЦИС с использованием электрических температурочувствительных параметров

1.6.1 Измерение ТП ЦИС с использованием температурных зависимостей напряжения логических элементов

Тепловыделяющими элементами в КМОП ЦИС являются n - и p -МОП транзисторы. КМОП ЛЭ, в основном, греется сквозным током при смене логического состояния, и чем больше длительность фронта или спада импульса, тем интенсивнее происходит нагрев. Задать приращение мощности ΔP можно изменяя любой из параметров, входящих в выражение для мощности потребления P_{nom} :

$$P_{nom} = C_n F E_n^2 \quad (1.17)$$

где C_n – емкость нагрузки на выходе ЛЭ, F - частота переключения ЛЭ, E_n – напряжение питания микросхемы.

В частности, заметное изменение мощности ΔP_{nom} можно задать путем изменения частоты ΔF переключения $\Delta P_{nom} = C_n \Delta F E_n^2$.

В качестве ТЧП в ряде известных способов [40,96,107] предложено использовать напряжение логической единицы $U_{вых}^1$ или логического нуля $U_{вых}^0$ на выходе ЛЭ, состояние которого поддерживается постоянным. Наиболее чувствительно к изменению температуры напряжение логической единицы $U_{вых}^1$. Для КМОП микросхем $T K U_{вых}^1 = -(1 \div 3)$ мВ/К в зависимости от тока нагрузки [55].

Заметим, что при реализации указанных способов источники нагрева ЦИС и датчики ТЧП также будут пространственно разделены, что приводит к погрешности определения ТП ЦИС, и необходимо учитывать паразитную электрическую составляющую ТЧП [14], обусловленную падением напряжения на шинах питания $R_{n1,2}$ (см. рис. 1.13). Погрешность измерения ТЧП из-за этого паразитного эффекта достигает 30 - 40%. Для уменьшения этой погрешности при разных режимах нагрева и

измерения ТЧП микросхем применяют различные способы. Эти способы усложняют аппаратную реализацию и, как правило, снижают быстродействие.

При гармоническом нагреве ТЧП измеряют селективным вольтметром на двух частотах – на низкой и на высокой частоте [5]. На высокой частоте изменение напряжения $\Delta \tilde{U}_{\text{вых}}^1$ обусловлено только влиянием электрической составляющей $\Delta U_{\text{эл}}$. Истинную величину $\Delta \tilde{U}_{\text{вых}}^1$ *теп*, изменяющуюся только за счет тепловой связи, определяют путем вычитания $\Delta \tilde{U}_{\text{вых}}^1 \text{ теп} = \Delta \tilde{U}_{\text{вых}}^1 \text{ нч} - \Delta \tilde{U}_{\text{вых}}^1 \text{ вч}$.

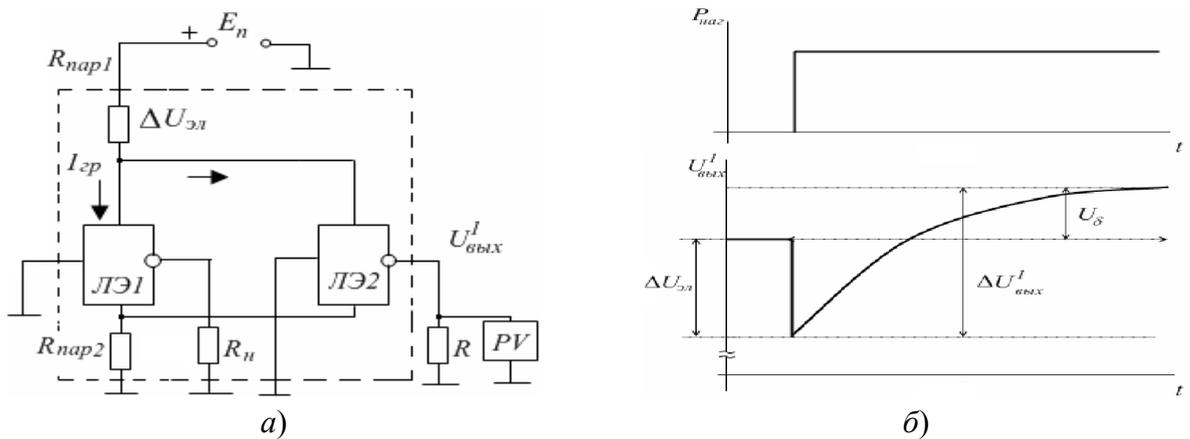


Рис. 1.13. Влияние электрической составляющей $\Delta U_{\text{эл}}$ на напряжение $\Delta U_{\text{вых}}^I$:

- а) – схема измерения теплового сопротивления с учетом паразитных сопротивлений $R_{\text{пар}}$;
 б) – изменение напряжения $\Delta U_{\text{вых}}^I$ на выходе ЛЭ2 с паразитной электрической составляющей

При импульсном нагреве для исключения паразитной электрической составляющей ТЧП инвертируют нижнюю или верхнюю половину переменного напряжения $U_{\text{вых}}^I$ [64] и складывают с не инвертированным сигналом ТЧП.

1.6.2 Амплитудно-импульсная модуляция греющей мощности

Способ с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) греющей ЦИС мощности по гармоническому закону и напряжением логической единицы $U_{\text{вых}}^I$ в качестве ТЧП реализован в устройстве для измерения матрицы тепловых связей в ТТЛ ЦИС, структурная схема которого показана на рис. 1.14 [65,95]. Анализ погрешности измерения ТП с применением АИМ греющей мощности приведен в [94].

Изменение электрической мощности разогреваемого ЛЭ осуществляется устройством управления 5 путем периодического ступенчатого изменения тока на-

грузки по квазигармоническому закону с периодом $T_M = n\tau_{cm} = 1/\Omega_M$, где n – количество ступенек за период, τ_{cm} – длительность ступени [106].

Огибающая $\tilde{U}_{ТЧП}$ импульсного напряжения на выходе ЛЭ изменяется по гармоническому закону, повторяя изменение температуры ЛЭ; амплитуда этой огибающей равна модулю теплового импеданса на частоте модуляции.

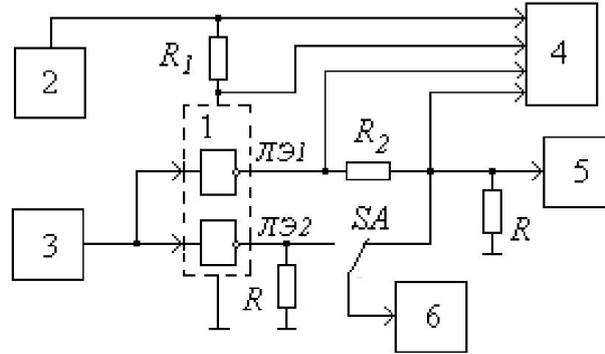


Рис. 1.14. Структурная схема устройства для измерения матрицы тепловых связей с использованием АИМ мощности нагрева: 1 – исследуемая ЦИС; 2 – источник питания; 3 – задатчик логического уровня; 4 – измеритель мощности; 5 – устройство управления; 6 – вольтметр

Недостаток способа - большое время однократного измерения на низких частотах модуляции греющей мощности.

1.6.3 Частотно-импульсная модуляция греющей мощности по гармоническому закону

Поскольку мощность P , рассеиваемая ЦИС, линейно возрастает с частотой F переключения $P_c = P_o + K_p \cdot F$, где P_o – средняя мощность, рассеиваемая ЦИС при частоте переключения F , стремящейся к нулю; K_p – крутизна зависимости $P(f)$, то при изменении частоты переключения по закону

$$F = F_o + \Delta F \cdot \cos \Omega_M t, \quad (1.18)$$

где F_o – средняя частота переключения; ΔF – девиация частоты; мощность, рассеиваемая ЦИС, будет также изменяться по гармоническому закону:

$$P(t) = P_{cp} + \Delta P \cdot \cos \Omega_M t, \quad (1.19)$$

Если период модуляции мощности $T_M = 2\pi/\Omega_M$ много больше тепловой постоянной времени переход-корпус ЦИС $\tau_{Тн-к}$, то по амплитуде напряжения $\tilde{U}_{ТП}$ переменной составляющей ТЧП на частоте f_M , можно определить величину $R_{Тн-к}$ [7]:

$$R_{Тн-к} = \tilde{U}_{ТП} / K_T K_p \Delta F, \quad (1.20)$$

Для увеличения точности измерения, необходимо увеличивать глубину модуляции – в этом случае нужно выбирать среднюю частоту переключения F_0 и девиацию частоты ΔF равные $0,5F_{\text{макс}}$.

1.6.4 Частотно-импульсная модуляция греющей мощности по линейному закону

Общим существенным недостатком способов с использованием гармонического закона модуляции греющей мощности является достаточно большое время однократного измерения, достигающее значения порядка $10^2 \tau_{\text{Тп-к}}$, то есть несколько секунд. В [93] предложен способ и устройство, повышающие быстродействие измерения ТП ЦИС с использованием изменения мощности нагрева по линейному закону:

$$P(t) = P_0 + K_p t, \quad (1.21)$$

где P_0 – мощность, рассеиваемая ЦИС до начала модуляции ($t=0$), K_p – крутизна нарастания греющей электрической мощности.

Структурная схема устройства, реализующего способ, показана на рис. 1.15.

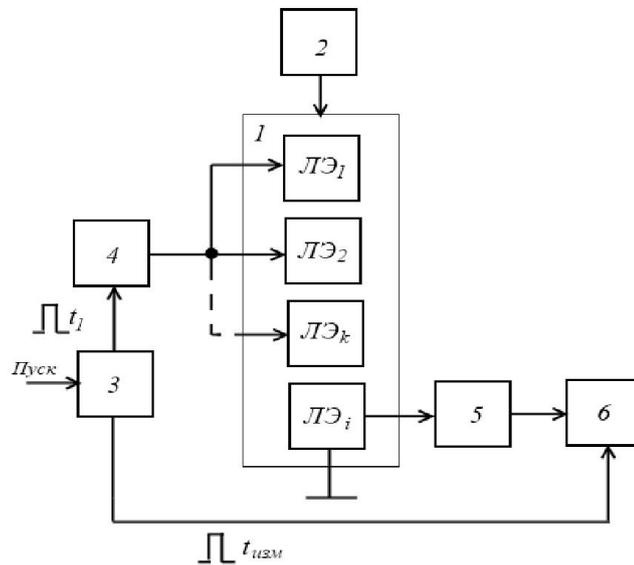


Рис. 1.15. Структурная схема устройства для измерения теплового сопротивления ЦИС с использованием изменения мощности нагрева по линейному закону

Тепловое сопротивление переход-корпус ЦИС находится по скорости изменения ТЧП $V = d\tilde{U}_{\text{ТЧП}}/dt$ через время $t > 3 \tau_{\text{Тп-к}}$ после начала модуляции мощности: $R_{\text{Тп-к}} = \tilde{U}_{\text{ТЧП}} / K_p TKU$, а значение $\tau_{\text{Тп-к}}$ – по изменению ТЧП $\Delta \tilde{U}_{\text{ТЧПизм}}$ за фиксированный интервал времени $\Delta t_{\text{изм}}$: $\tau_{\dot{\alpha}-\dot{\epsilon}} = \Delta t_{\dot{\epsilon}ci} - \Delta \tilde{U}_{\dot{\alpha} \times \dot{i} \dot{\epsilon}ci} / V$.

1.7 Измерение тепловых характеристик ЦИС с использованием временного температурочувствительного параметра

Известно, что при нагреве ЦИС электрической греющей мощностью меняются динамические параметры ее ЛЭ [42,117]. Согласно ГОСТ 18683.2-83 [26] к ним относят среднее время $t_{\text{за.д.}}$ задержки распространения сигнала в ЛЭ: $t_{\text{за.д.}} = \frac{t_{\text{за}}^{0,1} + t_{\text{за}}^{1,0}}{2}$, а также длительность $t_{\text{ф}}^{0,1}$ фронта выходного сигнала при перепаде от нуля к единице и $t_{\text{ф}}^{1,0}$ длительность фронта выходного сигнала при перепаде от 1 к 0 (рис. 1.16). Анализ этих параметров показывает, что наиболее информативным и удобным для измерения, при использовании в качестве ТЧП, является время задержки распространения сигнала (ВЗРС) в ЛЭ.

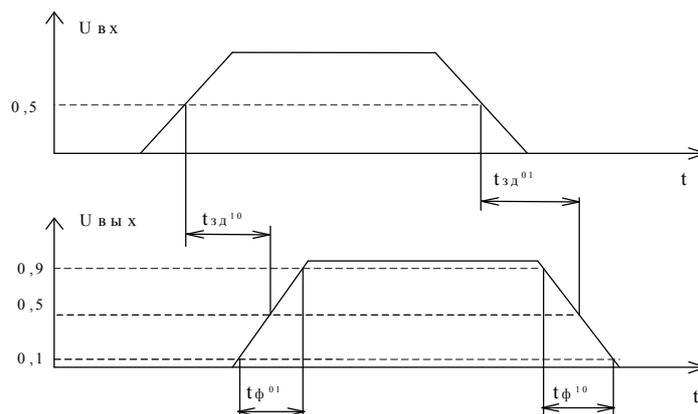


Рис. 1.16. Временные диаграммы, иллюстрирующие способы определения динамических параметров цифровых ИС

Влияние температуры на задержку распространения сигнала КМОП ЦИС серии CD4000 приведено на рис. 1.17 [127].

Можно видеть, что с ростом температуры время задержки и время переключения ЛЭ возрастают в среднем на 0,3 %/°С.

Результаты исследования влияния температуры на ВЗРС в ЦИС высокой степени интеграции представлены в [120]. Исследовались ПЛИС типов EP2C20F484C7N и EPF10K10LC84-4 в режиме КГ. Результаты измерений для пяти образцов ПЛИС типа EPF10K10LC84-4 показаны на рис. 1.19. Температурный коэффициент ВЗРС составил в среднем 0,2 %/°С. Работоспособность КГ сохранялась в диапазоне пи-

тающего напряжения от 4,75 до 5,25 В. При этом изменение частоты с изменением напряжения питания не превысило 8,7 %/В.

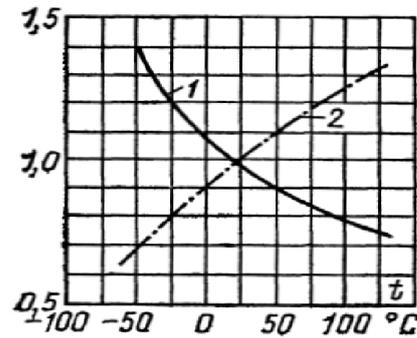


Рис. 1.17. Влияние температуры на характеристики КМОП
1 – выходной ток ЛЭ ЦИС, 2 – время задержки распространения

В работе [117] приведены аналогичные температурные зависимости для элементов ТТЛ и ЭСЛ логики (рис. 1.18).

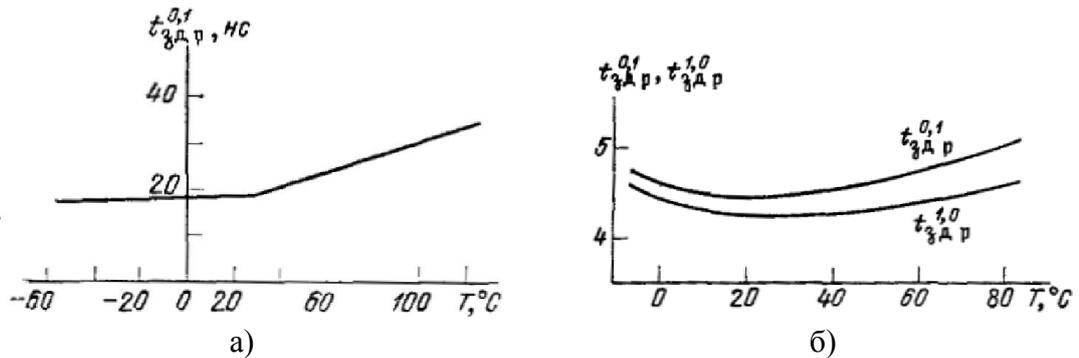


Рис. 1.18. Влияние температуры на задержку распространения сигнала
в ЛЭ ТТЛ (а) и в ЛЭ ЭСЛ (б)

Исследования показали, что относительная температурная чувствительность ВЗРС ЦИС не уступает чувствительности прямого падения напряжения на диоде и примерно на порядок больше относительной температурной чувствительности напряжения логической «1», часто используемого в качестве ТЧП [107].

Одним из основных преимуществ использования температурной зависимости ВЗРС ЦИС в качестве ТЧП является отсутствие необходимости временного разделения циклов нагрева ЦИС и измерения значения ТЧП, что исключает возникновение существенной погрешности, обусловленной тепловыми и электрическими переходными процессами. Особенно это существенно в начальные моменты процесса измерения, когда интервал времени между соседними отсчетами составляет меньше 100 мкс [125].

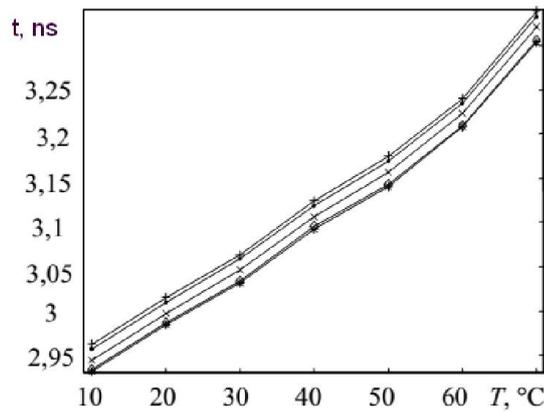


Рис. 1.19. Влияние температуры на задержку распространения сигнала в ПЛИС типа EPF10K10LC84-4

Преимущества использования ВЗРС в качестве ТЧП при измерении ПТХ ЦИС:

- режим нагрева ЦИС в режиме измерения близок к эксплуатационному режиму работы ЦИС;
- полностью исключается влияние на результат измерения паразитных сопротивлений внутренних шин питания ЦИС;
- снижается погрешность, вызванная пространственным разделением источников тепла и датчиков температуры при измерении ТП ЦИС с использованием выходных напряжений ЛЭ ЦИС.

Тем не менее, несмотря на все преимущества, способы измерения ТП ЦИС с использованием температурных зависимостей ВЗРС не получили заметного развития. Это объясняется отсутствием точных средств измерения в реальном масштабе времени вариаций коротких временных интервалов, обусловленных температурной зависимостью ВЗРС в реальных ЦИС с неидеальными фронтами импульсов. Например, для измерения с погрешностью 1% вариаций времени задержки распространения относительно медленной ПЛИС типа EPF10K10LC84-4 нужен измеритель временных интервалов с разрешением около 15 пс, что является сложным и дорогим оборудованием. При временах задержки распространения 30–40 пс (характерных для современных процессоров и быстродействующих ПЛИС) измерение температурных изменений ВЗРС прямыми методами в реальном масштабе времени становится невозможным, ввиду отсутствия цифровых измерителей временных интервалов с разрешающей способностью 0,15–0,20 пс.

1.8 Выводы

1. Измерение ТП ЦИС является эффективным способом диагностического контроля качества сборки ЦИС, широко используемым в условиях промышленного производства. Указанные параметры позволяют определить перегрев активной области кристалла ЦИС относительно корпуса и окружающей среды и, тем самым, спрогнозировать как тепловое поведение, так и надежность ЦИС.

2. Современные косвенные методы измерения ТП ЦИС основаны на измерении электрического ТЧП (чаще всего используется напряжение открытого *p-n*-перехода диода при прохождении через него малого прямого тока) в течение коротких интервалов времени в процессе разогрева ЦИС электрической мощностью. Существенным недостатком известных способов является наличие паразитных переходных электрических процессов, возникающих при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения из-за конечного времени рассасывания зарядов в полупроводниках и падения напряжения на внутренних токоведущих шинах.

3. Необходима разработка новых способов измерения и анализа ПТХ ЦИС – наиболее информативной тепловой характеристики ЦИС, несущей информацию о вкладе отдельных элементов конструкции микросхемы в ее общее тепловое сопротивление. Это даст возможность построения адекватных тепловых схем, позволяющих с высокой степенью точности предсказать тепловое поведение исследуемых ЦИС в различных динамических режимах работы и условиях теплоотвода.

4. Перспективным направлением развития техники измерений ТП ЦИС является использование температурной ВЗРС ЦИС. Разработка способов и средств измерения ТП ЦИС на основе такого подхода позволит избавиться от многих неизбежных погрешностей стандартных методов измерения ТП, что, в свою очередь, позволит повысить точность и достоверность диагностики качества ЦИС.

ГЛАВА 2. СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА В ЦИС

2.1 Время задержки распространения сигнала ЦИС как диагностический параметр

ВЗРС относится к наиболее важным динамическим параметрам ЦИС и зависит от большого числа факторов, важнейшие из которых – технология изготовления ЦИС и температура.

У современных ЦИС ВЗРС лежит в пределах от десятков наносекунд у изделий общего назначения, до десятков пикосекунд у современных процессоров, ПЛИС, ОЗУ и др. Зависимости ВЗРС от факторов режима работы ЦИС (температура, напряжение питания, характер и величина нагрузки и др.) исследованы недостаточно. Это обусловлено отсутствием точных и чувствительных средств измерения коротких временных интервалов, обусловленных задержкой распространения сигналов в реальных ЦИС с неидеальными фронтами импульсов.

В первой главе показано, что с ростом температуры ВЗРС ЛЭ практически линейно возрастают в среднем от 0,1 %/°C для ЭСЛ и ТТЛ логики, до 0,3 %/°C для КМОП ЦИС [42]. Использование этого параметра в качестве ТЧП при измерении тепловых характеристик ЦИС позволяет преодолеть ряд принципиальных сложностей и недостатков существующих методов измерения ТП ЦИС с использованием в качестве ТЧП электрических параметров.

С учетом того, что КМОП технология доминирует при производстве ЦИС (см. раздел 1.1) и практически вытеснила ЦИС на основе биполярных транзисторов, особенно при производстве БИС и СБИС, анализ динамических параметров будет проводиться именно для КМОП ЦИС.

2.2 Анализ динамических параметров КМОП-инвертора

Простейший инвертор, представляет собой комплементарную пару *n*-канального (NMOS) и *p*-канального (PMOS) МОП транзисторов, с подключенным к его выходу дополнительным элементом задержки *C* (емкость нагрузки), как это показано на рис. 2.1.

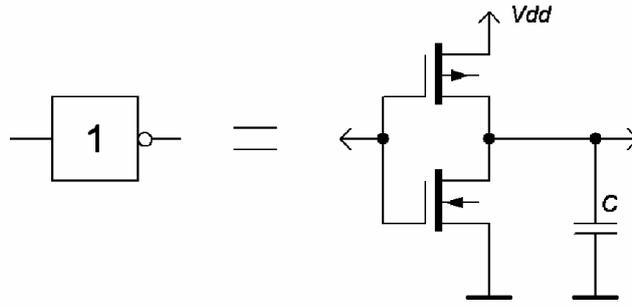


Рис. 2.1. Инвертор КМОП

После подачи на вход напряжения в процессе переключения входной сигнал изменяется от $v_{in} = 0$, до $v_{in} = V_{DD}$, где V_{DD} – напряжение источника питания и транзисторы, составляющие элемент КГ, последовательно проходят стадии насыщения, линейного режима и отсечки. При изменении входного сигнала от 0 до V_{DD} транзистор PMOS переходит в состояние отсечки, и конденсатор C начинает разряжаться через нижний NMOS транзистор:

$$I_{DN} = -C \frac{dv_{out}}{dt}, \quad (2.1)$$

где I_{DN} – ток стока n -канального транзистора, v_{out} – выходное напряжение.

В этом случае время τ_{dlh} распространения сигнала можно определить как время спада выходного импульса от значения V_{DD} до уровня $0,5V_{DD}$:

$$\tau_{dlh} = -C \int_{V_{DD}}^{V_{DD}/2} \frac{dv_{out}}{I_{DN}}. \quad (2.2)$$

В процессе изменения выходного напряжения v_{out} от V_{DD} до напряжения $V_{DD} - v_{TN}$, где v_{TN} – пороговое напряжения NMOS транзистора, состояние этого транзистора меняется от режима насыщения до линейного режима. С учетом наличия в данном процессе двух различных режимов, выражение (2.2) может быть записано в следующем виде:

$$\tau_{dlh} = C \int_0^{-v_{TN}} \frac{dv_{out}}{I_{DPS}} - C \int_{-v_{TN}}^{V_{DD}/2} \frac{dv_{out}}{I_{DPL}}, \quad (2.3)$$

где I_{DNS} и I_{DNL} – токи насыщения и линейного режима для NMOS транзистора, соответственно.

Выражения для этих токов можно записать следующим образом [132]:

$$I_{DNS} = b_N (V_{DD} - v_{TN})^2 / 2;$$

$$I_{DNL} = b_N v_{out} [(V_{DD} - v_{TN}) - v_{out} / 2],$$

где технологический параметр $b_N = \mu_N C_{ox} W / L$; μ_N – подвижность носителей заряда в канале NMOS транзистора; C_{ox} , W и L – емкость, ширина и длина затвора этого транзистора, соответственно.

Подставляя выражения для I_{DNS} и I_{DNL} в (2.3), и решая его, получим:

$$\tau_{dhl} = \frac{C}{b_N (V_{DD} - v_{TN})} \left\{ \frac{2v_{TN}}{(V_{DD} - v_{TN})} + \ln \left(\frac{3V_{DD} - 4v_{TN}}{V_{DD}} \right) \right\}. \quad (2.4)$$

Значение времени d_{dlh} задержки распространения для случая перехода выходного напряжения с низкого на высокий уровень вычисляется аналогично. При скачкообразном изменении входного сигнала с высокого на низкий уровень NMOS транзистор переходит в состояние отсечки и закрывается, а PMOS транзистор открывается и конденсатор C начинает заряжаться через PMOS транзистор током, величина которого определяется аналогично (2.1):

$$I_{DP} = C \frac{dv_{out}}{dt}. \quad (2.5)$$

PMOS транзистор в процессе перехода выходного напряжения с низкого на высокий уровни переходит из режима насыщения в линейный режим, когда v_{out} достигает значения порогового напряжения PMOS транзистора, равного $-v_{TP}$. Таким образом, для времени τ_{dlh} задержки распространения по аналогии с (2.3) можно записать:

$$\tau_{dlh} = C \int_0^{-v_{TP}} \frac{dv_{out}}{I_{DPS}} - C \int_{-v_{TP}}^{V_{DD}/2} \frac{dv_{out}}{I_{DPL}}. \quad (2.6)$$

Ток стока PMOS транзистора в состоянии насыщения и в линейном режиме согласно [132] описывается выражениями:

$$I_{DPS} = b_P (V_{DD} - v_{TP})^2 / 2,$$

$$I_{DPL} = b_P (V_{DD} - v_{out}) [(V_{DD} + v_{TP}) - (V_{DD} - v_{out}) / 2],$$

где $b_P = \mu_P C_{ox} W / L$ – параметр, аналогичный b_N для PMOS транзистора.

Используя выражения для токов I_{DPS} и I_{DPL} , и решая (2.6), получим:

$$\tau_{dlh} = \frac{C}{b_P(V_{DD}+v_{TP})} \left\{ \frac{2v_{TP}}{(V_{DD}+v_{TP})} + \ln \left(\frac{3V_{DD} + 4v_{TP}}{V_{DD}} \right) \right\}. \quad (2.7)$$

Как видно из (2.4) и (2.7) задержка распространения определяется напряжением питания, пороговыми напряжениями, а также физическими размерами транзисторов и подвижностью носителей транзисторов комплементарной пары.

2.3 Влияние температуры на динамические характеристики МОП-структур

В общем случае температура оказывает влияние практически на все параметры МОП транзистора: ширину запрещенной зоны, концентрацию и подвижность носителей заряда, коэффициент диффузии носителей заряда, скорость насыщения, пороговое напряжение, удельную крутизну и т. д. Из этих параметров наиболее важными являются пороговое напряжение и подвижность носителей заряда.

2.3.1 Температурная зависимость порогового напряжения и напряжения отсечки

Температурная зависимость порогового напряжения и напряжения отсечки МОП транзистора обусловлена изменением положения уровня Ферми, объемного заряда в обедненной области и заряда в диэлектрике. Как показано в [43], при некоторых допущениях и условии электронейтральности в кремниевой МОП структуре, можно записать:

$$V_T = \varphi_{ms} - \frac{Q_f}{C_i} + 2\Psi_B + \frac{\sqrt{4\varepsilon_S q N_A} \Psi_B}{C_i}, \quad (2.8)$$

где, φ_{ms} – разность работ выхода затвора и полупроводника, Q_f – плотность встроенного заряда на границе диэлектрик-полупроводник, C_i – удельная емкость конденсатора между затвором и каналом, Ψ_B – разность между уровнями Ферми исследуемого и собственного полупроводника, ε_S – диэлектрическая проницаемость кремния, q – заряд электрона, N_A – концентрация легирующей (акцепторной) примеси в подложке.

Учитывая, что разность работ выхода φ_{ms} и заряд окисла не зависят от температуры, то дифференцируя выражение (2.8) по температуре, получим [150]:

$$\frac{dV_T}{dT} = \frac{d\Psi_B}{dT} \left(2 + \frac{1}{C_i} \sqrt{\frac{\epsilon_s q N_a}{\Psi_B}} \right), \quad (2.9)$$

где

$$\frac{d\Psi_B}{dT} = \pm \frac{1}{T} \left[\frac{E_g(T=0)}{2q} - |\Psi_B(T)| \right]. \quad (2.10)$$

Поскольку экспериментальное значение температурного коэффициента ширины запрещенной зоны кремния в области комнатных температур составляет $dE_g / dT \cong -0.27 \text{ эВ} / \text{К}$, то для уровней легирования $N_A \cong 10^{16} \text{ см}^{-3}$ типичные значения температурного коэффициента находятся в диапазоне: $-3.5 \dots -1.5 \text{ мВ/К}$.

2.3.2 Подвижность носителей заряда в полупроводнике

Подвижность носителей заряда зависит от ряда факторов, важнейшими из которых являются температура и концентрация примесей (рис. 2.2).

Зависимость подвижности от температуры определяется механизмом рассеяния носителей [41]. Если преобладает рассеяние на узлах решетки, то:

$$\mu \sim 1/T^{3/2}, \quad (2.11)$$

если же преобладает рассеяние на ионах примеси, то:

$$\mu \sim T^{3/2}. \quad (2.12)$$

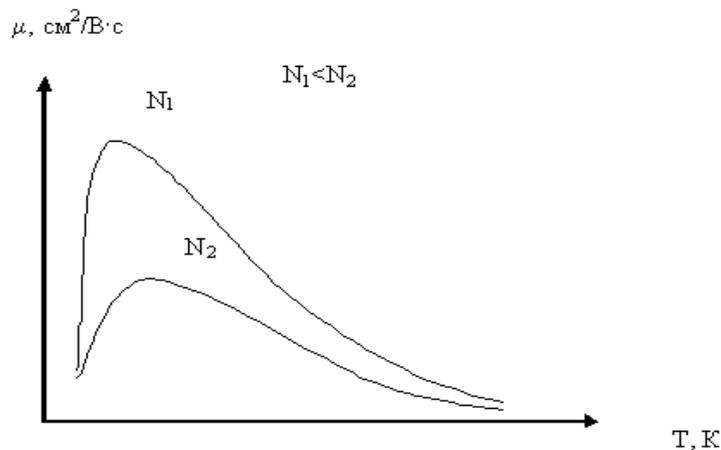


Рис. 2.2. Зависимость подвижности носителей заряда в полупроводнике от температуры при различных концентрациях примеси

При низких температурах тепловое рассеяние на узлах решетки незначительно, поэтому зависимость $\mu(T)$ описывается формулой (2.12) и подвижность уменьшается с уменьшением температуры. Но уже при температурах $T > 0$ °С для кремния зависимость $\mu(T)$ описывается формулой (2.11) и подвижность уменьшается с ростом температуры.

В диапазоне рабочих температур от -60 °С до $+125$ °С подвижность может изменяться в 4-5 раз. Величины и положения максимумов на кривых, представленных выше, зависят от концентрации примеси. При увеличении концентрации примесей максимум смещается в область высоких температур.

2.3.3 Температурная зависимость динамических параметров

В результате анализа результатов, полученных с использованием выражений (2.4) и (2.7) при изменении температуры от -40 °С до $+125$ °С, с помощью выражений (2.9), (2.11), (2.12), были получены следующие аппроксимирующие зависимости времени задержки распространения от температуры:

- для диапазона температур от 25 °С до 125 °С:

$$\tau_d = \tau_{d25} (1.003)^{T-25}, \quad (2.13)$$

- для диапазона температур 40 °С до 25 °С:

$$\tau_d = \tau_{d25} (0,997)^{25-T}. \quad (2.14)$$

τ_{d25} – ВЗРС при 25 °С, T – температура нагрева кристалла.

Для оценки адекватности описанной выше модели был проведено сравнение расчетных значений времени задержки сигнала КМОП ЦИС типа CD4011 и типа CD4049 с экспериментальными результатами измерения этого параметра, подтвердившее верность теоретических предпосылок.

2.4 Прямой способ измерения времени задержки

Современные КМОП ЦИС широкого применения имеют ВЗРС на уровне десятков наносекунд, а скоростные линейки ЦИС – на уровне единиц наносекунд.

Для прямого измерения таких времен задержек в реальном масштабе времени решающая способность измерителя временных интервалов (ВИ) должна находиться (при допустимой погрешности 1%) в пределах десятков пикосекунд.

В настоящее время из отечественных приборов, работающих на основе метода дискретного счета, известны лишь измерители ВИ ОАО НПП «Сапфир»:

- 1523ХП1 бко.347.663-02ТУ – Быстродействующий КМОП КНС измеритель ВИ с минимальной ценой деления 33,3 нс;

- 1523ХП2 бко.347.663-01ТУ – Быстродействующий КМОП КНС счетчик импульсов в двоичном коде (16 двоичных разрядов), двоично-десятичном коде (4 десятичных разряда); максимальная частота 75 МГц; измеритель ВИ с минимальной ценой деления 13,3 нс.

Среди зарубежных специализированных микросхем, относящихся к преобразователям время – код (Time To Digital Converters – TDC), можно выделить продукцию германской фирмы АСАМ. Примером таких ИС является микросхема TDC-GP22 – универсальный двухканальный время-цифровой преобразователь (ВЦП) с интерполятором хронотронного типа. Параметры этой ИС в настоящее время являются, пожалуй, лучшими среди микросхем аналогичного назначения.

Применение подобной ИС в измерителе ВИ, разработанном в Институте ядерной физики им. Г.И. Будкера [18], позволило получить достаточно высокие характеристики прибора: минимальный временной интервал между стартовым и стоповым импульсами – 3,5 нс; максимальный временной интервал между стартовым и стоповым импульсами – 1300 нс; разрешение ~65 пс, максимальная погрешность измерения ~600 пс.

Но, к сожалению, как сложность самого прибора, так и относительно высокая общая погрешность измерения, обусловленная самим принципом работы TDC-GP22, существенно ограничивает возможность применения подобного устройства для измерения временных задержек современных ЦИС.

Максимально достижимая дискретность преобразования в ВЦП с интерполяторами хронотронного типа в настоящее время может достигать значения 10-20 пикосекунд и определяется только временем задержки логического вентиля. На

последовательной цепи таких вентилях строятся цифровые линии задержки, например, в TDC-GPxx число логических вентилях равно 1024.

Недостатками ВЦП с интерполяторами хронотронного типа является как сложность устранения погрешности дискретизации, связанной с неопределенностью поступления переднего фронта (начала) преобразуемого временного интервала относительно счетной последовательности с периодом T , так и сложность технической реализации.

В этой связи особо следует выделить рециркуляционные ВЦП и их разновидности, получившие развитие в работах Абрамова Г. Н. и Абрамова Ю. Г., которые позволяют практически полностью устранить эту погрешность, за счет жесткой привязки счетной последовательности с периодом T к началу преобразуемого временного интервала [1,68-76].

Для улучшения характеристик измерителей ВИ нами предложен способ и устройство для измерения временной задержки между двумя цифровыми сигналами [67,111]. Схема устройства приведена на рис. 2.3. Работа устройства основана на дифференциальной рециркуляции двух импульсов, с определенным начальным временным интервалом между ними. Первый из этих импульсов циркулирует по кругу с образцовым ЛЭ, второй – проходит по цепи с исследуемым ЛЭ, временные параметры которого (возрастание ВЗРС с ростом температуры) необходимо исследовать.

Следует отметить, что поскольку оба импульса в процессе накопления проходят по одному и тому же пути (за исключением ЛЭ), то уменьшается влияние факторов, которые могут внести погрешность в накопление задержки. Флуктуации, вызванные нестабильностью питания, электромагнитными помехами, температурным дрейфом и т. д., во-первых, при рациональной конструкции устройства, будут незначительными, а во-вторых, в значительной степени будут усредняться за счет большого числа циклов накопления. Никаких особых требований к стабильности и точности формирования запускающих импульсов не предъявляется. Цифровая линия задержки может быть построена так, как это описано в [113].

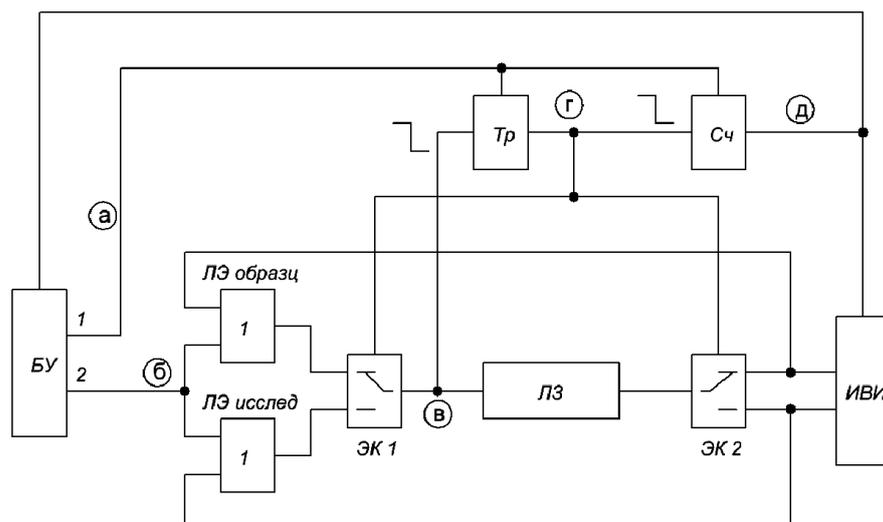


Рис. 2.3. Функциональная схема прямого измерителя задержек

Предлагаемое устройство позволяет увеличить точность измерения малых временных задержек прямым методом и использовать для этих целей стандартное оборудование.

2.5 Частотный способ измерения времени задержки ЛЭ ЦИС

Одним из вариантов решения проблемы точного измерений малых ВЗРС ЦИС в реальном масштабе времени является переход в частотную область. Сам принцип достаточно прост и основан на использовании ЛЭ ЦИС как элемента задержки, обладающий определенными усилительными свойствами – коэффициентом усиления, входным и выходным токами, входными и выходными уровнями напряжения и т.д. Если этот элемент задержки включить в цепь обратной связи широкополосного усилителя (рис. 2.4) и правильно подобрать амплитудно-фазовые характеристики системы, то возникнет генерация, частота которой будет определяться временем задержки сигнала в цепи обратной связи [25].

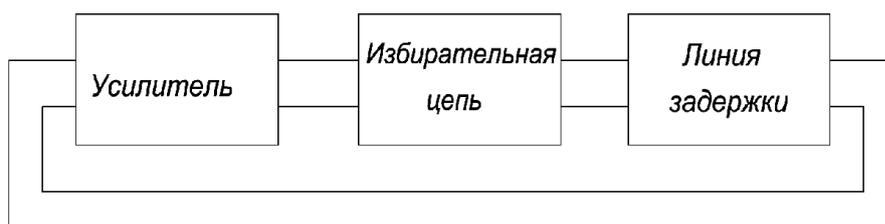


Рис. 2.4. Структурная схема генератора с линией задержки

Наличие избирательной цепи не обязательно, но в некоторых случаях необходимо для устранения многократности при больших значениях времени задержки. Таким образом, любое изменение в линии задержки в цепи обратной связи генератора будет приводить к соответствующему изменению его частоты. И здесь мы получаем ровно обратный эффект относительно прямого метода измерения ВЗРС – чем меньше задержка исследуемого элемента (выполняющего роль линии задержки), тем выше частота генератора и тем выше разрешающая способность измерителя частоты.

Для исследования ВЗРС ЛЭ ЦИС можно использовать несколько инвертирующих ЛЭ (играющих роль линий задержек и обладающих усилением) соединенных кольцом. Подобная разновидность генераторов достаточно хорошо известна и имеет устоявшееся название – кольцевые генераторы (КГ), один из возможных вариантов которого показан на рис. 2.5. Подробное описание принципов работы, характеристик и возможных областей применения можно найти в [101,109].

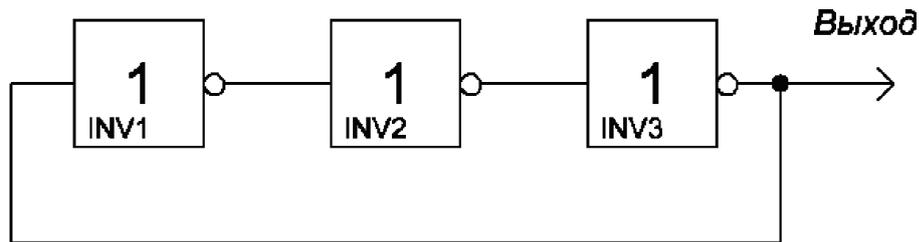


Рис. 2.5. Трехэлементный кольцевой генератор

Частота генерации КГ зависит **только** от времени задержки τ_d единичного элемента задержки и общего числа таких элементов в структуре КГ. Рассмотрим КГ, состоящий из m каскадов. Для возникновения самовозбуждения должно выполняться три условия:

- число m должно быть нечетным, только в этом случае возникает отрицательная обратная связь по постоянному току, которая на начальном этапе переводит КГ в линейный режим;
- усиление замкнутой структуры КГ на частоте генерации должно быть более 1;
- фазовый сдвиг на частоте генерации должен быть равен $2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$; в большинстве практических случаев n равен 1, а фазовый сдвиг - 2π .

Для случая m -каскадного КГ (с учетом того, что структура сама по себе является инверсной) каждый каскад должен обеспечить фазовый сдвиг равный π/m и частота генерации будет определяться выражением:

$$f_0 = \frac{1}{2m\tau_d}. \quad (2.15)$$

Из (2.15) следует, что частота генерации определяется значением времени задержки единичного элемента в КГ, а оно в свою очередь зависит от технологических и схемотехнических свойств этого элемента.

Расчет временных параметров типового КМОП инвертора был приведен выше и определяется формулами (2.4) и (2.7). Тогда общая задержка для m -элементного КГ будет равна $m(\tau_{dhl} + \tau_{dhh})$, а частота генерации будет определяться выражением:

$$f_0 = \frac{1}{2m \left(\frac{C}{b_N(V_{DD}-V_{TN})} \left\{ \frac{2V_{TN}}{(V_{DD}-V_{TN})} + \ln \left(\frac{3V_{DD}-4V_{TN}}{V_{DD}} \right) \right\} + \frac{C}{b_P(V_{DD}+V_{TP})} \left\{ \frac{2V_{TP}}{(V_{DD}+V_{TP})} + \ln \left(\frac{3V_{DD}+4V_{TP}}{V_{DD}} \right) \right\} \right)}. \quad (2.16)$$

Выражение (2.16) в явном виде определяет зависимости частоты генерации КГ от параметров структуры, режима работы и температуры. Легко видеть, что частота КГ зависит от четырех основных параметров: напряжения питания V_{DD} , емкости нагрузки, порогового напряжения NMOS- и PMOS-транзисторов и технологического параметра $b_P = \mu_P C_{ox} W/L$. Таким образом, основными факторами, определяющими зависимость частоты КГ **от температуры**, при стабильном напряжении питания и емкости нагрузки, будут пороговые напряжения комплементарной пары полевых транзисторов и подвижность носителей μ_P .

Экспериментальные температурные зависимости частоты колебаний пяти экземпляров КГ, собранных на ИС типа CD4049 (аналог ЦИС 561ЛН2), приведены в таблице 2.1, а соответствующие им графики – на рис. 2.6.

Для измерений образцы КГ помещались в термостат и при каждом значении температуры термостата выдерживались не менее 10 минут, так что температура θ_K корпуса ЦИС принимала равновесное значение, равное температуре термостата.

Таблица 2.1 – Результаты измерения частоты генерации КГ, собранных на ИС типа CD4049

Температура θ_K, C°	Номера образцов КГц				
	Образец КГ1	Образец КГ2	Образец КГ3	Образец КГ4	Образец КГ5
20	19962.5	21255.5	20665.5	20185.5	20441
30	19463.44	20659.86	20086.38	19660.68	19868.65
40	18937.92	20102.04	19544.05	19129.84	19352.07
50	18388.72	19478.88	18938.18	18594.2	18810.21
60	17837.06	18913.99	18388.97	18092.16	18264.71
70	17337.63	18346.57	17837.31	17567.49	17735.04
80	16782.82	17759.48	17266.51	17005.33	17149.78
90	16279.34	17208.94	16731.25	16495.17	16635.29
100	15774.68	16623.83	16162.39	15967.32	16086.32
110	15254.11	16025.38	15580.54	15440.4	15555.47
120	14735.47	15480.51	15050.8	14899.99	14995.48

На рис. 2.6 приведены также линейные аппроксимирующие функции, описывающие эти экспериментальные зависимости. Как видно из значений коэффициента детерминации R , точность линейной аппроксимации весьма высокая, что позволяет говорить о практической возможности использовать эти зависимости при измерении тепловых параметров ЦИС.

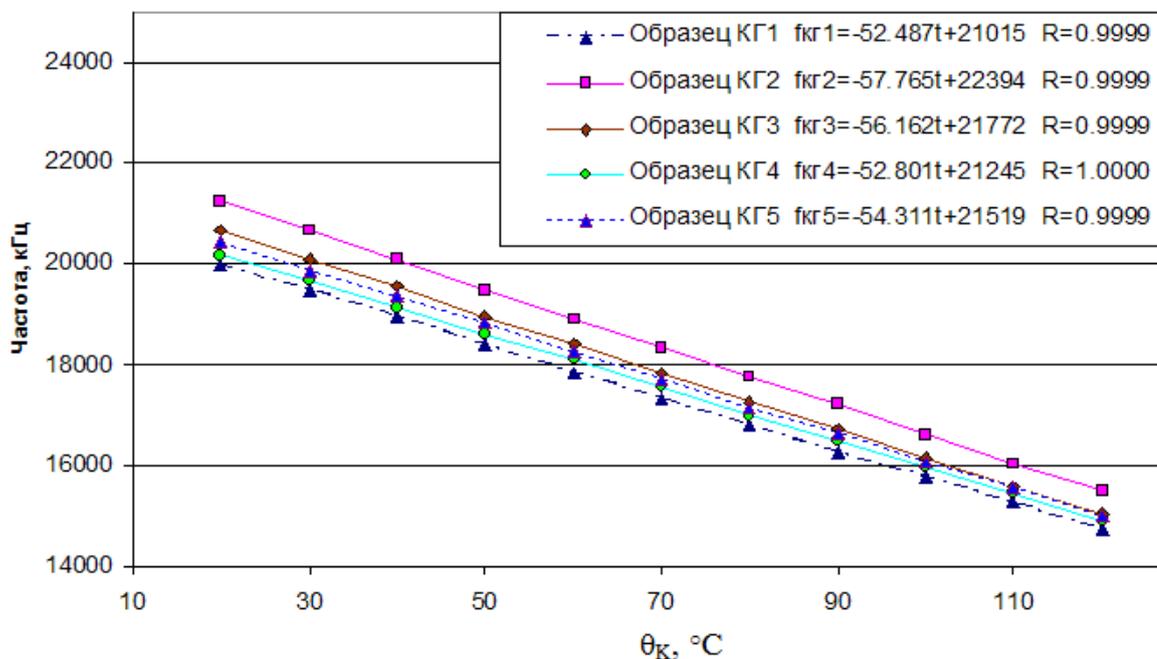


Рис. 2.6. Зависимости частоты колебаний КГ от температуры корпуса ЦИС

Аналогичные зависимости были получены для других типов ЦИС: зарубежных CD4011, CD4093 и отечественных – К561ЛА7, К561ЛЕ5. Линейная аппроксимация

экспериментальных зависимостей частоты от температуры для этих типов также показала высокий уровень детерминации, не опускавшийся ниже 0,995. Основное отличие наблюдалось в более сильном разбросе начальных частот КГ на основе отечественных ЦИС, что свидетельствует о меньшей стабильности технологических процессов производства отечественных ЦИС, по сравнению с зарубежными.

2.6 Анализ воздействия источников помех на выходной сигнал КГ

Как показано выше, частота генерации КГ линейно зависит от температуры и может использоваться в качестве ТЧП при измерении ТП КМОП ЦИС. Однако, на точность результатов большое влияние оказывает и так называемая «чистота» выходного сигнала КГ, или его амплитудно-фазовые характеристики.

Известно, что сигнал реальных генераторов в той или иной мере подвержен амплитудным, частотным и фазовым искажениям. Особенно это касается стабильности частоты КГ и выходных спектральных характеристик. Выражение для выходного сигнала реального генератора может быть записано в виде:

$$v_{out}(t) = v_0 \{1 + a(t)\} \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)], \quad (2.17)$$

где f_0 – частота генератора, $a(t)$ и $\varphi(t)$ – функции времени и представляют соответственно амплитудные и фазовые флуктуации выходного сигнала.

В общем случае шумовые источники могут быть разделены на две группы: детерминированные и стохастические. Среди детерминированных источников шума можно выделить четыре основные группы:

- перекрестные помехи между пролегающими рядом сигнальными трассами;
- наводки электромагнитного излучения на сигнальные проводники;
- помехи от источника питания;
- помехи, вызванные наводками между трассами сигнальных проводников и трассами линий питания в многослойных структурах.

Случайные источники помех включают в себя:

- тепловой шум, связанный с прохождением тока в проводниках;
- дробовой шум, возникающий при пересечении электронами и дырками потенциальных барьеров в полупроводниковых структурах;

- фликкер-шум (шум мерцания), наблюдаемый во всех электронных устройствах в области низких частот и обусловленный нестационарными процессами.

Все эти источники шума воздействуют как на амплитуду, так и на фазовые характеристики выходного сигнала любого генератора.

В большинстве реальных генераторов амплитудные флуктуации существенно ограничены за счет использования систем автоматического контроля усиления или за счет наличия внутренних нелинейностей активных элементов. Особенно это касается КГ, в которых используются логические инверторы с хорошими ограничительными свойствами, что практически нивелирует влияние паразитных амплитудных флуктуаций. Таким образом, основным и наиболее сложно контролируемым источником ухудшения качества выходного сигнала КГ можно считать фазовые флуктуации. Для характеристики фазовых флуктуаций используются методы спектральной дисперсии и временной неопределенности, через которые можно соответственно определить основные характеристики – фазовый шум и временной джиттер (от англ. jitter – дрожание).

Фундаментальным определением фазового шума является спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций S_φ в заданной полосе частот, имеющая размерность $\delta\dot{\alpha}^2 / \dot{A}\ddot{\alpha}$:

$$S_\varphi(f_{off}) = [\Delta\varphi_{RMS}^2(f_{off})] / BW, \quad (2.18)$$

где f_{off} – частота отстройки от несущей; $\Delta\varphi_{RMS}$ – среднеквадратическое значение флуктуации фазы; BW – полоса, используемая при измерении $\Delta\varphi_{RMS}$.

Для характеристики фазового шума используется также спектральная плотность мощности фазового шума в одиночной боковой полосе $L(f_{off})$, которая связана с $S_\varphi(f_{off})$ простым соотношением:

$$S_\varphi(f_{off}) = 2L_{off}. \quad (2.19)$$

Джиттер или фазовое дрожание импульсного сигнала – нежелательные случайные фазовые и/или частотные отклонения сигнала, возникающие вследствие неустойчивости задающего генератора. В цифровых системах проявляется в виде случайных изменений положения фронтов цифрового сигнала во времени или

временной девиации периода, которую можно определить как $\Delta T_n = T_n - \bar{T}$, где \bar{T} – усредненный на достаточно большом интервале период колебаний генератора. Более общее выражение для абсолютного джиттера можно представить в виде:

$$\Delta T_{abs} = \sum_{n=1}^N \Delta T_n. \quad (2.20)$$

В общем случае, временной джиттер описывается как нормализованная девиация $\sigma_{\Delta T_{abs}}$ абсолютного джиттера и в случае независимых источников шума (белого шума) пропорционален квадратному корню интервала измерения:

$$\sigma_{\Delta T_{abs}} = \xi \sqrt{\Delta T}, \quad (2.21)$$

где ξ – коэффициент, определяемый параметрами генератора.

Между параметрами фазового шума и джиттера существует связь поскольку они являются характеристиками одного и того же зашумленного сигнала [133]:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{4}{\pi \omega_0^2} \int_0^{\omega} S_{\varphi}(\omega) \sin^2\left(\frac{\omega \tau}{2}\right) d\omega. \quad (2.22)$$

Это выражение не совсем удобно для практического применения. В [138] приведены достаточно простые соотношения между параметрами временного джиттера и спектральной плотностью фазового шума в цифровых устройствах:

$$\sigma_{\Delta T_{abs}} = \frac{f_{off}}{f_0} \sqrt{S_{\varphi}(f_{off}) \Delta T}. \quad (2.23)$$

Характер влияния внутренних источников шумов на форму выходного сигнала в КГ, построенных на КМОП инверторах, существенно отличается от шумовых свойств классических релаксационных или синусоидальных генераторов. Наиболее существенным отличием КГ на КМОП инверторах от классических является то, что выходной сигнал **во всех узлах** КГ является прямоугольным, с достаточно короткими, относительно периода колебаний, фронтами импульсов. В связи с этим чувствительность к импульсным шумам у КГ существенно меньше – это связано с тем, что помеха оказывает влияние на временные характеристики КГ только когда она попадает на участки переходов (фронтов) и практически не оказывает влияния при нахождении КГ в режиме ограничения.

Для оценки фазовых характеристик КГ удобно использовать понятие импульсной чувствительности. Смысл понятия в том, что любое воздействие импульсной помехи приводит к некоторому изменению выходного напряжения ΔV . В свою очередь это воздействие вызовет некоторый фазовый сдвиг фронта импульса КГ:

$$\Delta\varphi = \Gamma(\omega_0 t) \frac{\Delta V}{V_{swing}}, \quad (2.24)$$

где V_{swing} – размах напряжения на выходе инвертора; безразмерная функция $\Gamma(\omega_0 t)$ представляет зависимость любой точки выходного сигнала от возмущающего воздействия импульсной помехи и называется функцией импульсной чувствительности (ISF – impulse sensitivity function).

Заметим, что функция $\Gamma(\omega_0 t)$ является времязависимой, то есть одно и то же по мощности импульсное воздействие на разные участки сигнала будет вызывать разный фазовый сдвиг выходного сигнала. Таким образом, можно сказать, что отклик от воздействия единичного импульса на систему будет соответствовать фазовому сдвигу, вызванному единичным токовым импульсом:

$$h_\phi(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{max}} u(t - \tau), \quad (2.25)$$

где $u(t)$ – единичный импульс.

Пример графического отображения ISF относительно возможной формы импульса КГ показан на рис. 2.7.

Зная импульсный отклик, можно вычислить $\phi(t)$ как отклик на токовое импульсное воздействие $i(t)$ произвольной формы:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{max}} i(\tau) d\tau. \quad (2.26)$$

На основе (15) в [131] получено выражение для одной полосы спектра фазового шума для случая токового источника белого шума:

$$L\{f_{off}\} = \frac{\Gamma_{rms}^2}{8\pi^2 f_{off}^2} \cdot \frac{\overline{i_n^2} / \Delta f}{q_{max}^2}, \quad (2.27)$$

где $\overline{i_n^2} / \Delta f$ – одна полоса спектральной плотности мощности токового источника шума, Γ_{rms} – среднеквадратичное значение импульсной чувствительности.

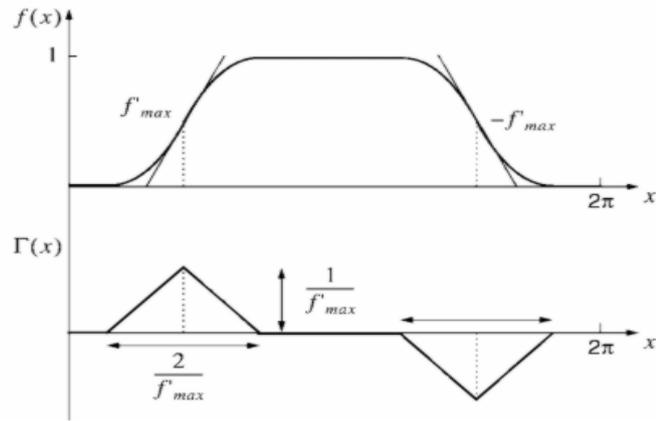


Рис. 2.7. Пример графического отображения ISF

Если в одном узле присутствуют несколько шумовых источников, то $\overline{i_n^2} / \Delta f$ является суммой спектральных плотностей мощности шума каждого источника.

Рассмотрим основные свойства функции ISF важные при практическом использовании для вычисления фазового шума и джиттера в КГ:

1. Увеличение числа каскадов N в КГ уменьшает среднеквадратичное и пиковое значения ISF и оно определяется как:

$$\Gamma_{rms} = \frac{1}{N^{1,5}} \sqrt{\frac{2\pi^2}{3\eta^3}}, \quad (2.28)$$

где η – константа, определяемая схемными параметрами, обычно близка к единице.

Это выражение наглядно демонстрируют графики на рис. 2.8.

2. Любая асимметрия выходного сигнала КГ увеличивает уровень ISF. То есть можно сказать, что любое повышение симметрии и качества сигнала КГ всегда ведет к уменьшению фазового шума и джиттера.

Для вывода формул, описывающих фазовый шум и джиттер в КГ, воспользуемся выражением, позволяющим вычислить спектральную плотность шума токов стока для МОП транзисторов NMOS- и PMOS-типов, полученным в [35]:

$$\left(\frac{i_n^2}{\Delta f} \right)_{N,P} = 4k\Theta\gamma b_{N,P}\Delta V, \quad (2.29)$$

где k – постоянная Больцмана, Θ – абсолютная температура, $b_{N,P}$ – технологический параметр NMOS- и PMOS-транзистора, соответственно, $\Delta V = 0,5V_{DD} - V_T$, V_T – поро-

говое напряжение, γ – коэффициент равный $2/3$ для МОП транзисторов с длинным затвором, и в $2 - 3$ раза больше для транзисторов с коротким затвором [121].

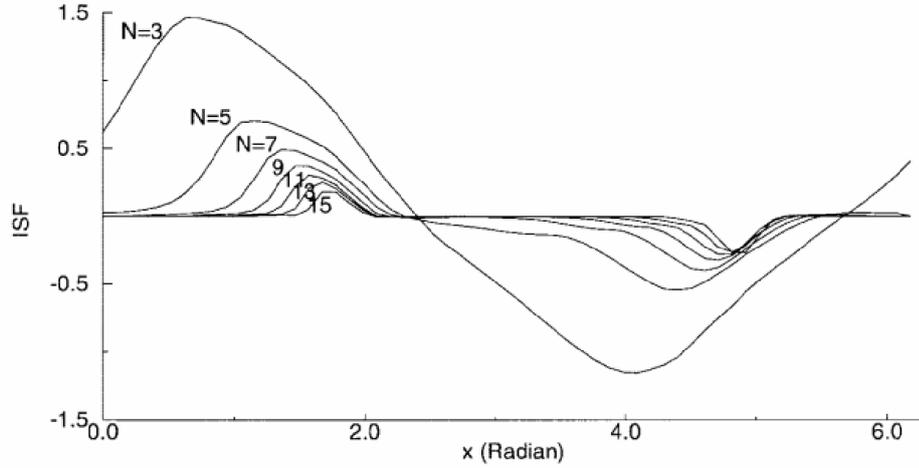


Рис. 2.8. Зависимость ISF от числа каскадов кольцевого генератора

Рассмотрим КГ, построенный на обычных инверторах, в которых используются NMOS- и PMOS-транзисторы одинакового размера. Предположим также, что модули пороговых напряжений этих транзисторов равны, то есть $V_{TN} = |V_{TP}|$, а входное и выходное напряжение инверторов равно $V_{DD}/2$. Тогда максимальный совместный каналный шум транзисторов NMOS и PMOS будет выглядеть как:

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = \left(\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \right)_N + \left(\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \right)_P = 4kT \gamma \mu_{eff} C_{ox} \frac{W_{eff}}{L} \Delta V, \quad (2.30)$$

где, $W_{eff} = W_n + W_p$, $\mu_{eff} = \frac{\mu_n W_n + \mu_p W_p}{W_n + W_p}$, а $\Delta V = (V_{DD}/2) - V_T$.

В течение одного периода колебаний распределенные емкости каждого узла КГ заряжаются до q_{max} и затем разряжаются до нуля; соответственно, мощность, рассеиваемая N -каскадным КГ, будет равна $Nq_{max} V_{DD} f_0$. Кроме мощности, затрачиваемой на заряд-разряд узловых емкостей, существует сквозной ток, проходящий через NMOS- и PMOS-транзисторы, когда они оба открыты, то есть когда входное напряжение инвертора находится в границах между V_{TN} и $V_{DD} - V_{TP}$. В симметричном КГ эти составляющие примерно равны и их различие определяется отношением длительностей фронтов сигнала генератора к его общей длительности. Таким образом, общая потребляемая мощность, с учетом этих положений, будет равна:

$$P = 2\eta NV_{DD}q_{\max}f_0. \quad (2.31)$$

Предполагая также, что выходной сигнал КГ симметричен, то есть $\mu_n W_n = \mu_p W_p$, можно также получить еще одно выражение для рабочей частоты КГ [132], определяемое технологическими параметрами ЦИС:

$$f_0 = \frac{1}{2Nt_D} \approx \frac{\mu_{\text{eff}} W_{\text{eff}} C_{\text{ox}} \Delta V^2}{8\eta NLq_{\max}}, \quad (2.32)$$

где t_D – время задержки каждого каскада кольцевого генератора.

Считая также, что все шумовые источники в разных каскадах КГ некоррелированные, а также предполагая, что форма сигналов (и соответственно ISF) во всех узлах КГ одинакова, то принимая во внимание (2.27), (2.28), (2.29), (2.31) и (2.32), получим следующее выражение для фазового шума и коэффициента пропорциональности джиттера в КМОП КГ:

$$L\{\Delta f\} \approx \frac{8kTV_{DD}f_0^2}{3\eta PV_{\text{char}}\Delta f^2}, \quad (2.33)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{8kTV_{DD}}{3\eta PV_{\text{char}}}}, \quad (2.34)$$

где $V_{\text{char}} = \Delta V / \gamma$ – характеристическое напряжение для МОП транзистора.

Из (2.33) и (2.34) следует, что снижение порогового напряжения ведет к уменьшению фазового шума и джиттера. Минимальный уровень фазового шума и джиттера в обычном КГ на КМОП ЛЭ достигается при условии полной симметричности выходного сигнала и при пороговом напряжении близком к нулю. Из этих выражений видно, что фазовый шум обратно пропорционален мощности рассеяния КМОП КГ и квадратично растет с увеличением частоты генерации.

Необходимо отметить отсутствие зависимости между фазовым шумом и числом каскадов в КГ. Очевидно, что эффект понижения ISF при увеличении числа элементов КГ компенсируется увеличением общего числа шумовых источников в составе КГ. На рис. 2.9 приведены экспериментальные характеристики КГ и LC-генераторов, при построении их на базе 90-нм технологического процесса [134].

Несмотря на то, что в общем случае КГ проигрывают LC генераторам в шумовых характеристиках, эта разница не является непреодолимой. За счет пониже-

ние частоты работы КГ и его мощности потребления можно добиться весьма существенного улучшения спектральных характеристик КГ, которые становятся сравнимы с характеристиками LC генераторов.

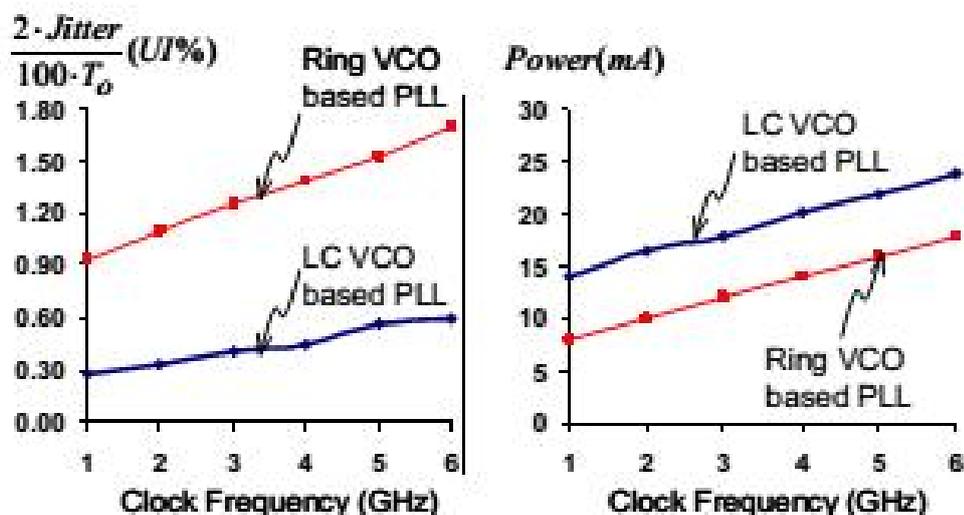


Рис. 2.9. Сравнительные характеристики КГ и LC-генератора [134]

На основании вышеизложенного можно сделать вывод: использование КГ в качестве источника точного ТЧП возможно, но необходимо учитывать следующие свойства КГ:

- выходной сигнал КГ должен быть максимально симметричным;
- необходимо использовать инверторы с транзисторами, имеющими минимальное пороговое напряжение, или, в крайнем случае, ориентироваться на ЦИС, имеющие минимальное допустимое напряжение питания;
- увеличение числа элементов в петле КГ позволяет значительно улучшить спектральные характеристики выходного сигнала генератора, увеличить параметр ISF, снизить потребляемую мощность;
- фазовый шум обратно пропорционален мощности потребления и квадратично возрастает с увеличением частоты;
- временной джиттер обратно пропорционален квадратному корню от потребляемой мощности и не зависит от числа каскадов КГ;
- временной джиттер обратно пропорционален общей емкостной нагрузке на каждый структурный элемент КГ.

2.7 Одновибраторный способ измерения времени задержки сигнала

Преимущества использования КГ в качестве источника ТЧП при измерении ТП ЦИС могут быть применены лишь для базовых элементов ЦИС – инверторов, элементов ИЛИ-НЕ, И-НЕ, которые можно охватить отрицательной обратной связью и перевести в линейный режим (на начальном этапе). Триггеры, регистры, счетчики, ОЗУ и др. в режим автогенерации, с использованием внутренних параметров (время задержки, емкости входа и выхода, сопротивления открытого выходного ключа), перевести невозможно. Поэтому был предложен способ измерения динамических параметров таких устройств, основанный на использовании их в качестве одновибраторов. Такая возможность есть практически у всех подобных элементов, имеющих входы записи (или тактовые) и сброса.

В качестве примера показан вариант схемы измерения динамических параметров ЦИС типа CD4013BD, представляющей собой два D-триггера. На рис. 2.10 приведена схема и временные диаграммы, смоделированные в среде «MultiSim» и поясняющие общий принцип формирования импульсных последовательностей.

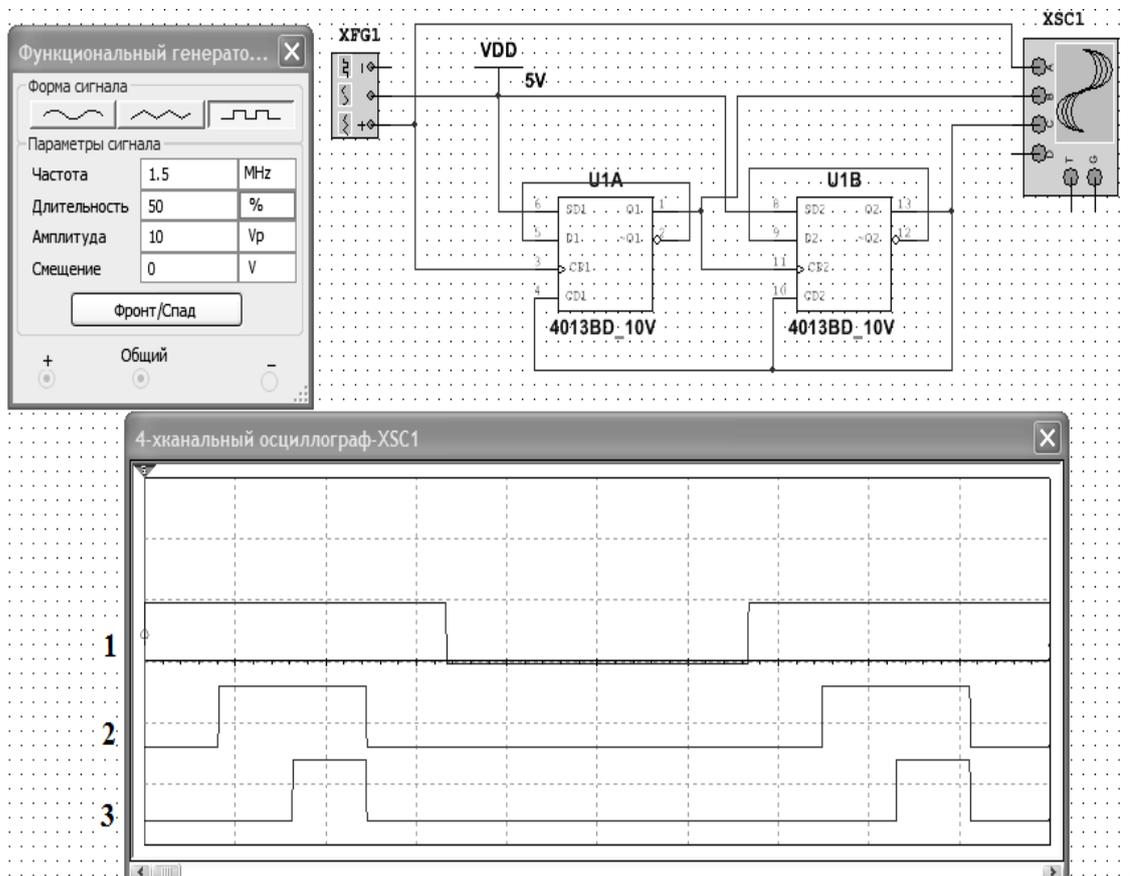


Рис. 2.10. Формирование измерительного интервала по схеме на основе ЦИС типа CD4013

Схема работает следующим образом. После появления положительного фронта сигнала с генератора XFG1 (осциллограмма 1) через определенное время (время задержки включения триггера) срабатывает триггер U1A, включенный в счетном режиме (осциллограмма 2). Затем через такое же время срабатывает триггер U1B и через интервал времени, равный времени распространения сигнала сброса (осциллограмма 3), приводит схему в исходное состояние. Таким образом, на выходе триггера U1A будет сформирован импульс, определяемый только внутренними динамическими характеристиками триггеров и равный сумме двух времен срабатывания и времени сброса. В нашем случае им является импульс $T_0 = 160$ нс (осциллограмма 2).

Рекомендованный интервал дискретизации ПТХ ЦИС $T_d = 100$ мкс [126], поэтому при тактовой частоте генератора XFG1 равной $F_a = 2$ МГц получим возможность увеличить, за счет использования суммирующего измерителя интервалов времени, измеряемый параметр в 200 раз. При частоте опорного генератора измерителя интервалов времени равного $F_c = 500$ МГц получим общее максимальное число подсчитанных импульсов: $N_0 = T_0 \cdot F_c \cdot T_d \cdot F_a = 16000$. Реальное число, за счет отсутствия синхронизации между временными воротами и опорным генератором будет меньше и будет «плавать» в небольших пределах. Для устранения этого явления и повышения стабильности результатов измерений последний разряд можно отбросить – оставшегося числа, равного 1600, более чем достаточно для построения ПТХ. При использовании более скоростных ЦИС будет происходить уменьшение T_0 , поэтому для сохранения требуемой точности необходимо будет увеличивать тактовую частоту F_0 , с тем чтобы произведение $T_0 \cdot F_c \cdot T_d \cdot F_a$ находилось в пределах 10000 – 20000.

Основной недостаток способа заключается в сложности измерения интервалов времени в районе 1–2 нс и ниже. Проблема заключается не в самой возможности, позволяющей реализовать накопление столь малых временных интервалов – технически это возможно, а в том, что на этих частотах на результаты измерения будут оказывать (все более усиливающееся по мере снижения измеряемого интервала) влияние емкостей и индуктивностей окружающих РЭ компонентов,

средств измерения, монтажной платы и т.д. Это влияние будет трудно прогнозируемым и поэтому от него будет сложно избавиться, учесть или компенсировать.

2.8 Выводы

1. Проведен анализ динамических параметров КМОП инвертора и исследовано влияние температуры на динамические характеристики КМОП ЦИС. Показано, что температурная зависимость ВЗРС ЦИС практически линейна в широком диапазоне температур, что позволяет использовать ВЗРС в качестве ТЧП при измерении ТП ЦИС. Использование этого параметра в качестве ТЧП позволяет преодолеть ряд принципиальных сложностей и недостатков существующих методов измерения ТП ЦИС с использованием в качестве ТЧП электрических параметров.

3. Предложены прямой и частотный способы измерения времени задержки распространения сигнала в ЛЭ КМОП ЦИС.

4. Показана возможность и обоснованы преимущества использования кольцевых генераторов (КГ) в качестве источника ТЧП при измерении теплофизических параметров ЦИС.

5. Проведен анализ, как принципа работы КГ, так и амплитудно-фазовых и спектральных характеристик выходного сигнала КГ. Показано, что:

- КГ не требуют внешних частото задающих компонентов, легко поддаются интеграции и обладают линейной зависимостью изменения частоты от температуры;

- наиболее важными параметрами КМОП ЛЭ, определяющими их динамические параметры, являются пороговое напряжение и подвижность носителей;

- анализ шумовых параметров КГ существенно отличается от анализа других типов генераторов (синусоидального или релаксационного), что не дает возможности использовать существующие типовые методы анализа фазовых и временных параметров генераторов;

6. Измерены температурные зависимости частоты колебаний нескольких КГ, собранных на КМОП ЦИС, и получены результаты, подтверждающие теоретические модели, что показывает практическую возможность использовать эти зависимости при измерении ТП ЦИС.

ГЛАВА 3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА В КАЧЕСТВЕ ТЧП

3.1 Способ измерения теплового сопротивления ЦИС с использованием режима кольцевого генератора

Анализ существующих методов и средств измерения ТП ЦИС показал, что известные методы измерения ТП ЦИС с использованием электрических ТЧП и с применением как переключательного режима (стандарты JESD51-1 и JESD51-14), так и модуляции греющей мощности по гармоническому закону, имеют ряд существенных недостатков. Общим недостатком является большая погрешность измерения, обусловленная наличием паразитной электрической составляющей ТЧП из-за падения напряжения на сопротивлениях токоведущей металлизации контролируемой ЦИС, при протекании тока, потребляемого ЦИС. Способ по стандартам JESD51-1 и JESD51-14 имеет дополнительную погрешность, вызванную переходными процессами при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения.

Более высокую точность измерения ТП ЦИС можно достичь с использованием в качестве ТЧП ВЗРС ЦИС. Наиболее просто предложенный подход реализуется в частотном способе при включении тестируемых ЛЭ ЦИС по схеме КГ.

Один из возможных вариантов реализации этого способа приведен в работе [77]. Сущность способа поясняется эякурами сигналов на рис. 3.1. КГ, созданный из нечетного числа ЛЭ контролируемой ЦИС, включается, например, путем замыкания цепи обратной связи на некоторое время $T_{Ц}$ цикла измерения (рис. 3, а), в несколько раз превышающее тепловую постоянную времени переход-корпус микросхем данного типа. Длительность периода следования $T_{к}$ генерируемых импульсов (рис. 3.1б) определяется временем задержки распространения сигнала $\tau_{зад}$ ЛЭ микросхемы $T_{к} = 2\tau_{зад}n$, где n – нечетное число ЛЭ в кольцевом генераторе. В режиме генерирования мощность, потребляемая ЦИС от источника питания, пропорциональна частоте генерируемых импульсов и существенно возрастает по сравнению со статическим режимом. В результате ЛЭ ЦИС в режиме генерации будут заметно разогреваться. Известно, что ВЗРС ЦИС с увеличением температуры растет, а частота колебаний

КГ, соответственно, уменьшается. Относительное увеличение ξ ВЗРС ЛЭ ЦИС при увеличении температуры составляет примерно $\xi = 0,3\%/град$ [1]. При $\xi \ll 1$ коэффициент относительного температурного изменения частоты генерации практически равен (с обратным знаком) коэффициенту относительного температурного изменения ВЗРС. То есть при увеличении температуры ЛЭ на $\Delta\theta$ частота генерации уменьшится: $f = f_0[1 - \xi\Delta\theta]$.

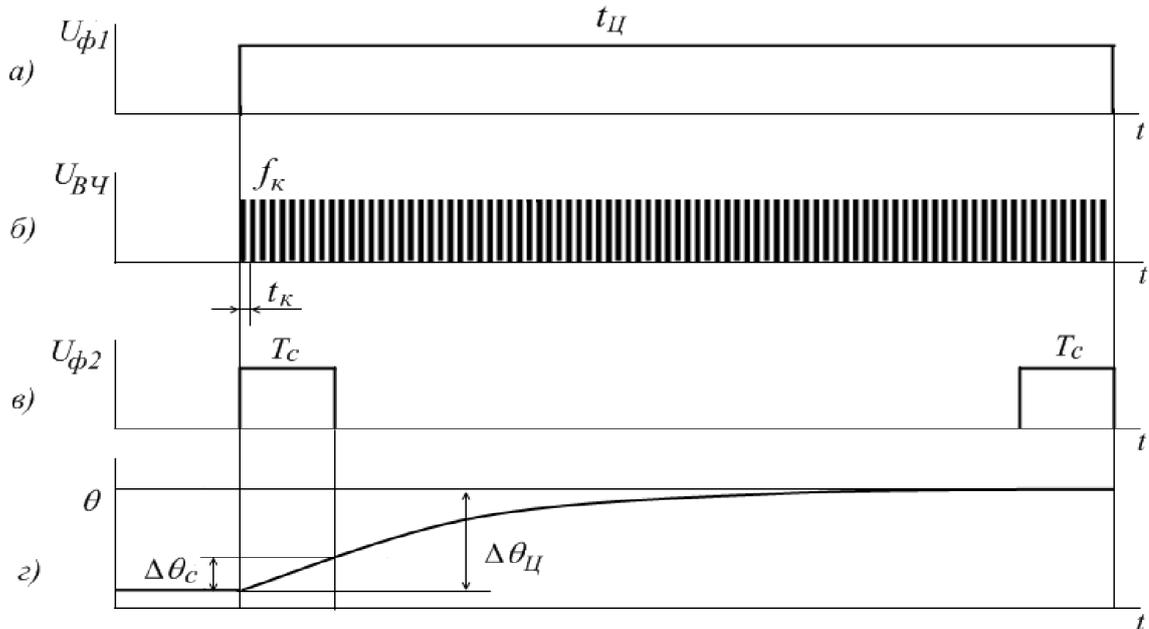


Рис. 3.1. Временные диаграммы, поясняющие частотный способ измерения теплового сопротивления ЦИС

В приближении теплоэлектрической аналогии [42] изменение температуры $\Delta\theta_n(t)$ перехода определяется уравнением

$$\frac{d\Delta\theta_n(t')}{dt'} = P(t')h(t-t'), \quad (3.1)$$

где $h(t-t')$ – отклик температуры перехода на единичный δ -подобный импульс мощности в момент времени t' , $P(t')$ – изменение потребляемой греющей мощности в процессе нагрева. В приближении двухзвенной тепловой схемы (рис. 1.7):

$$h(t-t') = \frac{R_{Tn-k}}{\tau_{Tn-k}} e^{-\frac{t-t'}{\tau_T}} + \frac{R_{Tk-c}}{\tau_{Tk-c}} e^{-\frac{t-t'}{\tau_T}}. \quad (3.2)$$

Греющая мощность, очевидно, будет изменяться с тем же относительным коэффициентом ξ : $P(t') = P_0[1 - \xi\Delta\theta_n(t')]$, где $P_0 \equiv P(0)$ – мощность, потребляемая микросхемой в начале нагрева. Решение уравнения (3.1) с точностью до членов порядка $(\xi \cdot \Delta\theta_n)^2$ имеет вид:

$$\Delta\theta(t) = \Delta\theta^0(t) \left(1 - \xi \frac{\Delta\theta^0(t)}{2} \right), \quad (3.3)$$

где $\Delta\theta^0(t)$ решение (3.1) в отсутствие температурной зависимости греющей мощности, то есть при $P(t') = P_0 \equiv P(0) = const$:

$$\Delta\theta^0(t) = P_0 R_{Tn-k} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Tn-k}}} \right) + P_0 R_{Tk-c} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Tk-c}}} \right). \quad (3.4)$$

Для подавляющего большинства типов современных серийных ЦИС выполняется условие $\tau_{Tn-k} \ll \tau_{Tk-c}$ и при выборе времени нагрева микросхемы из условия $\tau_{Tn-k} \ll T_{\text{ц}} \ll \tau_{Tk-c}$ вторым слагаемым в правой части (3.4) можно пренебречь и после подстановки (3.4) в (3.3) получим:

$$\Delta\theta(t) = P_0 R_{Tn-k} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Tn-k}}} \right) \left[1 - \frac{\xi P_0 R_{Tn-k}}{2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Tn-k}}} \right) \right]. \quad (3.5)$$

И по окончании цикла измерения изменение температуры с точностью до членов порядка $\exp(-T_{\text{ц}}/\tau_{Tn-k})$ будет равно:

$$\Delta\theta(T_{\text{ц}}) = P_0 R_{Tn-k} \left[1 - \frac{\xi P_0 R_{Tn-k}}{2} \right], \quad (3.6)$$

откуда с учетом малости $\frac{\xi P_0 R_{Tn-k}}{2}$ получим выражение для R_{Tn-k} :

$$R_{Tn-k} = \frac{\Delta\theta(T_{\text{ц}})}{\left(1 - \frac{\xi}{2} \Delta\theta(T_{\text{ц}}) \right) P_0}. \quad (3.7)$$

Величина $(1 - \xi\Delta\theta(T_{\text{ц}})/2)P_0$ в знаменателе выражения в правой части (3.7) есть не что иное, как $P_{\text{cp}}^{\text{nom}}$ средняя мощность, потребляемая ЦИС за время нагрева. Определить $P_{\text{cp}}^{\text{nom}}$ при известном напряжении источника питания можно, найдя средний

ток, потребляемый ЦИС из источника питания: $P_{cp}^{nom} = I_{cp}^{nom} E_{num}$ за время нагрева, который определить, измерив цифровым вольтметром напряжение U_R на токосъемном резисторе R в цепи питания микросхемы в моменты времени $t=0$ и $t=T_{Ц}$: $I_{cp}^{nom} = (U_R(0) + U_R(T_{Ц})) / 2R$. Изменение температуры за время нагрева определяется по уходу частоты колебаний КГ $\Delta\theta(T_{Ц}) = \Delta f / K_f$, где K_f - температурный коэффициент частоты следования импульсов КГ. Окончательно формула для определения теплового сопротивления переход-корпус ЦИС запишется в виде:

$$R_{Tn-k} = \frac{\Delta f}{I_{cp}^{nom} \cdot E_{num} \cdot K_f} \quad (3.8)$$

Структурная схема устройства, реализующая способ определения теплового сопротивления переход-корпус ЦИС представлена на рис. 3.2.

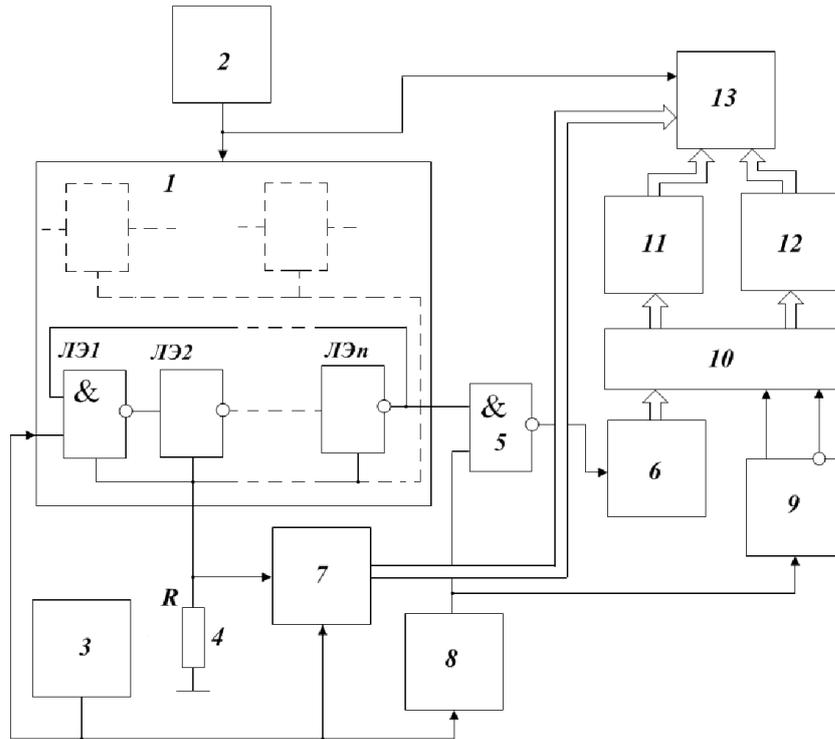


Рис. 3.2. Структурная схема устройства, реализующего частотный способ измерения теплового сопротивления переход-корпус ЦИС

Устройство содержит контролируемую микросхему 1, источник 2 питания, формирователь 3 импульса цикла измерения, токосъемный резистор R 4, схему 2И-НЕ 5, цифровой частотомер 6, цифровой вольтметр 7, формирователь 8 строб-импульсов, триггер 9, цифровой коммутатор 10, первый счетчик 11, второй счетчик 12, вычислитель 13.

При измерении частоты методом дискретного счета погрешность измерения [23] определяется нестабильностью опорного кварцевого генератора, которой можно пренебречь, и погрешностью дискретизации, которая равна:

$$\delta_{\delta} = \frac{1}{f_k \cdot T_c}, \quad (3.9)$$

где: f_k – частота кольцевого генератора; T_c – время счета частоты f_k .

Кроме этого в предложенном варианте устройства, реализующего способ, будет существенной методическая погрешность, обусловленная изменением частоты из-за нагрева контролируемой микросхемы за время счета T_c (рис. 3.1 з) в начале цикла измерения. Приращение температуры $\Delta\theta_c$ за время счета T_c и по окончании цикла нагрева $\Delta\theta_{\Pi}$ будут иметь вид:

$$\Delta\theta_c = R_{Tn-k} \Delta P \left(1 - e^{-\frac{T_c}{\tau Tn-k}} \right), \quad (3.10)$$

$$\Delta\theta_{\Pi} = R_{Tn-k} \Delta P,$$

При выполнении неравенства $T_c \ll \tau_T \ll T_{\Pi}$ относительная методическая погрешность измерения частоты δ_T за время счета T_c будет равна:

$$\delta_T = \frac{\Delta\theta_c}{\Delta\theta_{\Pi}} = 1 - e^{-\frac{T_c}{\tau_T}} \approx \frac{T_c}{\tau_T}. \quad (3.11)$$

Из (3.9) и (3.11) следует, что суммарная погрешность измерения частоты за время счета T_c в начале цикла измерения будет минимальной при $T_c = \sqrt{\tau_T T_k}$. При $f_k \approx 10^7$ Гц и $\tau_T \approx 10^{-2}$ с $T_c \approx 30$ мкс и суммарная погрешность измерения частоты в начале нагрева не будет превышать 1%.

3.2 Способ измерения переходной тепловой характеристики ЦИС с использованием режима кольцевого генератора

Ключевой задачей контроля тепловых свойств ЦИС является определение параметров их тепловой схемы, по которым можно рассчитать температуру активной области (p - n -перехода) ЦИС в любом заданном режиме работы прибора. В приближении одномерной тепловой схемы ЦИС задача сводится к определению набо-

ра значений тепловых сопротивлений (R_{Ti}) и теплоемкостей (C_{Ti}) или тепловых постоянных времени ($\tau_{Ti} = R_{Ti} \cdot C_{Ti}$) отдельных элементов и слоев материалов, составляющих конструкцию ЦИС. Указанные параметры могут быть определены по ПТХ $H(t)$ ЦИС, то есть по изменению температуры $\Delta\theta_n(t)$ активной области ЦИС при ее саморазогреве ступенькой электрической мощности заданной величины P_0 :

$$H(t) = \Delta\theta_n(t)/P_0. \quad (3.12)$$

На рис. 3.3 приведена структурная схема устройства, реализующего предложенный способ. Устройство содержит контролируемую ЦИС 1, три ЛЭ которой соединены по схеме КГ, источник 2 питания с напряжением $U_{ном}$, устройство управления 3, токосъемный резистор 4, схему 2И-НЕ 5, используемую для снижения влияния счетчика импульсов на частоту генерации КГ, генератор 6 строб-импульсов, цифровой вольтметр 7, счетчик импульсов 8, вычислитель 9 и индикатор 10.

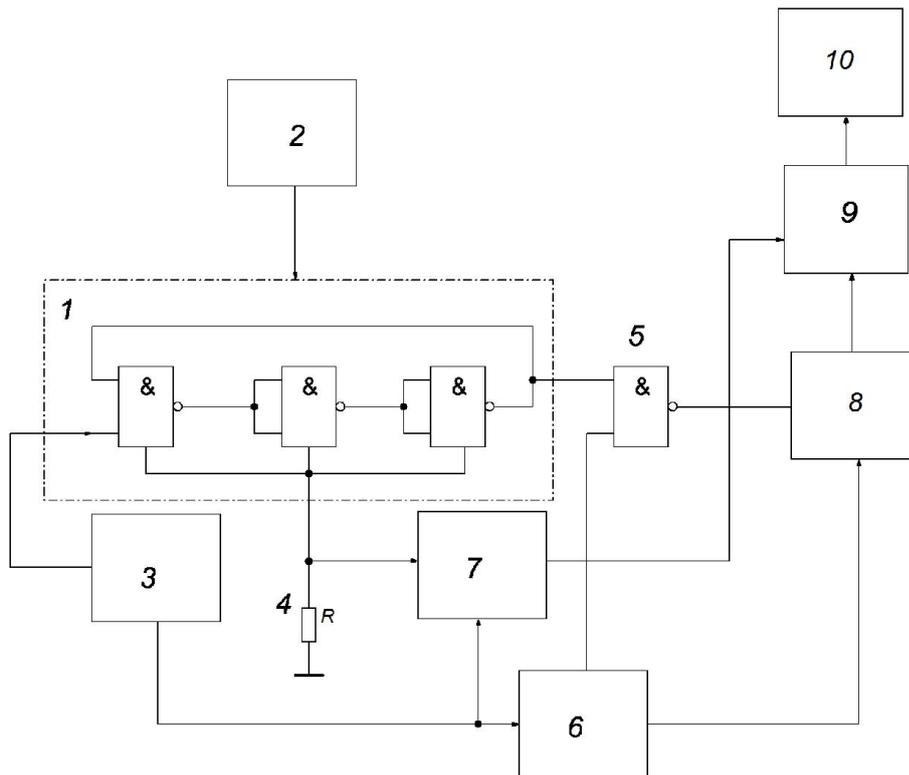


Рис. 3.3. Структурная схема устройства для измерения ПТХ ЦИС

На рис. 3.4 приведены диаграммы, поясняющие работу устройства.

Устройство работает следующим образом. В исходном состоянии счетчик 8 обнулен. Устройство управления 3 в момент времени $t_0=0$ формирует импульс U_{y1}

цикла измерения длительностью $T_{Ц}$ (рис. 3.4, а), достаточной для установления стационарного теплового режима данного типа ЦИС, который поступает на вход первого ЛЭ контролируемой ЦИС 1. В момент времени $t_0=0$ КГ начинает генерировать импульсы с частотой следования $f_{КГ}$ (рис. 3.4, б). Частота колебаний КГ близка к предельно допустимой для данного типа ЦИС, и ЦИС будет заметно разогреваться поглощаемой мощностью. При увеличении температуры активной области ЦИС в результате саморазогрева на величину $\Delta\theta_n(t)$ время задержки сигнала ЛЭ ЦИС будет возрастать, а частота колебаний КГ, соответственно, уменьшаться практически линейно с ростом температуры: $f_{КГ}(t) = f_{КГ}(0) - K_f \Delta\theta_n(t)$, где $f_{КГ}(0)$ – частота генерации КГ в начале нагрева. Импульсы, генерируемые КГ, поступают на первый вход схемы 2И-НЕ 5.

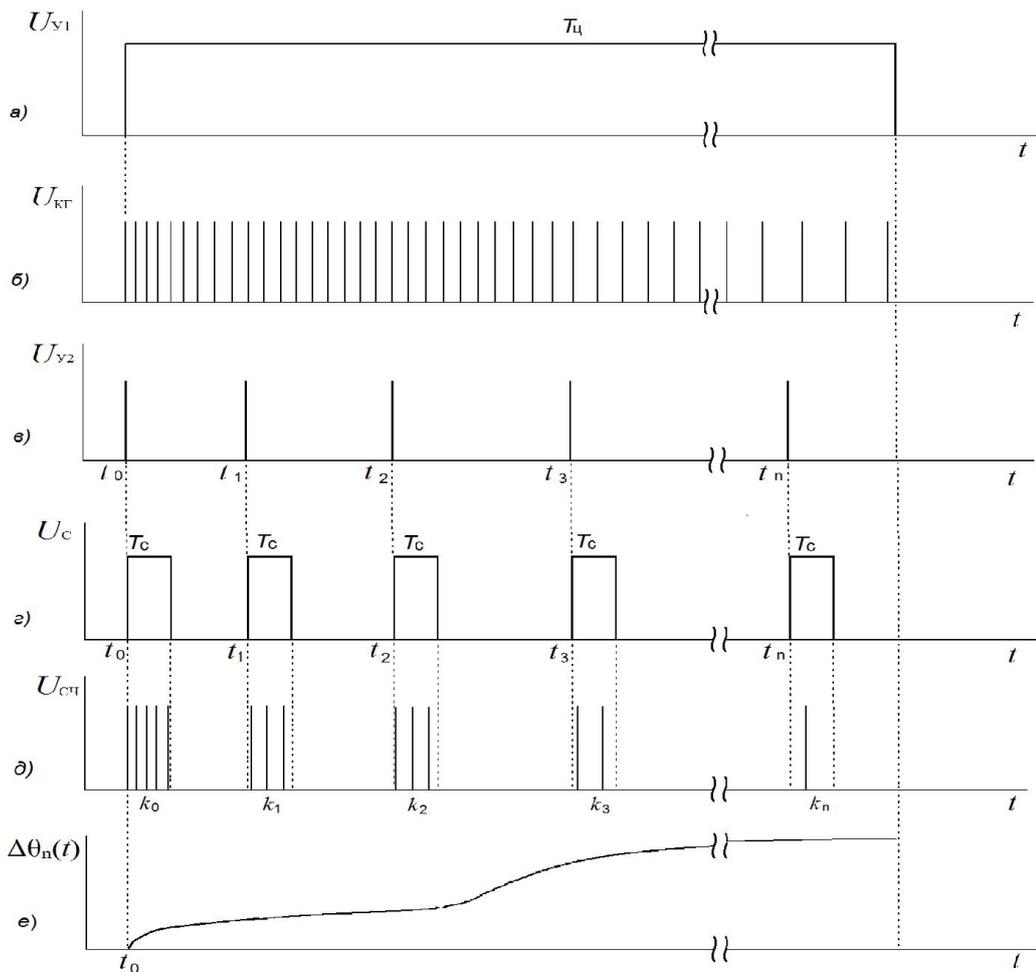


Рис. 3.4. Эпюры сигналов, поясняющие работу устройства схемы на рис. 3.3

В течение $T_{Ц}$ цикла измерения устройство управления в заданные моменты времени t_i вырабатывает короткие управляющие импульсы U_{y2} (рис. 3.4, в), которые поступают на генератор 6 строб-импульсов и управляющий вход цифрового вольтметра 7. Генератор 6 формирует строб-импульсы U_c длительностью T_c , которые поступают на второй вход схемы 2И-НЕ 5 (рис. 3.4, г). За время действия строб-импульса с выхода схемы 2И-НЕ 5 в счетчик 8 поступает k_i импульсов КГ (рис. 3.4, д), по окончании строб-импульса число k_i передается из счетчика в вычислитель 9. Очевидно, что число импульсов k_i определяется частотой колебаний КГ и длительностью строб-импульса $k_i = f_{КГ}(t_i) \cdot T_c$ или $f_{КГ}(t_i) = k_i / T_c$.

Падение напряжения $U_R(t_i)$ на токосъемном резисторе 4, пропорциональное току потребления ЦИС: $U_R(t_i) = R \cdot I_{nom}(t_i)$, где R – сопротивление токосъемного резистора, в моменты времени t_i по сигналам U_{y2} измеряется цифровым вольтметром 7 и также передается в вычислитель 9.

Вычислитель 9 вычисляет средний потребляемый ЦИС ток по формуле $I_{nom}^{cp}(t_i) = [U_R(0) + U_R(t_i)] / 2R$, затем рассчитывает значение ПТХ по формуле:

$$H(t_i) = \frac{f_{КГ}(0) - f_{КГ}(t_i)}{K_f U_{num} I_{nom}^{cp}(t_i)} = \frac{k_0 - k_i}{K_f U_{num} I_{nom}^{cp}(t_i) T_c}, \quad (3.13)$$

и передает массив данных $\{t_i, H(t_i)\}$ на индикатор 10, который отображает эту информацию в удобной для оператора форме.

Покажем, что при расчете значений $H(t_i)$ ПТХ необходимо использовать не мгновенное значение потребляемой ЦИС мощности, а величину средней потребляемой ЦИС мощности за время от $t_0=0$ до t_i .

В линейных тепловых моделях изменение температуры активной области ЦИС $\Delta\theta_n(t)$ определяется только законом изменения полной рассеиваемой мощности $P(t)$ и выражается интегралом Дюамеля:

$$\Delta\theta_n(t) = \theta_0 + \int_0^t h(t-t') \cdot P(t') dt', \quad (3.14)$$

где $h(t-t')$ – отклик температуры структуры на δ -подобный импульс мощности в момент времени t' .

Поскольку для ЦИС греющая мощность пропорциональна частоте колебаний, то в процессе разогрева греющая мощность будет изменяться с тем же температурным коэффициентом, что и частота: $P(t') = P_0 \left[1 - \frac{K_f \Delta \theta_n(t')}{f_{КГ}(0)} \right]$, где $P_0 \equiv P(0)$ – мощность, потребляемая ЦИС в начале нагрева. Для более точного измерения ПТХ необходимо учесть изменение греющей мощности в процессе цикла измерения. Решение уравнения (3.14) с учетом температурной зависимости греющей мощности с точностью до членов порядка $\left[K_f \Delta \theta_n / f_{КГ}(0) \right]^2$ имеет вид:

$$\Delta \theta_n(t) = \Delta \theta_n^0(t) \left(1 - K_f \frac{\Delta \theta_n^0(t)}{2 f_{КГ}(0)} \right), \quad (3.15)$$

где $\Delta \theta_n^0(t)$ решение (3.14) в отсутствие температурной зависимости греющей мощности, то есть при $P(t') = P_0 \equiv P(0) = const$:

$$\Delta \theta_n^0(t) = P_0 H_n(t). \quad (3.16)$$

После подстановки (3.16) в (3.15) получим

$$\Delta \theta_n(t) = H(t) P_0 \left(1 - K_f \frac{\Delta \theta_n^0(t)}{2 f_{КГ}(0)} \right), \quad (3.17)$$

где выражение $P_0 \left(1 - K_f \frac{\Delta \theta_n^0(t)}{2} \right) \approx P_0 \left(1 - \frac{\Delta f_{КГ}(t)}{2 f_{КГ}(0)} \right)$ и есть средняя мощность, потребляемая ЦИС за время t , откуда и получаем $H(t) = \Delta \theta_n(t) / P_{cp}(t)$.

Длительность T_c строб-импульса выбирается исходя из двух условий. С одной стороны величина T_c должна быть достаточно малой, чтобы температура активной области ЦИС, а значит и частота колебаний КГ, не изменялись сколь-нибудь заметно за время действия строб-импульса. Погрешность, обусловленная изменением температуры за время действия строб-импульса, будет наиболее существенной в начале нагрева и ее можно оценить величиной $\delta_\theta \approx \frac{K_f \Delta \theta_{кр}}{f_{КГ}(0)} \frac{T_c}{\tau_{Ткр}}$, где $\tau_{Ткр}$ – тепловая постоянная времени кристалла микросхемы, $\Delta \theta_{кр} \approx 0,63 R_{Ткк} P(0)$ – изменение температуры активной области ЦИС за время равное тепловой постоянной времени кристалла ЦИС, $R_{Ткк}$ – тепловое сопротивление кристалла ЦИС.

С другой стороны необходимо уменьшать погрешность δ_f измерения частоты методом дискретного счета: $\delta_f = 1/f_{КГ}(0) \cdot T_c$.

Оптимальная длительность строб-импульса T_c^{opt} , при которой суммарная погрешность измерения частоты колебаний КГ будет минимальна, определяется из условия равенства погрешностей: $\delta_\theta = \delta_f$, откуда

$$T_c^{opt} \approx \sqrt{\frac{\tau_{Ткр}}{K_f \Delta\theta_{кр}}}. \quad (3.18)$$

При типичных значениях $\tau_{Ткр} = 10^{-3}$ с, $\Delta\theta_{кр} \approx 10^\circ\text{C}$, $K_f \approx 10^4$ Гц/°С и $f_{КГ}(0) \approx 3 \cdot 10^6$ Гц из (3.18) получим величину $T_c^{opt} \approx 100$ мкс, а $\delta_\theta = \delta_f \approx 0,003$.

Заметим, что при такой длительности строб-импульса можно считать, что частота колебаний КГ меняется за время строб-импульса линейно на любом участке цикла измерения. Тогда число импульсов k_i , подсчитанное счетчиком за время T_c , начиная с момента t_i , будет соответствовать частоте колебаний КГ в моменты времени $t_i + T_c/2$, то есть $k_i = f_{КГ}(t_i + T_c/2) \cdot T_c$ и учесть конечную длительность T_c можно просто путем смещения всех рассчитанных значений ПТХ по оси времени на величину $T_c/2$: $H(t_i) \Rightarrow H(t_i + T_c/2)$.

3.3 Измерение теплового импеданса цифровых интегральных схем

С использованием температурной зависимости частоты генерации КГ не сложно реализовать измерение теплового импеданса ЦИС [79].

На рис. 3.5 представлена структурная схема одного из вариантов устройства, реализующего такой способ. Устройство содержит: контролируемую ЦИС 1, размещенную на теплоотводе; источник 2 питания напряжением $U_{пит}$; блок управления 3; токосъемный резистор 4 сопротивлением R_i ; резистор нагрузки 6; два селективных вольтметра 5 и 7 и измеритель 8 разности фаз.

Сущность способа поясняется эпюрами сигналов на рис. 3.6 и заключается в следующем. Управляющими импульсами U_y (рис.3.6, а) частотой Ω и скважностью 2 кольцевой генератор (КГ), построенный на ЛЭ контролируемой ЦИС, переключает-

ся из режима генерации в режим паузы (рис. 3.6, б); в режиме генерации КГ ЦИС будет разогреваться собственными импульсами КГ.

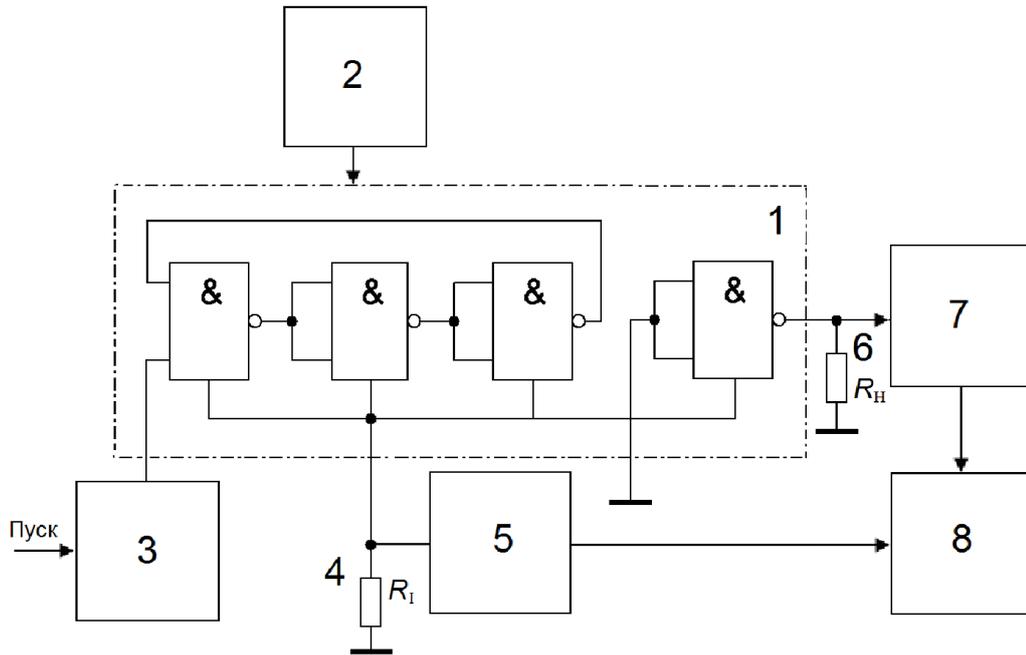


Рис. 3.5. Способ измерения теплового импеданса ЦИС

В режиме генерации КГ (и нагрева ЦИС) средняя за период генерации потребляемая ЦИС мощность равна P_H , а в режиме паузы (в отсутствии генерации КГ) потребляемая ЦИС мощность P_{II} существенно меньше, и контролируемая ЦИС будет разогреваться импульсной мощностью, периодически изменяющейся со скважностью 2 (рис. 3.6, в). Амплитуду первой гармоники греющей мощности на частоте переключения (рис. 3.6, г) можно определить, измерив первую гармонику I_{m1}^{nom} тока, потребляемого контролируемой ЦИС:

$$P_{m1}(\Omega) = U_{пит} I_{m1}^{пот}. \quad (3.19)$$

Если контролируемая ЦИС размещена на массивном теплоотводе, то через некоторое время, превышающее три тепловых постоянных времени переход-корпус $\tau_{ТП-к}$ ЦИС ($t > 3\tau_{ТП-к}$), после начала нагрева в ЦИС установится регулярный тепловой режим и температура $\theta(t)$ активной области ЦИС будет пульсировать относительно среднего значения (рис. 3.6, д) с частотой Ω . ТЧП ($U^{ТП}$) контролируемой ЦИС линейно связан с температурой $\theta(t)$ активной области ЦИС: $U^{ТП}(t) = K_T \theta(t)$, где K_T – температурный коэффициент ТЧП.

Если в качестве ТЧП использовать напряжение логической единицы $U_{\text{вых}}^1(t)$ на выходе ЛЭ контролируемой ЦИС, логическое состояние которого остается неизменным, то напряжение ТЧП будет пульсировать в противофазе с температурой $\theta(t)$, поскольку температурный коэффициент напряжения логической единицы отрицательный. При этом амплитуда переменной составляющей ТЧП на частоте Ω будет пропорциональна амплитуде первой гармоники (рис. 3.6, е) переменной составляющей температуры: $U_{m1}^{\text{ТП}}(\Omega) = K_T \theta_{m1}(\Omega)$ (рис. 3.6, ж).

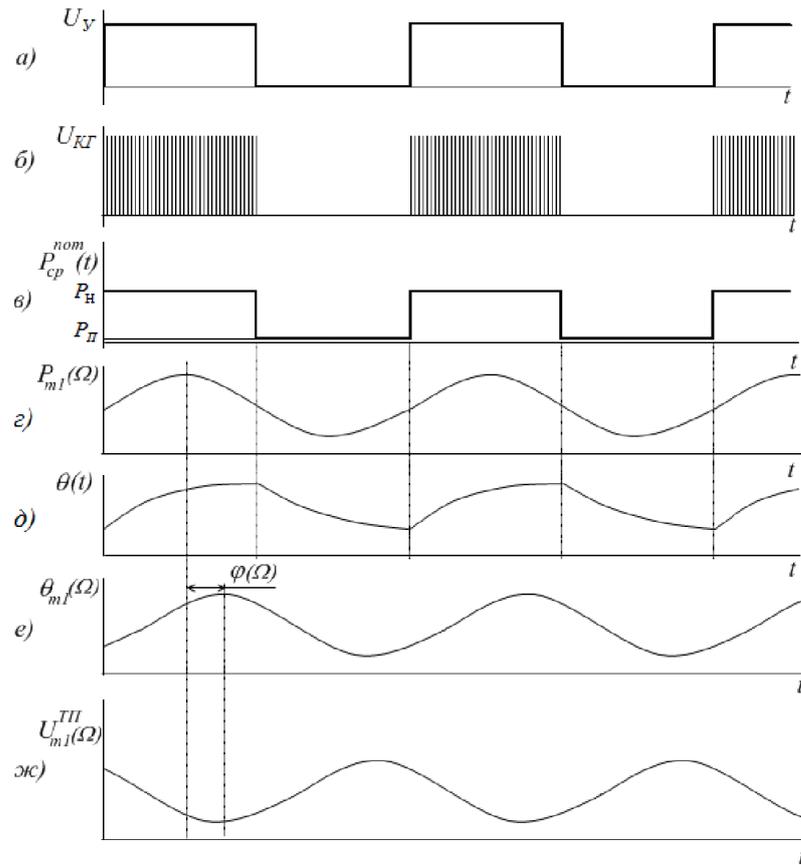


Рис. 3.6. Эпюры сигналов, поясняющие работу устройства для измерения ТИ ЦИС

Соответственно амплитуда первой гармоники ТЧП с учетом (3.19) будет равна:

$$U_{m1}^{\text{ТП}}(\Omega) = K_T U_{\text{пит}} I_{m1}^{\text{пот}}(\Omega) |Z_T(\Omega)| e^{j\varphi_T(\Omega)}. \quad (3.20)$$

Откуда и получаем выражение для теплового импеданса:

$$Z(\Omega) = |Z_T(\Omega)| e^{j\varphi_T(\Omega)} = \frac{U_{m1}^{\text{ТП}}(\Omega)}{K_T U_{\text{пит}} I_{m1}^{\text{пот}}(\Omega)} e^{j\varphi_T(\Omega)}, \quad (3.21)$$

где $\varphi_T(\Omega)$ – разность фаз между первой гармоникой температуры активной области ЦИС (рис.3.6,е) и первой гармоникой греющей мощности (рис.3.6, г).

3.4 Способ измерения ПТХ по времени задержки ЦИС

При подаче на вход ППИ периодической последовательности импульсов напряжения задержка распространения сигнала в ППИ приведет к появлению разности фаз между входными и выходными импульсами напряжения: $\Delta\varphi = 2\pi f_{\text{сл}} \tau_{\text{зад}}$. Преобразуя эту разность фаз в напряжение любым известным способом [8], получим напряжение $U_{\tau}(t)$, линейно зависящее от времени $\tau_{\text{зад}}$ задержки: $U_{\tau}(t) = S\Delta\varphi = 2S\pi f_{\text{сл}} \tau_{\text{зад}}$, где S – крутизна преобразования разности фаз в напряжение.

При постоянной амплитуде и частоте входных импульсов напряжения средняя за период мощность $P_{\text{ном}}$, потребляемая ППИ, в достаточно широком диапазоне изменения температуры активной области ППИ будет постоянной $P_{\text{ном}} \approx \text{const}$. По мере разогрева ППИ потребляемой мощностью ВЗРС будет линейно изменяться с ростом температуры $\Delta\theta_n(t)$: $\tau_{\text{зад}}(t) = \tau_{\text{зад}}(0)[1 + K_{\tau}\Delta\theta_n(t)]$, $\tau_{\text{зад}}(0)$ – время задержки сигнала в начале нагрева (в момент времени $t_0=0$) и соответственно будет изменяться $U_{\tau}(t)$:

$$U_{\tau}(t) = 2S\pi f_{\text{сл}} \tau_{\text{зад}}(0)[1 + K_{\tau}\Delta\theta_n(t)] = U_{\tau}(0)[1 + K_{\tau}\Delta\theta_n(t)]. \quad (3.22)$$

Откуда

$$\Delta\theta_n(t) = \frac{U_{\tau}(t) - U_{\tau}(0)}{K_{\tau}U_{\tau}(0)} \quad \text{или} \quad H(t) = \Delta\theta_n(t)/P_{\text{ном}} = \frac{U_{\tau}(t) - U_{\tau}(0)}{P_{\text{ном}}K_{\tau}U_{\tau}(0)}.$$

Измерить значение $U_{\tau}(t)$ в момент времени $t_0=0$ невозможно, поэтому при практической реализации способа вместо $U_{\tau}(0)$ принимается значение напряжения $U_{\tau}(t)$, измеренное в момент времени t_0 через некоторый промежуток времени после подачи импульсов на вход ППИ, длительность которого много меньше тепловой постоянной времени кристалла ППИ.

На рис. 3.7 приведена структурная схема устройства, реализующего предложенный способ. Устройство содержит контролируруемую ЦИС 1, источник 2 питания с известным выходным напряжением питания $E_{\text{ном}}$, генератор прямоугольных импульсов 3, токосъемный резистор 4 с известным сопротивлением R , преобразователь 5 разности фаз в напряжение, блок управления 6, управляемый аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 7, цифровой вольтметр 8 среднего значения переменного напряжения, вычислитель 9 и индикатор 10.

Следует отметить, что время задержки у современных ППИ мало и составляет от нескольких десятков до единиц и даже долей наносекунд. Для снижения погрешности измерения ПТХ предложенным способом рекомендуется выбирать значение f_{cl} , близким к верхнему значению рабочей частоты переключения ППИ, а для однозначности преобразования $U_{\tau}(t) \sim \tau_{зад}$ длительность импульсов и паузы между ними необходимо выбирать заведомо больше времени задержки сигнала.

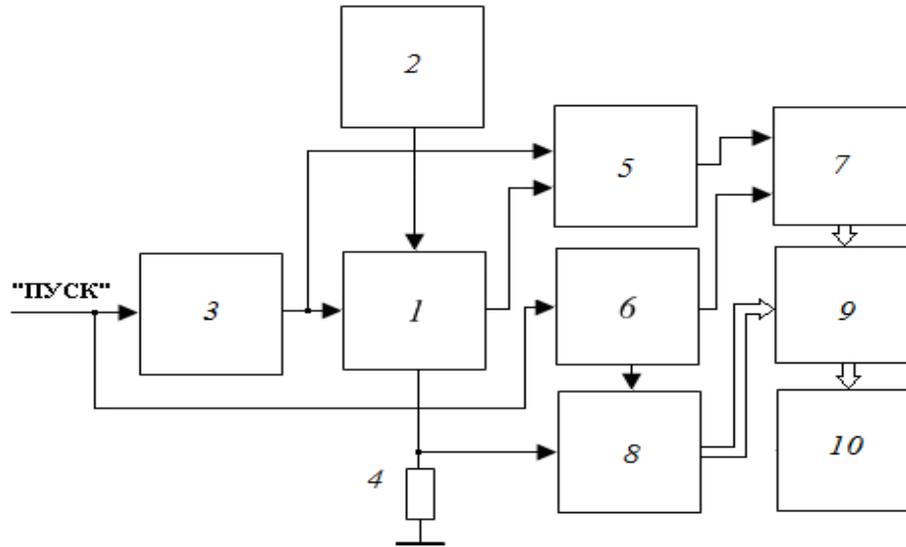


Рис. 3.7. Структурная схема устройства измерения ПТХ ЦИС

Так, при времени задержки $\tau_{зад} = 10$ нс, частоте следования импульсов $f_{cl} = 10$ МГц, длительности импульсов 50 нс и при крутизне преобразования разности фаз в напряжение $2S\pi = 20$ В получим $U_{cp} = 2$ В. Такое значение может быть измерено современными АЦП с погрешностью в доли процента за несколько микросекунд. Эти метрологические характеристики не уступают характеристикам прототипа – установки Т3Ster.

3.5 Анализ ПТХ и построение тепловых схем ЦИС

3.5.1 Метод структурных функций

Для расчета ТП полупроводниковых приборов по экспериментальным ПТХ в [154] предложен алгоритм анализа ПТХ с применением, так называемой, тепловой структурной функции. Впоследствии этот способ анализа получил развитие в ряде работ [147], [144] и т. д.

Метод структурных функций даёт возможность анализировать путь теплового потока, определять свойства материалов, по которым идёт тепловой поток [147], а также проверять адекватность тепловых моделей. Он использован для определения тепловых сопротивлений полупроводниковых приборов в последнем стандарте по тепловым испытаниям JESD51-14 [136, 156].

В основу метода положена обработка экспериментальной ПТХ полупроводникового прибора, получаемой при нагреве или охлаждении прибора. Тепловые свойства прибора оценивают по зависимости теплоёмкости прибора от теплового сопротивления. Анализ проводят с помощью дифференциальной тепловой структурной функции K , определяемой через производную полной теплоёмкости прибора по его тепловому сопротивлению $K = dC_{T\Sigma}/dR_{T\Sigma}$. По значению тепловой структурной функции K определяют параметры материала и площадь сечения теплового потока. Методика нахождения структурной функции изложена в [147].

К сожалению, данный метод основан на сложных многоступенчатых преобразованиях, что приводит к накоплению систематических ошибок и, как следствие, к появлению ложных пиков теплового сопротивления и к потере точности. Кроме того, метод требует сложной вычислительных преобразований и, соответственно, больших временных затрат на обработку результатов. В результате, использование подобной методики целесообразно лишь для относительно простых полупроводниковых структур (диоды, светодиоды, транзисторы).

Методы анализа ПТХ были предложены в [24,97,10,153], но они также дают возможность строить лишь двух- или трехзвенные тепловые модели, пригодные только для несложных ППИ. Попытка получить приемлемую точность аппроксимации для современных ЦИС, из-за высокой конструктивной сложности микросхем, практически недостижима для моделей с небольшим числом RC-звеньев. В качестве примера, на рис. 3.8 представлена ПТХ ЦИС и попытка ее аппроксимации с использованием трехзвенной RC-цепи.

Выражение для аппроксимации переходного теплового сопротивления (значения времени в мс):

$$Z(t)=5,8 \cdot (1-\exp(-t/0,8))+34 \cdot (1-\exp(-t/400))+58 \cdot (1-\exp(-t/170000)).$$

Из этого графика видно, что 3-звенная модель не дает точной аппроксимации реальной ПТХ из-за ограниченного числа звеньев тепловой модели.

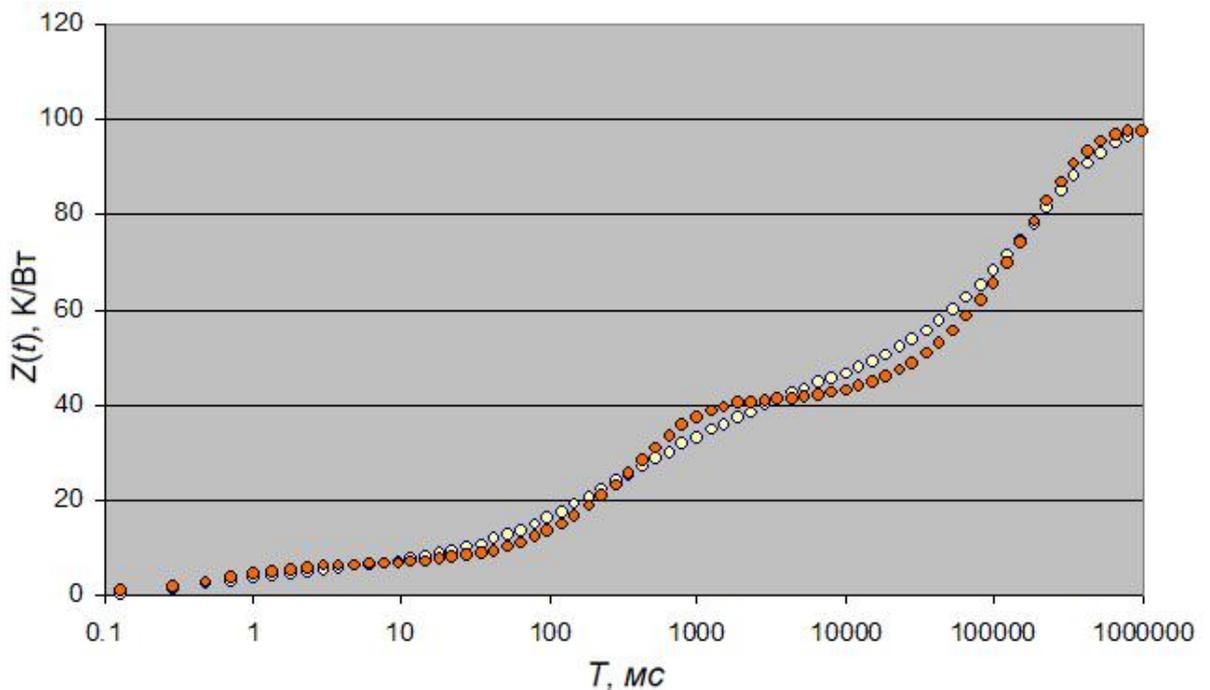


Рис. 3.8. ПТХ ЦИС типа CD4011 и ее аппроксимация 3-звенной моделью

Для возможности анализа ПТХ сложных многослойных структур, к которым относятся ЦИС, были предложены два новых способа обработки экспериментальных данных ПТХ, позволяющих строить тепловые электрические модели исследуемых ЦИС с увеличенным числом звеньев. Основными ограничениями, которые определяют возможное число звеньев ТЭМ являются: число точек дискретизации ПТХ, точность полученных экспериментальных данных, точность математической обработки данных ПТХ (двойное численное дифференцирование или степенной полиномиальной регрессии). С учетом этих ограничений максимальное число звеньев ТЭМ в предлагаемых способах анализа не превышает 9–10. Следует отметить, что такое число звеньев ТЭМ является, в подавляющем большинстве случаев, избыточным, поскольку (определено экспериментальным путем), тепловые модели уже с 5–6 звеньями могут аппроксимировать экспериментальную ПТХ ЦИС с точностью не хуже 2–3%.

3.5.2 Новый алгоритм анализа ПТХ ЦИС

В основу метода положен принцип теплоэлектрической аналогии, когда многослойную систему представляют в виде цепи последовательно соединенных тепловых элементов и для ее анализа применяют теорию электрических цепей. Тепловые модели реализованы по схеме Фостера, полное переходное тепловое сопротивление которой равно сумме переходных тепловых сопротивлений отдельных звеньев тепловой цепи:

$$H(t) = \sum_{i=1}^m R_{Ti} [1 - \exp(-t/\tau_{Ti})]. \quad (3.23)$$

Иначе говоря, результирующая экспериментальная ПТХ всегда будет представлять собой сумму функций вида $a(1 - \exp(-t/\tau))$. Это монотонно возрастающая функция, которая при большом различии тепловых постоянных времени в представлении в полулогарифмическом масштабе имеет явно выраженные участки быстрого и медленного роста. Эти участки соответствуют различным конструктивным слоям ЦИС и границам между ними.

Первая производная этой функции – монотонно спадающая функция:

$$H'(t) = \frac{dH(t)}{dt} = \sum_{i=1}^m \frac{R_{Ti}}{\tau_{Ti}} e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}} \quad (3.24)$$

Для выявления характерных точек ПТХ с наименьшей и наибольшей крутизной предлагается умножить $H'(t)$ на линейно возрастающую функцию $g_1(t) = t$.

$$G(t) = t \times H'(t) = t \times \sum_{i=1}^m \frac{R_{Ti}}{\tau_{Ti}} e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}} \quad (3.25)$$

Эта операция эквивалентна операции перехода к логарифмической шкале времени и дифференцированию ПТХ по $\ln t$:

$$G(t) = \frac{dH(t)}{d(\ln t)} = t \times \frac{dH(t)}{dt} = t \times \sum_{i=1}^m \frac{R_{Ti}}{\tau_{Ti}} e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}}. \quad (3.26)$$

Функция $G(t)$ имеет максимумы и минимумы, соответствующие характерным точкам ПТХ. Для нахождения этих характерных точек ПТХ – необходимо взять производную от $G(t)$ и найти корни уравнения

$$G'(t) = \sum_{i=1}^m \frac{R_{Ti}}{\tau_{Ti}} e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}} \left(1 - \frac{t}{\tau_{Ti}}\right) = 0 \quad (3.27)$$

После несложных преобразований для трехзвенной модели получим следующее уравнение для нахождения характерных точек:

$$F(x) = e^{-x}(1-x) + \frac{R_{T2}}{R_{T1}} \eta e^{-\eta x}(1-\eta x) + \frac{R_{T3}}{R_{T1}} \mu e^{-\mu x}(1-\mu x) = 0 \quad (3.28)$$

$$\text{где, } x = \frac{t}{\tau_{T1}}, \quad \eta = \frac{\tau_{T1}}{\tau_{T2}}, \quad \mu = \frac{\tau_{T1}}{\tau_{T3}}.$$

Обычно $\eta \ll 1$, а $\mu \ll \eta$. Тепловые сопротивления слоев различаются менее существенно; их различие может составлять от единиц до десятков раз. При увеличении η и μ максимумы $G(t)$ сглаживаются.

Предлагаемый способ определения числа слагаемых в функции вида (3.23) описан в работе [11] и проиллюстрирован на рис. 3.9. В качестве примера для анализа взята искусственная дискретная функция с одинаковыми тепловыми сопротивлениями и различающимися на порядок тепловыми постоянными времени шести звеньев:

$$A(t) = 10 \cdot (1 - \exp(-t/1)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/10)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/100)) + \\ + 10 \cdot (1 - \exp(-t/1000)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/10000)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/100000)).$$

Значения текущего времени t задавались по формуле $0,1 \cdot 1,262^N$, где N – число дискретных значений $A(t)$, в данном случае равное 70.

Визуально кривая $A(t)$ выглядит как монотонно возрастающая функция и, не зная исходной формулы, определить число составляющих ее звеньев практически невозможно. Там же показана ее первая производная равная:

$$A'(t) = \frac{10}{1} \cdot (1 - \exp(-t/1)) + \frac{10}{10} \cdot (1 - \exp(-t/10)) + \frac{10}{100} \cdot (1 - \exp(-t/100)) + \frac{10}{1000} \cdot (1 - \exp(-t/1000)) + \\ + \frac{10}{10000} \cdot (1 - \exp(-t/10000)) + \frac{10}{100000} \cdot (1 - \exp(-t/100000)).$$

Если умножить функцию $A(t)$ на показательную функцию $F2 = 0,1 \cdot 1,262^N$, получим функцию $F3$, в которой число максимумов соответствует числу слагаемых в функции $A(t)$. В общем случае, аналитическое значение функции $A(t)$ неизвестно, поэтому первую производную нужно вычислять, используя методы численного дифференцирования.

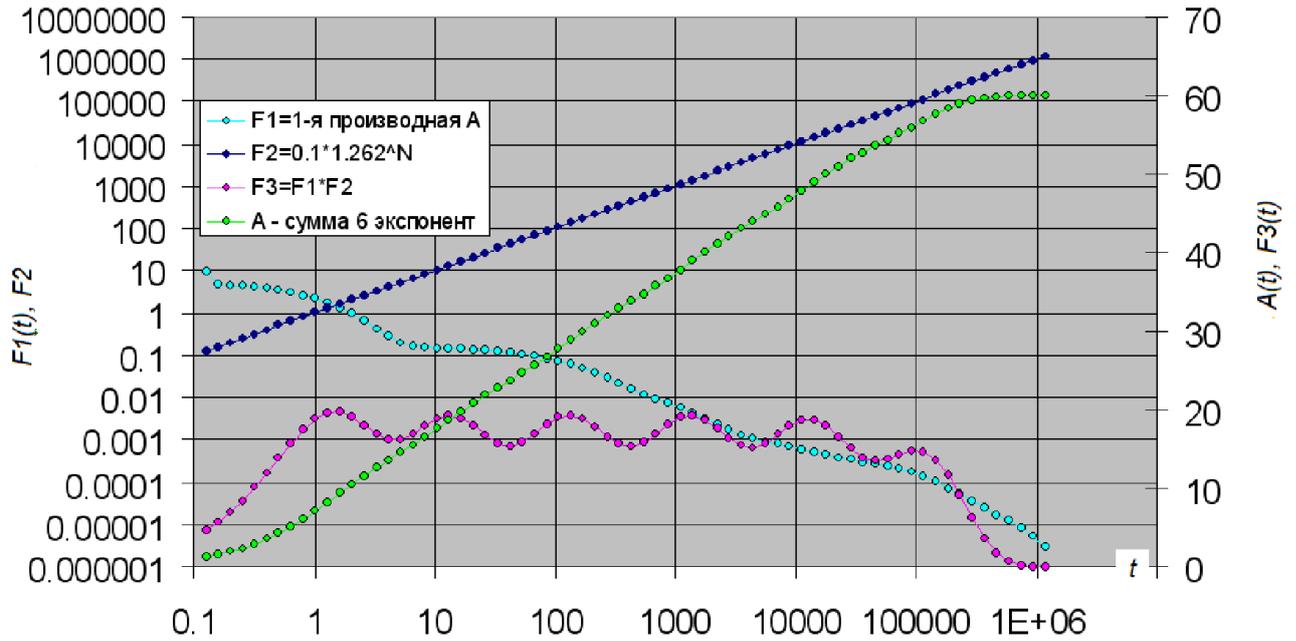


Рис. 3.9. Иллюстрация способа определения числа звеньев тепловой цепи ЦИС

Очевидно, что аналогичного результата можно достичь, используя линейное численное дифференцирование функции $A(t)$ на логарифмической шкале временного параметра t . В качестве примера, иллюстрирующего правильность этого положения, может служить анализ двумя способами, представленный на рис. 3.10, функции вида: $A(t) = 10 \cdot (1 - \exp(-t/10)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/1000)) + 10 \cdot (1 - \exp(-t/100000))$. Из анализа видно, что результаты численного дифференцирования по логарифмической временной шкале идентичны аналитическому дифференцированию исходной функции, умноженному на показательную функцию $F2$. Небольшое различие в амплитудах можно объяснить погрешностями численного дифференцирования и ограниченным числом точек дискретизации. Характерным точкам будет соответствовать положительный переход через 0 второй производной. Число характерных точек будет соответствовать числу звеньев ТЭМ.

Определим разрешающую способность предлагаемого способа анализа ПТХ ЦИС – минимальное значение отношения тепловых постоянных времени между соседними звеньями ТЭМ, которые позволяют достоверно определить общее число звеньев тепловой модели. На рис. 3.11 представлены диаграммы, позволяющие произвести подобную оценку.

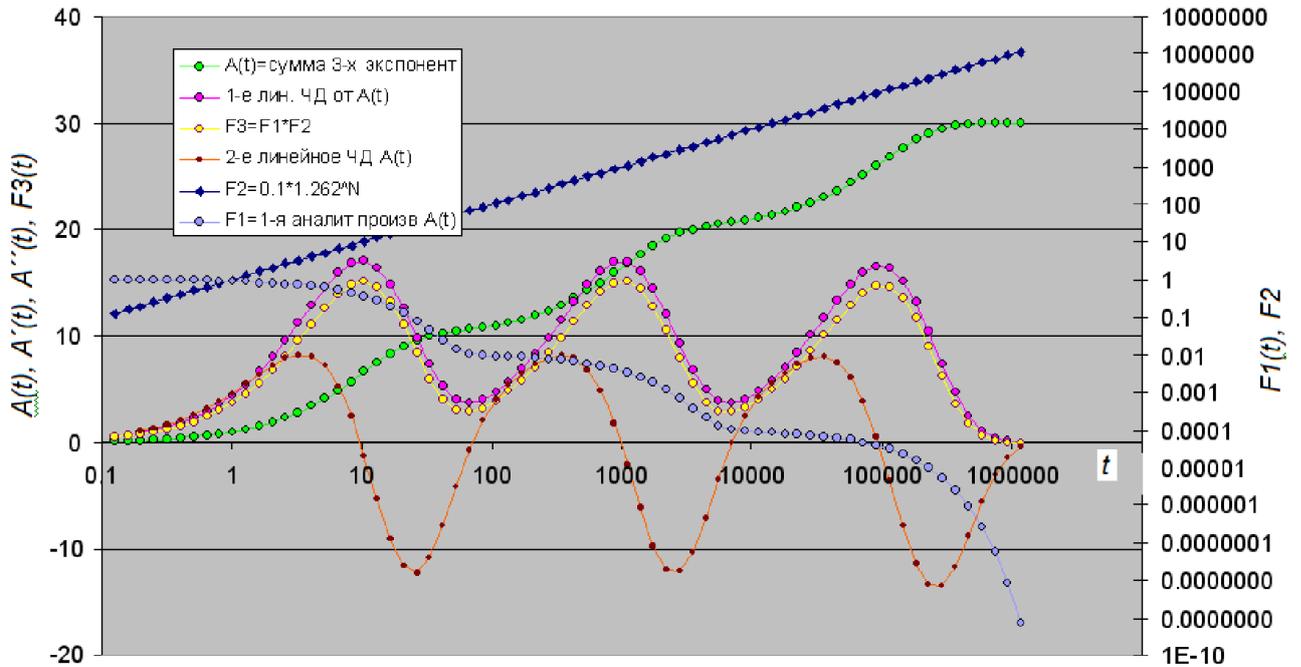
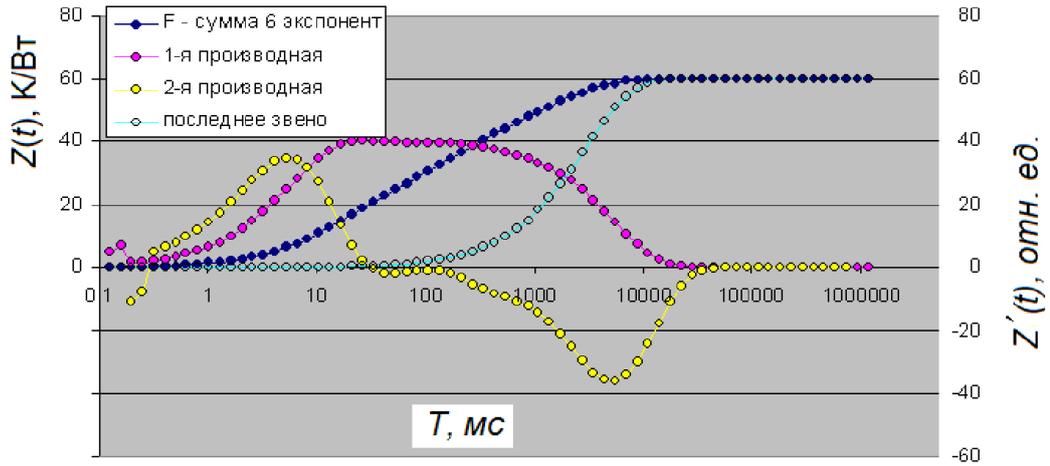


Рис.3.10. Сравнение способов численного и аналитического дифференцирования для определения числа звеньев ТЭМ

В качестве примера для анализа была выбрана 6-звенная ТЭМ. Можно видеть, что пороговое значение отношения постоянных времени соседних звеньев лежит в пределах 4–5. При отношении тепловых постоянных времени соседних звеньев ниже 5 различить звенья (при заданных значениях тепловых сопротивлений) практически невозможно. Уверенное определение числа звеньев и расчет их параметров с погрешностью менее 10 % возможно при отношении тепловых постоянных времени соседних звеньев более 8. Таким образом, при небольших отличиях постоянных времени соседних звеньев (менее 4) количество звеньев можно определить лишь косвенным способом – сумма экспонент будет иметь меньший угол наклона, нежели единичная экспонента и этот угол будет тем меньше, чем большее число экспонент составляют функцию.

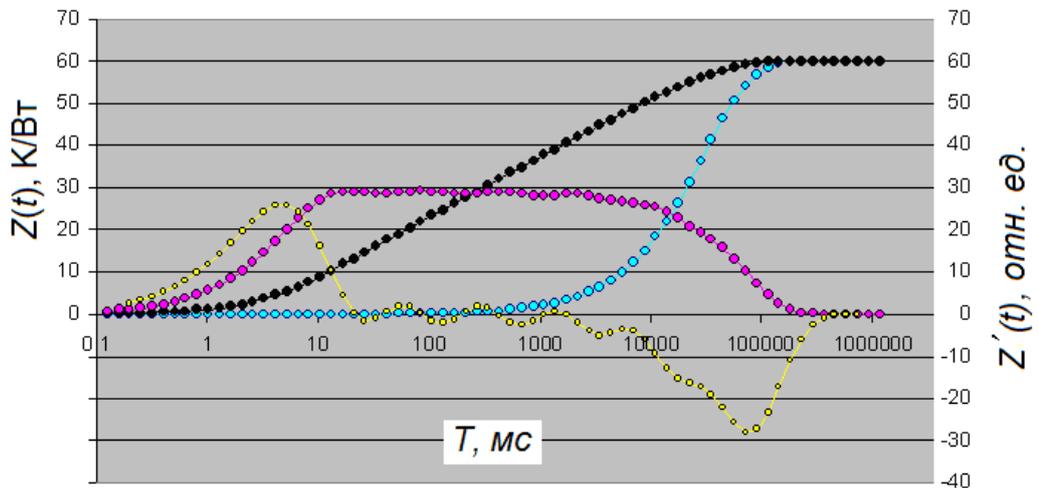
Таким образом, при небольших отличиях тепловых постоянных времени соседних звеньев (менее 4) количество звеньев можно определить лишь **косвенным способом** – сумма экспонент будет иметь меньший угол наклона, чем одна экспонента и этот угол будет тем меньше, чем большее число экспонент составляют функцию.

Отношение постоянных времени 1:3



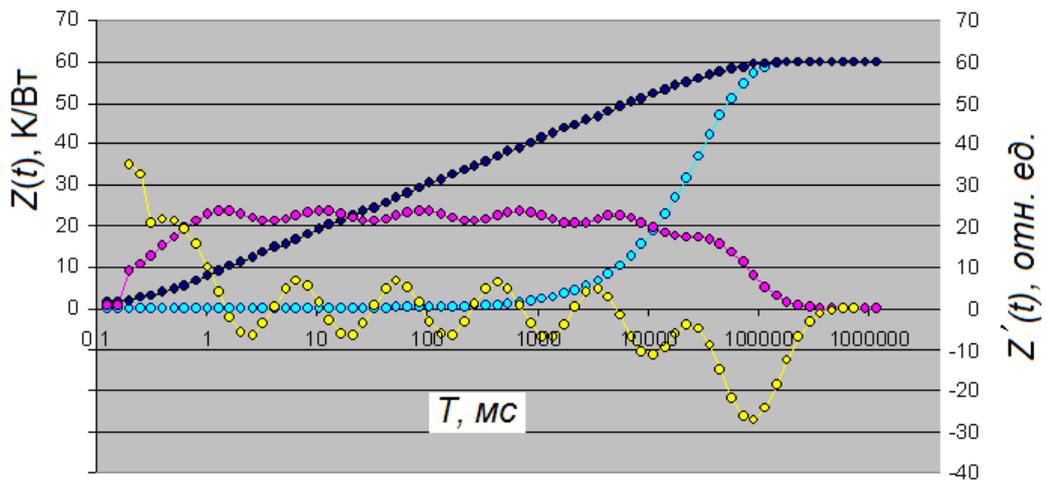
а)

Отношение постоянных времени 1:5



б)

Отношение постоянных времени 1:8



в)

Рис. 3.11. Оценка разрешающей способности алгоритма при различных отношениях тепловых постоянных времени соседних RC-звеньев

Кроме того, существенное искажение вносят различия сопротивлений соседних звеньев ТЭМ друг от друга, что часто встречается на практике. На рис. 3.12 показана приближенная к реальной ПТХ функция и ее анализ.

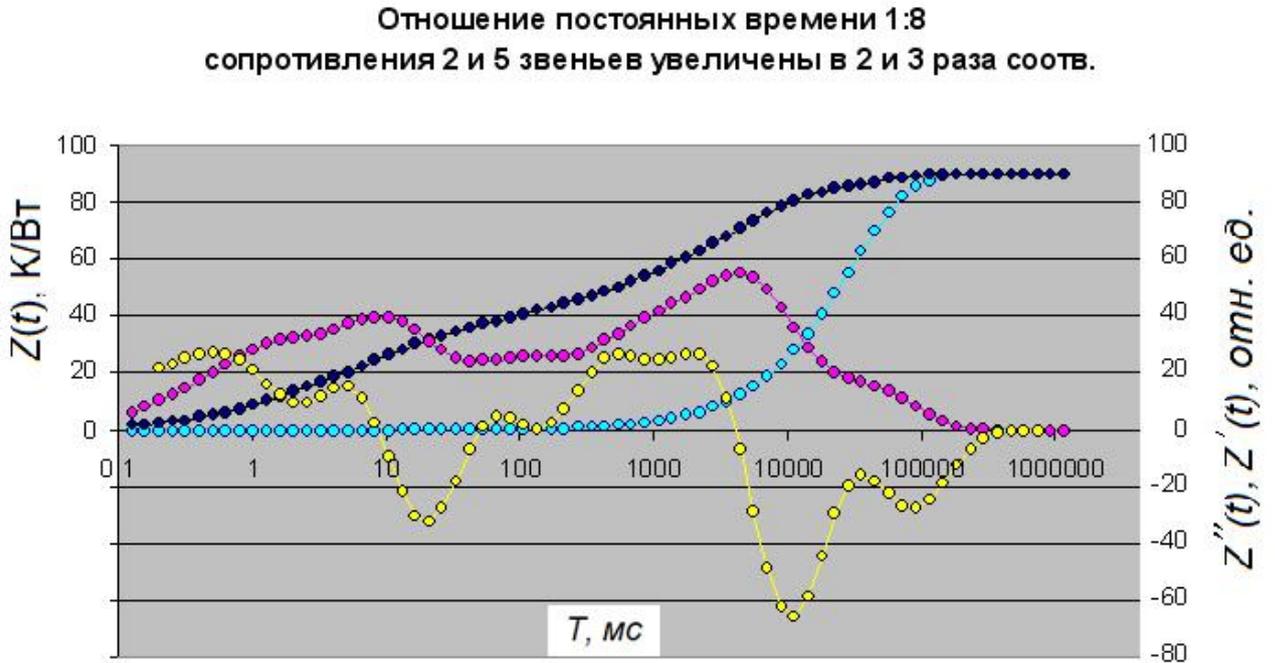


Рис. 3.12. Влияние сопротивлений соседних звеньев ТЭМ на положение корней характеристического уравнения

Все это следует учитывать при анализе реальных ПТХ ЦИС, где возможны как случаи малого отличия постоянных времени соседних звеньев, так и существенного различия сопротивлений, входящих в эти RC -звенья.

3.5.3 Анализ ПТХ ЦИС с использованием численного дифференцирования

Рассмотрим ПТХ ЦИС CD4011 на рис. 3.13, полученную с использованием программно-аппаратного измерительного комплекса, описанного в [104], а также ее первую и вторую производные, полученные численным дифференцированием экспериментальной зависимости $Z_T(t)$ по пяти точкам со сглаживанием.

Точкам минимальной крутизны ПТХ соответствуют точки перехода второй производной ПТХ через ноль снизу вверх, а число этих точек определяет число RC -звеньев в тепловой схеме ЦИС.

В k -ой точке минимального роста ПТХ процессы накопления тепла в соответствующих k слоях конструкции завершены, и текущее время существенно превышает тепловые постоянные времени этих слоев $t \gg \tau_{T1}, \tau_{T2}, \dots, \tau_{Tk}$. При этом условии согласно (3.23) значение полного теплового сопротивления $Z_T\{k\}$ в k -ой точке минимального роста ПТХ будет равно сумме тепловых сопротивлений k первых RC -звеньев тепловой цепи:

$$Z_T\{k\} = \sum_{i=1}^k R_{Ti} . \quad (3.24)$$

4-звенная аппроксимация

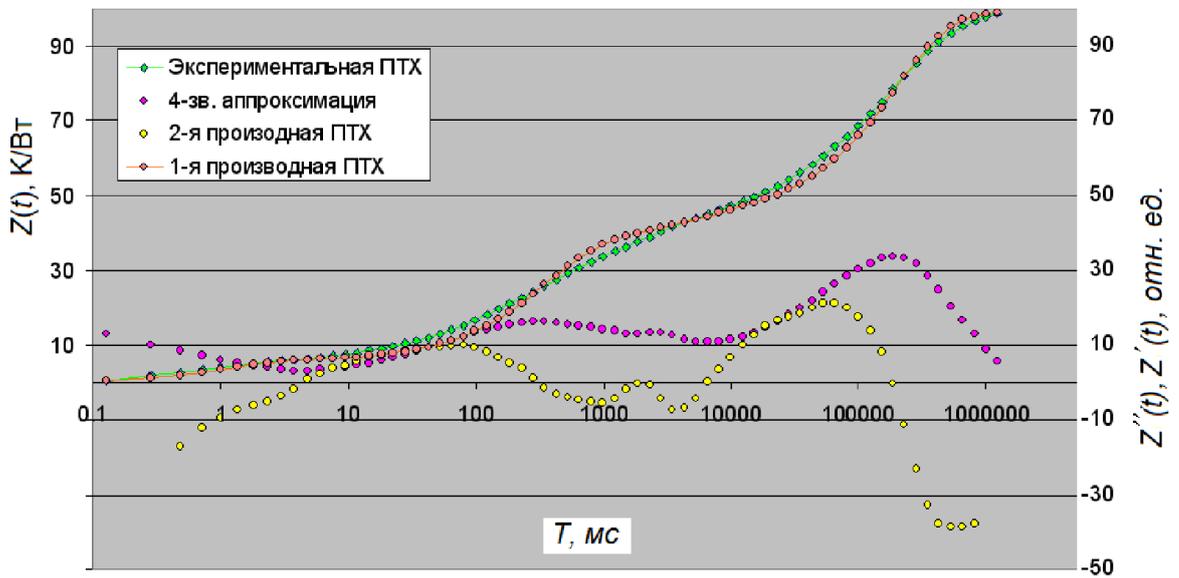


Рис. 3.13. ПТХ ЦИС CD4011 и ее 4-звенная аппроксимация

Поскольку $Z_T\{1\} = R_{T1}$, то для нахождения теплового сопротивления R_{T1} первого звена тепловой цепи надо просто определить первую точку минимальной крутизны ПТХ. Тепловое сопротивление R_{T2} второго звена — находится по значению ПТХ $Z_T\{2\}$ во второй точке минимальной крутизны ПТХ: $R_{T2} = Z_T\{2\} - R_{T1} = Z_T\{2\} - Z_T\{1\}$, а тепловое сопротивление R_{T3} третьего звена — по значению ПТХ $Z_T\{3\}$ в третьей точке минимальной крутизны ПТХ $R_{T3} = Z_T\{3\} - R_{T2} - R_{T1} = Z_T\{3\} - Z_T\{2\}$. Таким образом, можно записать общую рекуррентную формулу для нахождения теплового сопротивления k -ого звена при произвольном числе звеньев:

$$R_{Tk} = Z_T \{k\} - Z_T \{k-1\}, \text{ при } Z_T \{0\} = 0. \quad (3.25)$$

Тепловая постоянная времени k -ого звена определяется в точках ПТХ, в которых выполняется условие $t = \tau_{Tk}$. Эти точки согласно (3.23) с учетом ранее отмеченного условия, что накопление тепла во всех предшествующих слоях завершено $t \gg \tau_{T1}, \tau_{T2}, \dots, \tau_{Tk-1}$, соответствуют моменту времени, при котором переходное тепловое сопротивление k -ого слоя достигает значения равного $(1 - e^{-1}) \approx 0,63$ от полного значения R_{Tk} , то есть

$$Z_T(t = \tau_{Tk}) = \sum_{i=1}^{k-1} R_{Ti} + 0,63R_{Tk} = Z_T \{k-1\} + 0,63R_{Tk}. \quad (3.26)$$

Эти точки довольно легко находятся на графике ПТХ, при этом первая тепловая постоянная времени соответствует точке временной оси, для которой переходное тепловое сопротивление $Z_T(t)$ принимает значение равное 0,63 от теплового сопротивления R_{T1} первого звена и для исследуемого образца было получено $R_{T1} = 5,8 \text{ К/Вт}$, $\tau_{T1} = 1,1 \text{ мс}$.

В результате выполнения этих действий получим следующую аппроксимирующую функцию (время в мс): $Z(t) = 5,8 \cdot (1 - \exp(-t/1,1)) + 31,1 \cdot (1 - \exp(-t/347)) + 7,4 \cdot (1 - \exp(-t/4308)) + 54,6 \cdot (1 - \exp(-t/198000))$ – как это видно на рис. 3.13.

Заметно, что аппроксимирующая функция не совсем точно соответствует исходной экспериментальной ПТХ. Для повышения точности проведем дополнительные преобразования.

Из графика на рис. 3.13 видно, что два участка исходной ПТХ – от 10 до 5000 мс, и от 10 с до 1000 с имеют меньший угол наклона, чем аппроксимирующая функция, следовательно, содержат как минимум две близко расположенные экспоненты. Добавим еще две характерные точки, соответствующие отрицательным переходам через 0 второй производной (347 мс и 186825 мс). В результате получим 6-звенную тепловую схему, описываемую формулой:

$$Z(t) = 5,8 \cdot (1 - \exp(-t/1,1)) + 17,1 \cdot (1 - \exp(-t/121)) + 14 \cdot (1 - \exp(-t/802)) + 7,4 \cdot (1 - \exp(-t/6016)) + 34,2 \cdot (1 - \exp(-t/81070)) + 20,4 \cdot (1 - \exp(-t/430100)).$$

Из рис. 3.14 видно, что 6-звенная модель достаточно точно соответствует исходной ПТХ, поскольку визуально формы кривых практически одинаковы. О точности аппроксимации можно судить по высокому коэффициенту корреляции массивов данных исходной ПТХ и 6-звенной аппроксимации – он равен 0,999178.

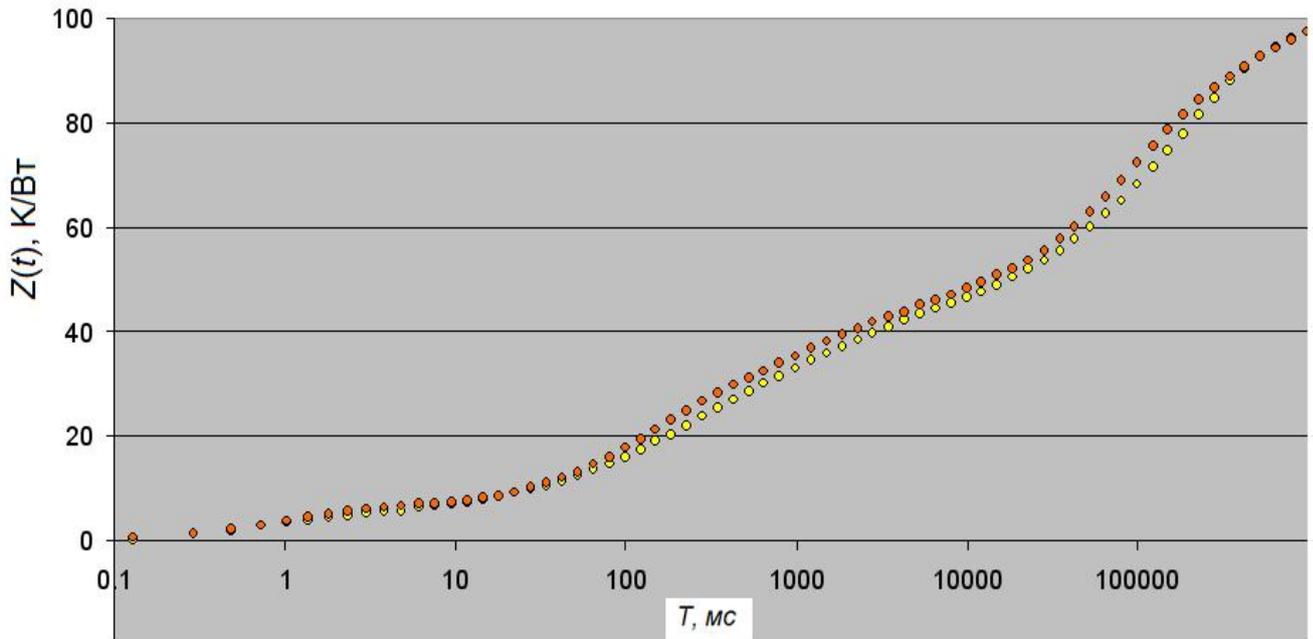


Рис. 3.14. Сравнение исходной ПТХ и ее 6-звенной аппроксимации

Некоторое рассогласование двух графиков можно объяснить погрешностями двойного численного дифференцирования, ограниченным числом точек измерения и ограничениями 6-звенной тепловой модели. Хотя даже с учетом всего этого, можно отметить, что точность расчета тепловой модели является достаточно высокой и пригодной для большинства практических применений.

Таким образом, можно отметить желательность использования, при анализе ПТХ, дополнительных корней, не видимых при численном дифференцировании из-за небольших отношений постоянных времени соседних звеньев (критерий участка – меньший угол наклона исследуемой кривой по сравнению с единичным звеном).

При необходимости, точность расчета ТМ можно существенно увеличить за счет дополнительной корректировки в небольших пределах значений постоянных времени некоторых RC звеньев. Эта процедура, основанная на методе последова-

тельного приближения, легко реализуется программно и не требует существенных затрат как программной, так и оперативной памяти. Как показала практика, достаточна вариация постоянных времени звеньев тепловой модели в пределах 50% относительно расчетного значения с шагом 5–10%.

В качестве примера на рис. 3.15 представлена модифицированная таким образом аппроксимирующая функция (были несколько увеличены значения постоянных времени 2, 3 и 5 звеньев):

$$Z(t) = 5,8 \cdot (1 - \exp(-t/1,1)) + 17,1 \cdot (1 - \exp(-t/141)) + 14 \cdot (1 - \exp(-t/1350)) + 7,1 \cdot (1 - \exp(-t/6016)) + 34,2 \cdot (1 - \exp(-t/121000)) + 20,4 \cdot (1 - \exp(-t/430100)).$$

Как видно из этого рисунка, достигнуто практически полное совпадение реальной ПТХ ЦИС типа CD4011 и ее модифицированной функциональной аппроксимации.

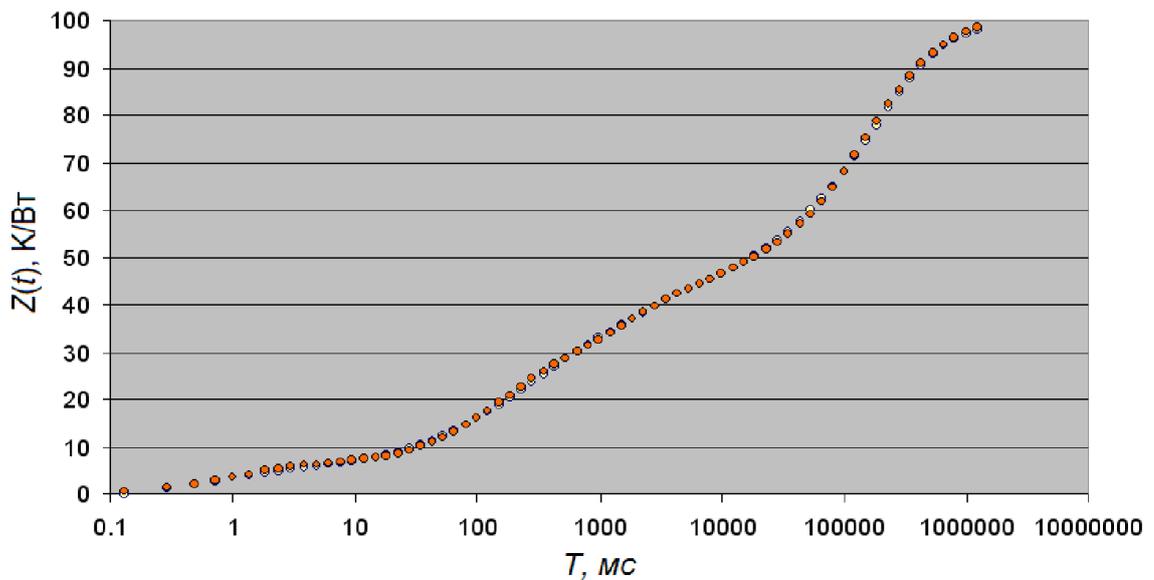


Рис.3.15. Сравнение ПТХ и ее модифицированной аппроксимирующей функции

3.5.4 Анализ ПТХ ЦИС с использованием полиномиальной регрессии

Еще одним способом решения задачи аппроксимации полученных опытным путем данных является метод регрессии. С использованием регрессионного анализа подбирается математическая формула, с наибольшей точностью описывающая исходные экспериментальные данные. Как правило, уменьшение погрешности приближения производится с использованием *методов наименьших квадратов*. В качестве основной математической системы будем использовать систему

MathCAD.

С учетом сложности формы кривой исходной функциональной зависимости был выбран метод полиномиальной регрессии. Полиномиальная регрессия n -степенного полинома в среде MathCAD выполняется с помощью функций: $\text{regress}(X, Y, n)$ и $\text{interp}(S, X, Y, x)$.

Первая вычисляет вектор S для функции $\text{interp}(\dots)$, который содержит в себе коэффициенты k_i n -степенного полинома. Вторая функция – возвращает значения аппроксимации по координатам x . Функция $\text{interp}()$ вычисляется по формуле:

$$f(x) = k_0 + k_1 x^1 + k_2 x^2 + \dots + k_n x^n \equiv \sum_i k_i x^i.$$

В дальнейшем, полученные значения коэффициентов k_i извлекаются из вектора S с помощью функции $\text{submatrix}(S, 3, \text{length}(S), 0, 0)$.

Опытным путем было установлено, что для получения достаточной точности аппроксимации ПТХ ЦИС необходима полиномиальная функция со степенью не менее 8-9. Пример полиномиальной регрессии 9-й степени, аппроксимирующей данную ПТХ выглядит как: $f(x) = -1,150404371981449 + 1,8419607681904657x - 0,32425576793981314x^2 + 0,03954399022538727x^3 - 0,0029230299280099447x^4 + 0,00013248122452402485x^5 - 0,00000355034125136062x^6 + 5,43521532932e-8x^7 - 4,3753426612e-10x^8 + 1,43297375e-12x^9$

График, показывающий точность аппроксимации приведен на рис. 3.16.

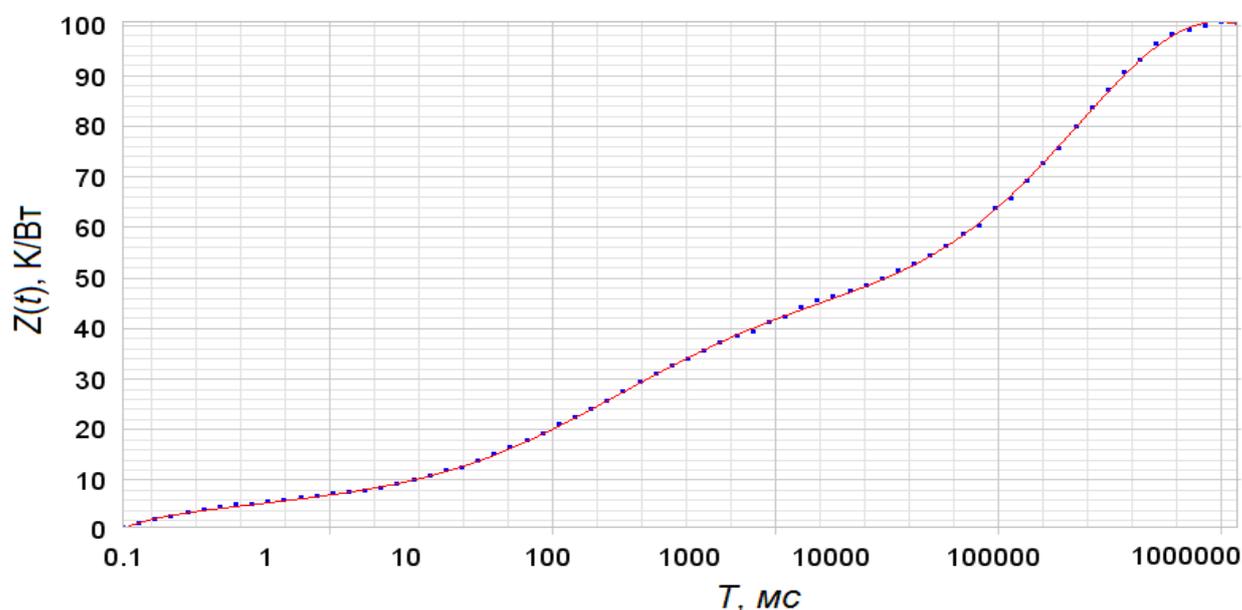


Рис. 3.16. Полиномиальная регрессия исходной ПТХ

Определить первую и вторую производные для этой функции не представляет сложности. На рис. 3.17 показаны результаты определения точек перегиба исследуемой ПТХ (переход через ноль второй производной).

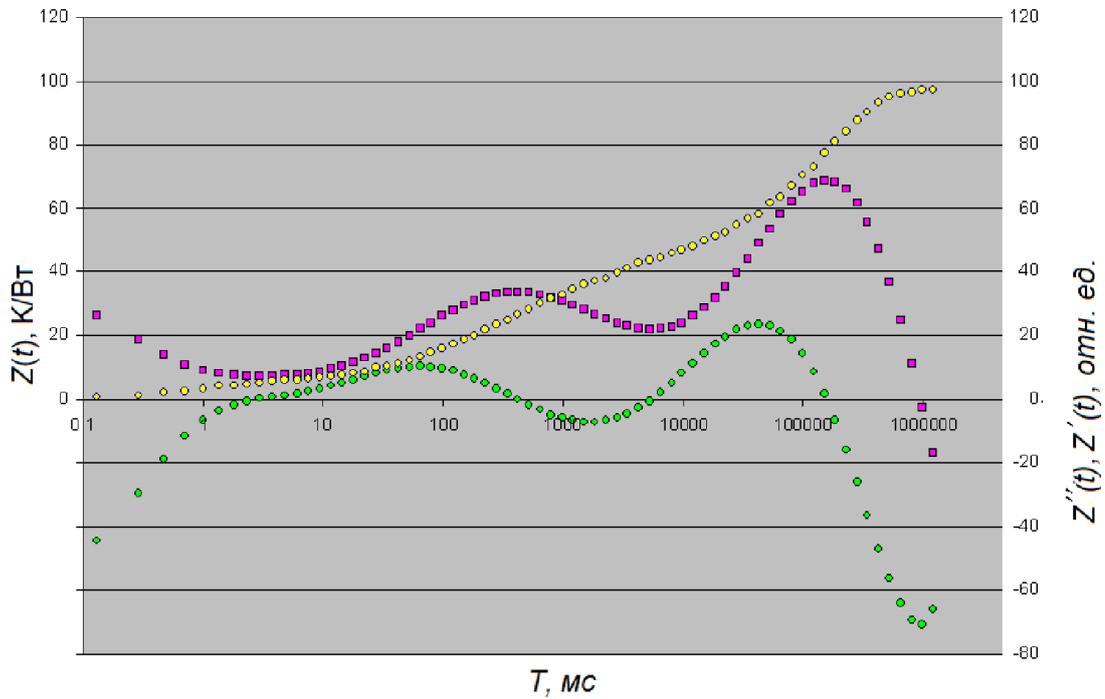


Рис. 3.17. Первая и вторая производные полиномиальной регрессии 9-й степени

Таким образом, получаем, что искомая тепловая модель ЦИС может быть представлена 5-звенной RC -цепочкой и математически описана функцией вида:

$$Z(t) = 5,4 \cdot (1 - \exp(-t/0,72)) + 21,3 \cdot (1 - \exp(-t/150)) + 17,2 \cdot (1 - \exp(-t/2290)) + 33,6 \cdot (1 - \exp(-t/95000)) + 20 \cdot (1 - \exp(-t/310000)).$$

На рис. 3.18 представлен сравнительный анализ исходной ПТХ и ее 5-звенной аппроксимации, полученной способом полиномиальной регрессии.

Видно, что по сравнению с 6-звенной моделью, вычисленной с использованием двойного численного дифференцирования, точность этого метода несколько хуже. Это особенно заметно на участке от 100 до 1000 мс, причем можно отметить, что этот участок имеет принципиально не устранимую погрешность (для 5-звенных моделей), связанную с уменьшенным числом звеньев ТЭМ.

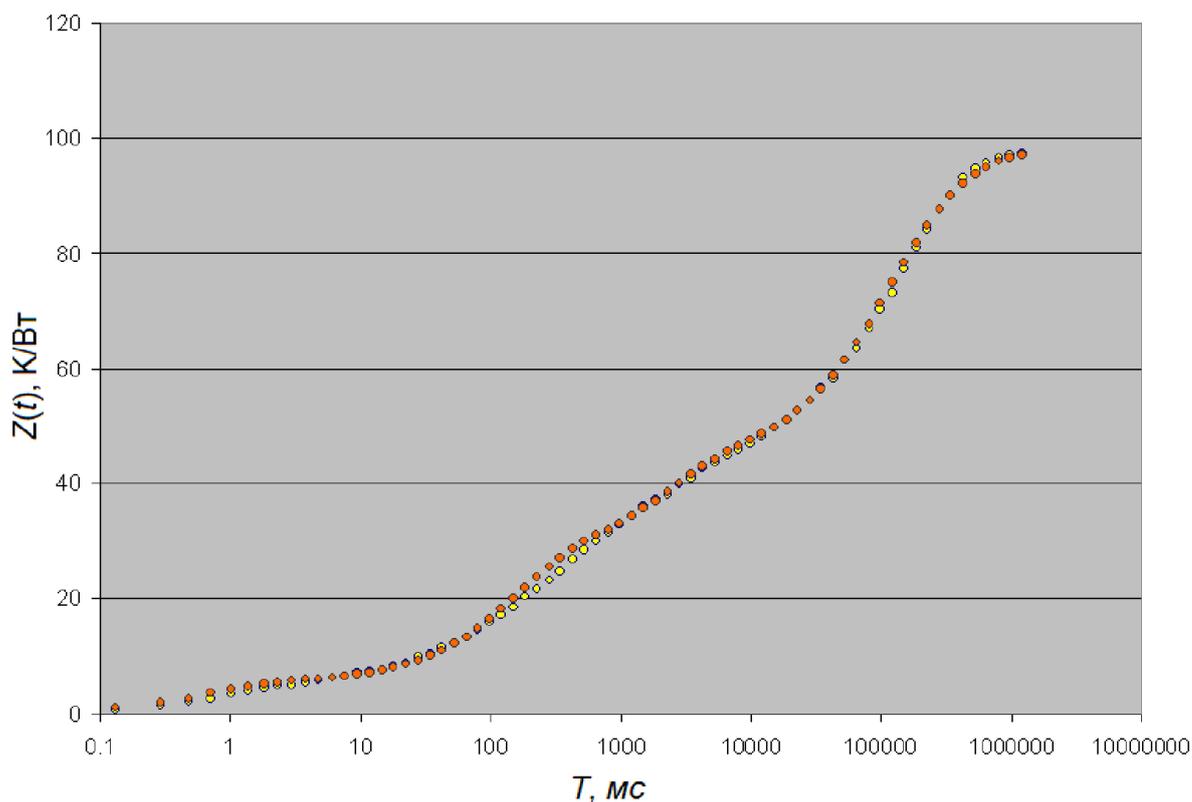


Рис. 3.18. Сравнительный анализ исходной ПТХ и ее 5-звенной аппроксимации

Точность метода, очевидно, можно увеличить за счет выбора полиномиальной регрессии существенно более высокой степени, но это приведет к усложнению вычисления аппроксимирующей функции.

Таким образом, метод аппроксимации ПТХ многослойных полупроводниковых приборов с использованием метода полиномиальной регрессии дает достаточно точные результаты, вполне достаточные как для построения ТЭМ полупроводниковых структур, так и для практического анализа ПТХ на различных ее участках, хотя и уступает в точности анализу ПТХ с использованием численного дифференцирования.

3.6 Выводы

1. Разработаны способ и устройство измерения теплового сопротивления ЦИС по изменению частоты кольцевого генератора. Показано, что относительная погрешность измерения теплового сопротивления переход-корпус типовых ЦИС общего применения не превышает 1 % при длительности строб-импульса 100 мкс. Преимущество способа, по сравнению с известными, заключается в исключении

паразитной электрической составляющей ТЧП, обусловленной электрическими выбросами при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения и падением напряжения на токоведущей металлизации при протекании тока потребляемого микросхемой.

2. Разработан способ и устройство для измерения ПТХ ЦИС по изменению частоты КГ, построенного на ЛЭ контролируемой ЦИС. Показано, что погрешность измерения температуры активной области ЦИС для типовых параметров ЦИС общего применения при измерении частоты методом дискретного счета составляет 0,3 % при оптимальной длительности строб-импульса 100 мкс. Предложенный способ позволяет измерить ПТХ на начальном участке нагрева ЦИС с более высокой точностью по сравнению с известными, что важно для повышения достоверности диагностики качества структуры и монтажа кристалла ЦИС.

3. Предложены способ и устройство измерения теплового импеданса ЦИС с применением импульсной модуляции частоты генерации КГ. Способ позволяет исключить погрешности известных способов измерения теплового импеданса ЦИС с использованием электрических ТЧП, обусловленные паразитными переходными электрическими процессами и падением напряжения на внутренних токоведущих шинах питания ЦИС.

4. Предложен способ измерения ПТХ по температурному измерению ВЗРС ЦИС при ее разогреве высокочастотными импульсами путем формирования последовательности импульсов длительностью, равной ВЗРС, с последующим преобразованием в напряжение.

5. Предложен новый легко автоматизируемый алгоритм анализа ПТХ и расчета ТП ЦИС с использованием двойного численного дифференцирования ПТХ в полулогарифмическом масштабе и с использованием полиномиальной регрессии и построения на основе этого анализа адекватных тепловых схем ЦИС.

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИС

4.1 Основные требования, предъявляемые к измерительному комплексу

Основная задача, которая решалась при создании аппаратно-программного комплекса (АПК) для измерения ТП ЦИС – это экспериментальная проверка способа измерения ПТХ ЦИС в режиме КГ и алгоритма расчета ТП по ПТХ, разработанных в рамках данного диссертационного исследования и описанных выше. При разработке комплекса в качестве основных объектов испытаний были выбраны КМОП ЦИС широкого применения с временем задержки распространения сигнала ЛЭ от 10 до 50 нс. Хотя, в принципе, при использовании соответствующих переходников, комплекс позволяет тестировать ЦИС других классов, например, ТТЛ, ОУ, различные типы ключевых усилителей и коммутаторов и др.

В основу технической реализации измерительного комплекса положен способ измерения ПТХ ЦИС с использованием режима КГ, подробно описанные в п. 3.1 и п. 3.2. При реализации способа необходимо измерять следующие параметры:

- напряжение питания ЦИС и ток потребления в режиме КГ для вычисления мощности потребления ЦИС;
- частоту генерации КГ, которая используется как ТЧП, для вычисления усредненной температуры ЛЭ ЦИС;
- температуру корпуса ЦИС и окружающей среды;

Программно-аппаратный комплекс должен соответствовать стандартным требованиям по точности - для измерительных приборов промышленного назначения общая погрешность измерений должна лежать в пределах от 0,1 до 4% [38]. В общем случае, для большинства задач, связанных с измерением тепловых параметров ЦИС, погрешность измерений на уровне 2 – 3 % является вполне достаточной. Поэтому, с целью снижения влияния инструментальной погрешности на результат измерения теплового сопротивления ЦИС необходимо, чтобы погрешность измерения первичных параметров (мощность потребления ЦИС, частота КГ, температуры корпуса и окружающей среды) были на порядок ниже, то есть на уровне 0,2-0,3%.

Для обеспечения возможности тестирования различных ЦИС и исследования изменения времени задержки ЛЭ ЦИС в зависимости от напряжения питания необходимо предусмотреть возможность изменения напряжения питания контролируемой ЦИС в широких пределах.

В разделе 3.2 показано, что для типовых значений параметров ЦИС общего применения суммарная погрешность измерения частоты КГ методом дискретного счета минимальна при длительности строб-импульса 100 мкс и не превышает 0,3 %. Для быстродействующих ЦИС эта погрешность будет в несколько раз меньше, поскольку частота генерации КГ на основе таких ЦИС существенно выше. В [122] показано, что при времени дискретизации меньше 100 мкс существенного повышения точности анализа ПТХ ППП не наблюдается. Поэтому при разработке АПК было выбрано минимальное время дискретизации 100 мкс. Такое же время дискретизации рекомендовано стандартом JESD51-1 [126].

В общем случае, чем меньше время дискретизации, тем более точную ПТХ ЦИС можно построить. Однако погрешность измерения частоты методом дискретного счета обратно пропорциональна длительности строб-импульса. Поэтому необходим компромисс между точностью и числом отсчетов ПТХ.

Снизить погрешность измерения частоты при заданной длительности строб-импульса можно путем умножения частоты генерации КГ. Частота трехэлементного КГ на основе ЦИС общего применения находится в пределах от 3,3 МГц до 16 МГц и для обеспечения погрешности не более 0,1% при измерении частоты 3,3 МГц нужно либо увеличить время счета до 300 мкс, либо использовать умножение частоты КГ в три раза [112].

4.2 Повышение точности измерительного комплекса

Как отмечено выше, одним из наиболее простых и эффективных способов достижения погрешности 0,1% при измерении частоты 3,3 МГц в реальном масштабе времени является умножение этой частоты [147]. Другие методы повышения точности (например, нониусный или рециркулярный) здесь не годятся – они не могут работать в режиме реального времени.

Один из вариантов умножителя частоты на шесть для КГ описан в [112]. Схема умножителя приведена на рис. 4.1 и была смоделирована в пакете схемотехнического проектирования «Multisim», версии 12.0.

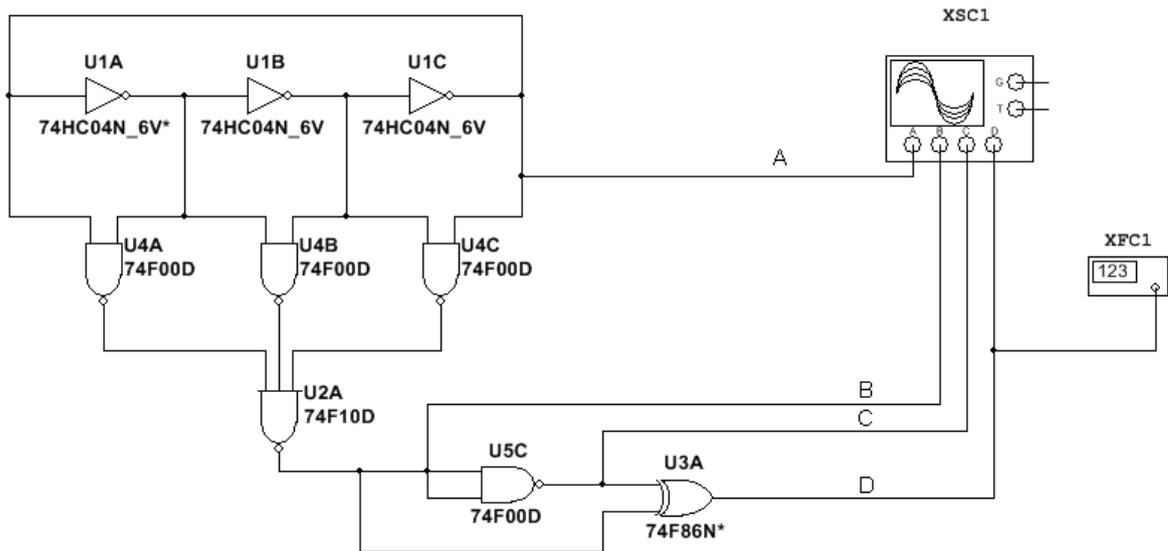


Рис. 4.1. Умножитель частоты на 6 для трехкаскадного КГ

Диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу умножителя, также получены в среде «Multisim» и приведены на рис. 4.2. Времена задержек элементов τ_{dhl} и τ_{dnh} для КМОП ЦИС серии 74НС равны 20 ns, 74F – 6 ns, 74F86 – 4 ns.

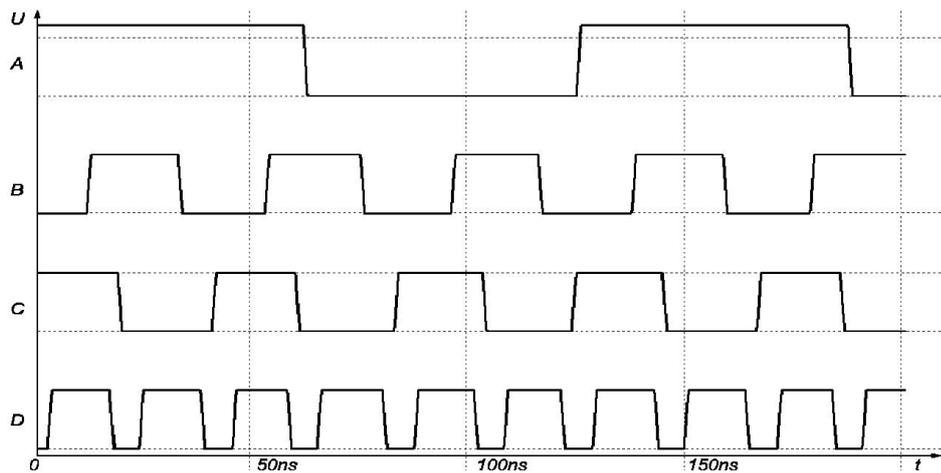


Рис. 4.2. Диаграммы напряжений КГ и умножителя частоты

Устройство содержит КГ на элементах U1A, U1B, U1C; утроитель частоты на элементах U4A, U4B, U4C, U2A; удвоитель частоты, собранный на элементах U3A, U5C. Работает устройство следующим образом. На выходах элементов U1A, U1B и U1C КГ формируются сигналы в форме меандра (рис. 4.2, A), сдвинутые

последовательно друг относительно друга на 120° . С помощью элементов U4A, U4B, U4C длительность этих сигналов уменьшается и становится равной длительности задержки единичного элемента КГ. Затем они суммируются в U2A и превращаются в меандр с утроенной частотой КГ (рис. 4.2, В). Далее этот сигнал поступает на удвоитель частоты, на выходе которого (рис. 4.2, D) получаем увеличенную в шесть раз частоту КГ с длительностью отрицательных импульсов, равной задержке элемента U5C, то есть 6 нс.

Для корректной работы предложенного устройства элементы, входящие непосредственно в состав умножителя частоты (U4A, U4B, U4C, U2A, U3A, U5C), должны иметь более высокое быстродействие, чем элементы КГ.

4.3 Состав автоматизированного измерительного комплекса

Автоматизированный АПК для измерения ПТХ и расчета на ее основе параметров тепловой схемы ЦИС [104] в представлении Фостера включает в себя:

- микропроцессорный измерительный прибор, предназначенный для работы как в автономном режиме, так и совместно с персональным компьютером. Прибор в автоматическом режиме проводит полный цикл измерения ПТХ и расчет ТП ЦИС. Полученные данные выводятся на многофункциональный ЖК дисплей. Если подключен персональный компьютер, то эти данные в виде текстового файла по окончании процесса измерения передаются также и на него;

- персональный компьютер, передача данных в который производится через любую программу, позволяющую работать с СОМ-портом, и далее они сохраняются в формате txt. Данные представляются в стандартной табличной форме, поэтому для просмотра и анализа можно использовать любой компьютер с установленной программой Excel или ее аналог из OpenOffice.

4.4 Микропроцессорный измеритель тепловых параметров ЦИС

Измеритель предназначен для измерения и построения ПТХ ЦИС и расчета на их основе параметров тепловой схемы ЦИС по модели Фостера и передачи

результатов измерения в персональный компьютер для последующей обработки [105]. Структурная схема Измерителя представлена на рис.4.3.

Работой прибора управляет микроконтроллер ATmega-328P [36]. Измеритель включает в себя блоки питания 1 и 2, контролируруемую ЦИС 3, включаемую по схеме КГ, температурные датчики 4 и 13, умножитель частоты 5, делитель частоты 6, электронный ключ 7, фильтр низких частот (ФНЧ) 8, усилитель постоянного тока (УПТ) 9, преобразователь USB/UART 10, микроконтроллер 11, ЖК-дисплей 12, компьютер 14, дополнительное ОЗУ 15 емкостью 256Кбит с интерфейсом SPI, амплитудный селектор, ФНЧ 17, неинвертирующий сумматор 18 и источник опорного напряжения (ИОН) 19.

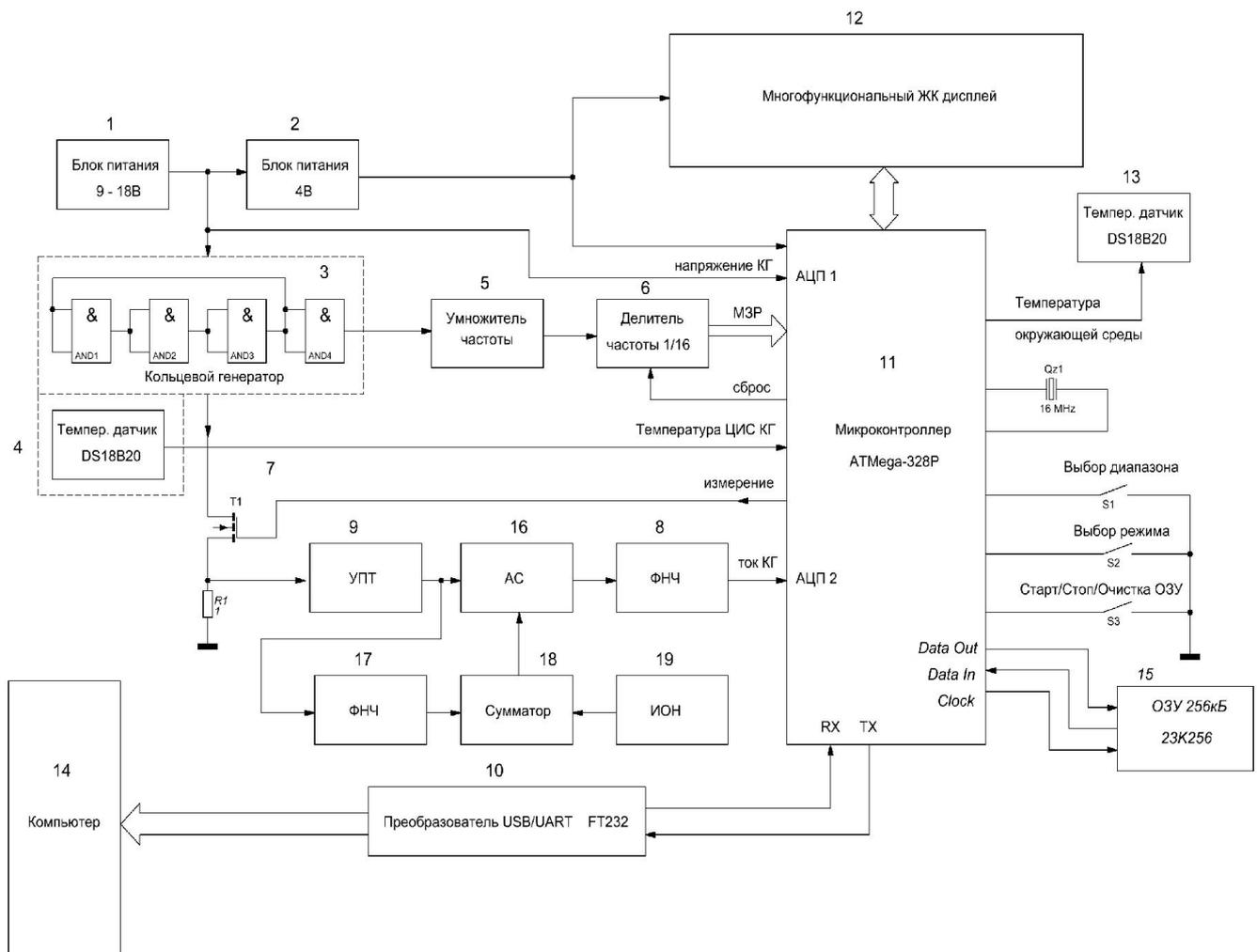


Рис. 4.3. Структурная схема аппаратно-программного комплекса для измерения ПТХ и расчета ТП ЦИС

Измеритель может работать как автономно, так и с персональным компьютером. Внешний вид измерителя показан на рис. 4.4.

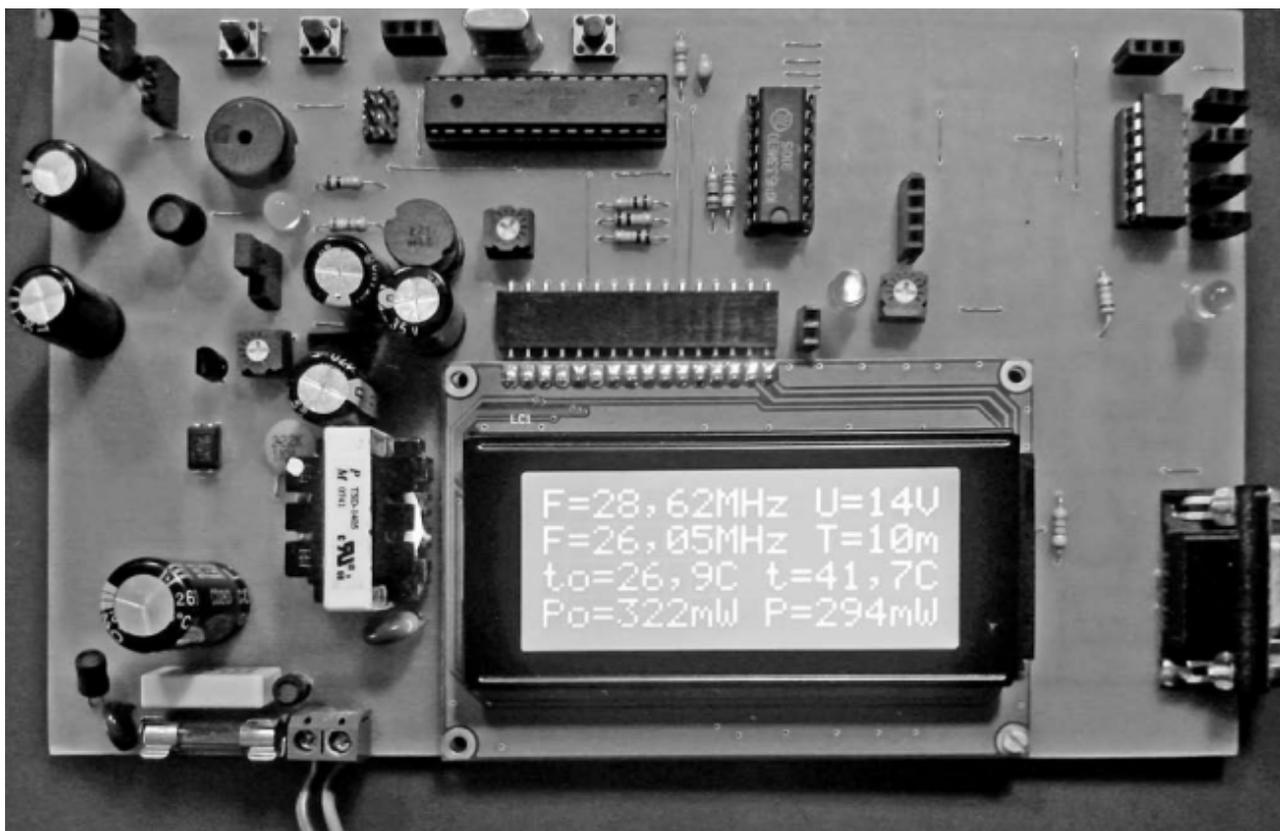


Рис. 4.4 Внешний вид измерительного модуля (без корпуса) аппаратно-программного комплекса для измерения ПТХ ЦИС в работе

Измеритель работает следующим образом. В исходном состоянии ключ 7 разомкнут и питание на КГ 3 не подается. На индикаторе 12 отображается только значение напряжения блока питания 1, которое может устанавливаться в диапазоне от 4 до 18 В, и температура датчиков 4 (температура корпуса тестируемой ЦИС 3) и датчика 13 (температура окружающей среды). Первое нажатие многофункциональной кнопки S3 «Старт/Стоп/Очистка ОЗУ» запускает функцию «Старт» и включает режим «Измерение»: микроконтроллер открывает ключ 7 переводя КГ в режим генерации и переходит в режим сбора и накопления данных (частота КГ, ток КГ) с частотой 10 кГц. С интервалом в 1 секунду производится также измерение температуры окружающей среды (датчик 13) и температуры корпуса ЦИС КГ (датчик 4).

Режим накопления (линейный, логарифмический, пользовательский) выбирается с помощью кнопки S2 «Выбор режима» перед началом процесса измерения. Данные накапливаются в ОЗУ микроконтроллера и, после накопления результа-

тов 70 измерений, пересылаются во внешнее ОЗУ 15, позволяющее накапливать до 1500 результатов. По окончании процесса измерения или при переполнении внешнего ОЗУ происходит передача данных в компьютер.

Для повышения разрешающей способности частота КГ утраивается с помощью умножителя частоты 5 и подается на вход делителя частоты 6, выполненного на ИС К1533ИЕ10. Использование такой схемы позволяет расширить диапазон измеряемых частот с 6 – 7 МГц (определяется частотой тактового генератора микроконтроллера равной, в данном случае, 16 МГц) до 50 МГц (определяется скоростью работы 1533ИЕ10). При использовании более быстродействующего делителя максимальную измеряемую частоту можно увеличить до 100 МГц. Чтобы сохранить точность измерения частоты, выходы делителя подключены к микроконтроллеру и учитываются (как 4 младших разряда) при окончании каждого такта измерения частоты, равного 100 мкс.

Для повышения точности измерения тока потребления КГ и снижения уровня импульсных помех (от сетевого импульсного источника питания, импульсного стабилизатора +4В, кольцевого генератора, умножителя частоты, микроконтроллера) в измеритель введена схема подавления импульсных помех. Рассмотрим ее подробнее.

Напряжение на резисторе R1, пропорциональное току потребления ЦИС, поступает на УПТ 9 с коэффициентом усиления 100, после чего подается на вход амплитудного селектора 16. Амплитудный селектор представляет собой компаратор, управляющий аналоговым ключом [12]. На второй вход амплитудного селектора подается сигнал с неинвертирующего сумматора 18 [13]. Этот сигнал является суммой усредненного сигнала УПТ (после прохождения ФНЧ 17) и ИОН. С помощью ИОН уровень суммарного сигнала выбирается на 10% выше, чем амплитуда выходного сигнала УПТ. Амплитудный селектор пропускает сигнал с УПТ 9 на вход ФНЧ 8 лишь в том случае, если сигнал УПТ меньше напряжения на выходе сумматора 18. При появлении импульсной помехи на выходе УПТ 9, превышающей уровень сигнала с сумматора, аналоговый ключ в амплитудном селекторе закрывается и на входе АЦП 2 микроконтроллера 11 остается сигнал предыдущего измерения. ФНЧ 8 в этом случае работает как схема выборки-хранения.

4.5 Управляющая программа микроконтроллера

Программа, управляющая работой микроконтроллера, организует работу АПК согласно способу измерения ПТХ ЦИС (см. п. 3.3) и обеспечивает выполнение следующих функций и операций:

- формирование необходимой функциональной зависимости моментов времени отсчетов ПТХ (линейная, логарифмическая, пользовательская);
- измерение частоты КГ с необходимой точностью;
- измерение напряжения питания КГ;
- измерение потребляемого тока КГ;
- вычисление мощности потребления КГ;
- измерение температуры окружающей среды (в непосредственной близости от КГ) и измерение температуры корпуса ЦИС КГ;
- вычисление теплового сопротивления ЦИС КГ для мгновенной и средней потребляемой мощности и формирование массива данных ПТХ исследуемой ЦИС;
- вычисление первой и второй производной ПТХ ЦИС путем численного дифференцирования функциональной зависимости ПТХ;
- вычисление аппроксимирующей ПТХ;
- расчет элементов тепловой модели исследуемой ЦИС;
- повышение точности аппроксимирующей ПТХ методом последовательного приближения к значениям исходной ПТХ;
- расчет элементов тепловой модели для модифицированной ПТХ;
- отображение данных на многофункциональном ЖКИ во всех режимах;
- пересылку полученных в результате измерений массивов данных в персональный компьютер для их последующей математической обработки.

Кроме этого, в соответствии с управляющей программой, осуществляется контроль режимов работы измерительного модуля, генерация сигналов при возникновении сбоев и нештатных ситуаций и их отображение ЖКИ.

Реализация различных видов последовательности моментов отсчетов ПТХ определяет функциональные возможности измерительного комплекса в целом, и воз-

возможности анализа ПТХ ЦИС на различных участках прохождения теплового потока в многослойной структуре ЦИС. Следует отметить, что целью разработки измерительного комплекса были не только задачи диагностики и расчета ТП ЦИС в широком временном диапазоне (100 мкс – 1000 с), но и возможность использовать его в исследовательских целях для анализа различных участков ПТХ ЦИС.

С учетом вышеизложенного в АПК были введены как возможность задания различных функциональных зависимостей моментов отсчетов, так и различных временных интервалов, в которых происходит измерение ПТХ ЦИС. Измеритель имеет несколько режимов измерения и анализа: режим ожидания, линейный режим, логарифмический общий, логарифмический интервальный, пользовательский, режим модификации (повышения точности аппроксимации ПТХ) и режим просмотра накопленных данных. Рассмотрим их подробнее.

1. Режим ожидания (Idle). В этот режим прибор автоматически переходит сразу после включения или по окончании работы в любом другом режиме (измерение, просмотр данных, передача данных в персональный компьютер). На дисплее ЖКИ отображаются: название режима, наличие данных последнего измерения в ОЗУ (индицируется надписью «+data»), напряжение питания ЦИС, температуры окружающей среды и корпуса ЦИС. Поскольку открывающее напряжение на электронный ключ 7 с микроконтроллера 11 не подается, то значения частоты КГ, а также потребляемого тока и мощности равны нулю, рис. 4.5, а.

В этом режиме возможен быстрый контроль исследуемой ЦИС в ручном режиме. Для этого нужно нажать и удерживать кнопку S2 «Выбор режима».

После ее нажатия, на ЦИС подается питание и с интервалом в 1 секунду происходит обновление информации ЖКИ. Такой интервал выбран из-за относительно большого времени преобразования температурных датчиков DS18B20, равного 750 мс. Информация на экране ЖКИ в этом случае показана на рис. 4.5, б.

В случае необходимости и только в этом режиме, ОЗУ можно очистить, нажав на кнопку S3 «Старт/Стоп/Очистка ОЗУ».

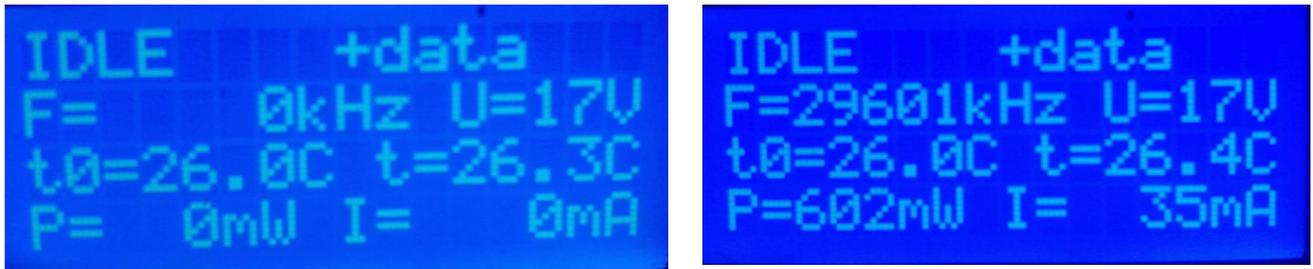


Рис. 4.5. Информация на ЖКИ в режиме ожидания (а) и в режиме ручного контроля (б)

2. Линейный режим (Lin). Это самый простой и информационно избыточный режим, предназначен исключительно для исследовательских целей при анализе начальных участков ПТХ, а также для апробации новых алгоритмов обработки данных и построения ПТХ ЦИС. Отсчет значений частоты КГ происходит с частотой 10 кГц (100 мкс), пока не будет заполнено внешнее ОЗУ – при 2-х байтовом типе данных это будет равно результатам 16000 измерений и времени цикла измерения 1,6 секунды. Температура корпуса и окружающей среды измеряется дважды в начале и в конце процесса измерения. Потребляемая мощность измеряется каждые 10 мс (всего 160 измерений) – этого вполне достаточно для вычисления ТП на этом интервале. Данные о температурах и мощности потребления хранятся в ОЗУ микроконтроллера. По окончании цикла измерения эти данные (из внешнего и внутреннего ОЗУ) передаются на персональный компьютер.

3. Логарифмический интервальный режим (Progressive). Как и линейный режим предназначен, в основном, также для исследовательских целей. Имеет 9 диапазонов длительности процесса измерения – 10 мс, 30 мс, 100 мс, 300 мс, 1с, 3с, 10с, 60с, 400с. Позволяет проводить подробный расчет ТП кристалла ЦИС, близлежащих к нему, срединных и удаленных областей конструкции ЦИС, а также оценить влияние окружающей среды. Число точек отсчета ПТХ сокращено до 70. В процессе выполнения измерения основных параметров КГ, данные обрабатываются и сохраняются в ОЗУ. Обработка данных представляет собой формирование ПТХ, вычисление первой и второй производной ПТХ, вычисление аппроксимирующей функции и расчет параметров тепловой схемы. После окончания вычислений, полученные данные в простой табличной форме формата txt. пересылаются для сохранения, визуализации и анализа в ПК.

4. Логарифмический общий режим (Log). Является стандартным режимом для измерения ПТХ и расчета ТП ЦИС. Имеет интервал измерения 1200 секунд (20 минут); этого времени, в большинстве случаев, достаточно для достижения стационарного теплового режима; когда достигается баланс между потребляемой и рассеиваемой ЦИС мощностью и частота КГ стабилизируется. Процесс измерения можно контролировать по ЖКИ, рис.4.6.



Рис. 4.6. Вид экрана ЖКИ в логарифмическом режиме

По окончании полного цикла измерения экспериментальные и расчетные данные передаются на компьютер в формате txt и представляются в табличной форме. Вид получаемой таблицы (первые 10 результатов) данных показан ниже.

Таблица 4.1- Формат представления результатов измерений ПТХ и расчетов ТП ЦИС

N	T (ms)	F (MHz)	P (mW)	Z(F)	Zmean(F)	1 derivat	2 derivat	approxim
1	0.13	37.703	457.6	0.7458	0.7501	13.3491	- 42.732	0.6673
2	0.29	37.645	457.6	1.1284	1.1701	10.1893	- 21.179	1.2907
3	0.48	37.602	457.6	1.9412	2.0130	8.5381	-17.084	2.1280
4	0.72	37.565	457.6	2.6584	2.7568	6.9664	-12.051	2.9013
5	1.01	37.528	454.5	3.3729	3.4757	5.9747	-9.6637	3.6461
6	1.37	37.506	454.5	3.8081	3.9220	5.2557	-7.1151	4.0498
7	1.81	37.481	454.3	4.2946	4.4178	4.5616	-6.0491	4.6701
8	2.35	37.456	453.8	4.7854	4.9136	4.1153	-5.2062	5.1896
9	3.01	37.438	453.6	5.1121	5.2607	3.5203	-3.6195	5.4027
10	3.83	37.423	453.4	5.4057	5.5582	3.1733	-1.5866	5.8287

5. Пользовательский режим (User Mode). Этот режим возможен только при подключении к персональному компьютеру. Пользователь может сам составить нужный ему порядок проведения измерений и передать его в устройство.

6. Режим модификации ПТХ (Modif). В этом режиме можно повысить точности аппроксимации ПТХ путем корректировки в небольших пределах значений постоянных времени некоторых тепловых звеньев. Эта процедура основана на ме-

тоде последовательного приближения и легко реализуется программно. Упрощенно, алгоритм этой процедуры выглядит следующим образом:

1. Вычисляется разность между соответствующими точками исходной экспериментальной ПТХ и ее функциональной аппроксимации;

2. Находится точка с наибольшим отклонением аппроксимирующей функции от экспериментальной ПТХ и определяется тепловое звено, соответствующее этой точке;

3. Значение тепловой постоянной времени установленного теплового звена корректируется до устранения отклонения аппроксимирующей функции от ПТХ;

4. Вычисляется разность между точками ПТХ и новой (скорректированной) аппроксимирующей функции, находится точка с наибольшим отклонением (это будет точка соответствующая уже другому тепловому звену);

6. Подбирается новое значение тепловой постоянной времени в соответствующем тепловом звене до устранения отклонения от ПТХ;

И так далее, до получения такой модифицированной аппроксимации ПТХ, когда изменение постоянной времени в любом звене будет приводить к увеличению погрешности аппроксимирующей функции.

7. Режим просмотра данных на ЖКИ (View). Этот режим полезен при работе в автономном режиме, когда есть необходимость просмотра данных, хранящихся в ОЗУ. Просмотр данных возможен только для логарифмических режимов с ограниченным числом точек дискретизации.

Вид экрана ЖКИ при выборе режима просмотра данных показан на рис. 4.7, а сам вид выводимых данных аналогичен рис. 4.6.



Рис. 4.7. Вид экрана ЖКИ при выборе режима просмотра данных

4.6 Исследование основных технических характеристик измерительного комплекса

4.6.1 Оценка диапазонов измерения теплового сопротивления и времени измерения

Для определения функциональных возможностей АПК необходима оценка нижней и верхней границ измерения теплового сопротивления, временных параметров дискретизации и общего времени измерения.

Как уже отмечалось, при измерении ПТХ и расчете ТП КМОП ЦИС широкого применения время задержки ЛЭ может варьироваться от 10 до 50 нс. Тогда с учетом умножения частоты трехэлементного КГ в три раза получим частоту на входе частотомера в диапазоне от 10 до 48 МГц.

Формирование необходимых временных диапазонов измерения является одной из наиболее важных задач при разработке измерительного комплекса. Эта функция определяет возможности измерения и анализа ТП ЦИС на различных участках многослойной конструкции ЦИС. Для решения этой задачи за основу были взяты данные о времени распространения тепла в конструкции ЦИС [147]. Там выделены **пять основных временных диапазонов**:

- 100 мкс – 10 мс: полупроводниковый кристалл ЦИС и клеевой слой;
- 10 мс – 50 мс: ближайшие элементы корпуса ЦИС;
- 50 мс – 1 с: срединные элементы корпуса ЦИС;
- 1 с – 10 с: внешние границы корпуса ЦИС;
- 10 с – 1000 с: распространение тепла в окружающем пространстве до установления теплового баланса;

Таким образом, для подробного анализа различных внутренних структур и самого корпуса в целом, необходимы несколько временных поддиапазонов измерения лежащих в интервале от 10 мс до 1000 с. В данном приборе их десять: 10 мс, 30 мс, 100 мс, 300 мс, 1 с, 3 с, 10 с, 60 с, 400 с, 1200 с.

4.6.2 Оценка погрешности измерения теплового сопротивления

Температура T_n перехода ЦИС определяется на основе измерения ТЧП по формуле: $T_i = \frac{\Delta F_{\text{ОxI}}}{K_T}$, где K_T – температурный коэффициент, определяемый опытным путем по известной методике [52]. Изменение температуры за время нагрева ЦИС определяется по смещению частоты колебаний КГ: $\Delta\theta(T_{Ц}) = \Delta f / K_f$, где K_f – температурный коэффициент частоты следования импульсов кольцевого генератора. Таким образом, формула для определения теплового сопротивления переход-корпус будет выглядеть как:

$$R_{Tn-k} = \frac{\Delta f}{I_{cp}^{nom} \cdot E_{num} \cdot K_f}. \quad (4.1)$$

Суммарная погрешность измерения о теплового сопротивления будет определяться погрешностью задания температурного коэффициента частоты K_f ; погрешностью измерения напряжения $U_{пит}$ питания ЦИС и тока $I_{пит}$ потребления ЦИС, обусловленной нелинейностью АЦП, и погрешностью измерения частоты КГ.

4.6.3 Погрешность измерения частоты

Число отсчетов частоты на декаду временной оси при измерении ПТХ будет ограничено сверху погрешностью измерения приращения температуры. Выражение для ПТХ имеет вид:

$$H(t_i) = \frac{f_{КГ}(0) - f_{КГ}(t_i)}{K_f U_{num} I_{nom}^{cp}(t_i)}. \quad (4.2)$$

Погрешность дискретизации при измерении частоты определяется по известным формулам: $\delta f_0 = 1/f_{КГ}(0) \cdot T_c$, $\delta f_i = 1/f_{КГ}(t_i) \cdot T_c$ и лежит, при длительности строб-импульса $T_c = 100$ мкс в пределах от 0,1% до 0,021%.

Поскольку относительное изменение частоты не велико (при обычном разогреве активной области ЦИС на 50-60 К не превышает 15-20 %, то для оценки погрешности измерения разности частот положим $\delta f_0 = \delta f_i = \delta f_{cp}$

Относительная погрешность измерения разности частот:

$$\delta_{\Delta f} = \frac{f_{cp}}{f_0 - f_i} \sqrt{2} \delta_{f_{cp}}. \quad (4.3)$$

Для относительной погрешности δH измерения ПТХ получим:

$$\delta H \approx \frac{f_{cp}}{f_0 - f_i} \sqrt{2} \delta_{f_{cp}} = \frac{\sqrt{2}}{(f_0 - f_i) T_c} \delta H \approx \frac{f_{cp}}{f_0 - f_i} \sqrt{2} \delta_{f_{cp}} = \frac{\sqrt{2}}{\Delta \theta \cdot K_f \cdot T_c}. \quad (4.4)$$

Очевидно, что максимальная погрешность будет проявляться в первой декаде времени цикла измерения, поскольку при переходе на другие декады временной оси с целью снижения погрешности длительность строб-импульса можно увеличить и, начиная с третьей декады этой погрешностью можно пренебречь.

Оценим величину погрешности в первой декаде. Согласно рис. 4.8 изменение частоты КГ за первые 100 мкс составит 418 кГц, что соответствует, при температурном коэффициенте 10^5 кГц/°С (см. п. 4.5.6) изменению температуры на 4,0 °С. Подставляя данные в (4.4) получим $\delta H = 0,033$. Эту погрешность можно снизить, используя умножитель частоты генерации КГ [112]; при этом погрешность будет снижаться пропорционально коэффициенту умножения. При коэффициенте умножения равном 6 погрешность измерения в первой декаде составит около 0,5%. Аналогично можно показать, что погрешность измерения во второй декаде (с использованием умножителя на 6 и увеличения строб-импульса на порядок) составит 0,11%. В третьей и выше временных декадах погрешность будет, соответственно, еще ниже и ее можно не учитывать.

4.6.4 Определение начальной частоты генерации КГ

Для корректного расчета ТП ЦИС на начальных участках ПТХ необходимо знать начальную частоту КГ, то есть частоту генерации в момент включения КГ. Очевидно, что первое измеренное значение частоты (через интервал времени равный 100 мкс) дает значение, заметно отличающееся от начального за счет быстрого разогрева локальных участков поверхности кристалла в местах расположения ЛЭ. Уменьшение времени счета хотя бы до 10 мкс приведет к уменьшению точности измерения частоты в 10 раз, что нежелательно.

Как вариант решения этой задачи, можно использовать значения для малых интервалов времени, полученные с помощью интерполяции.

Рассмотрим график изменения частоты КГ на интервале 20 мс (рис. 4.8):

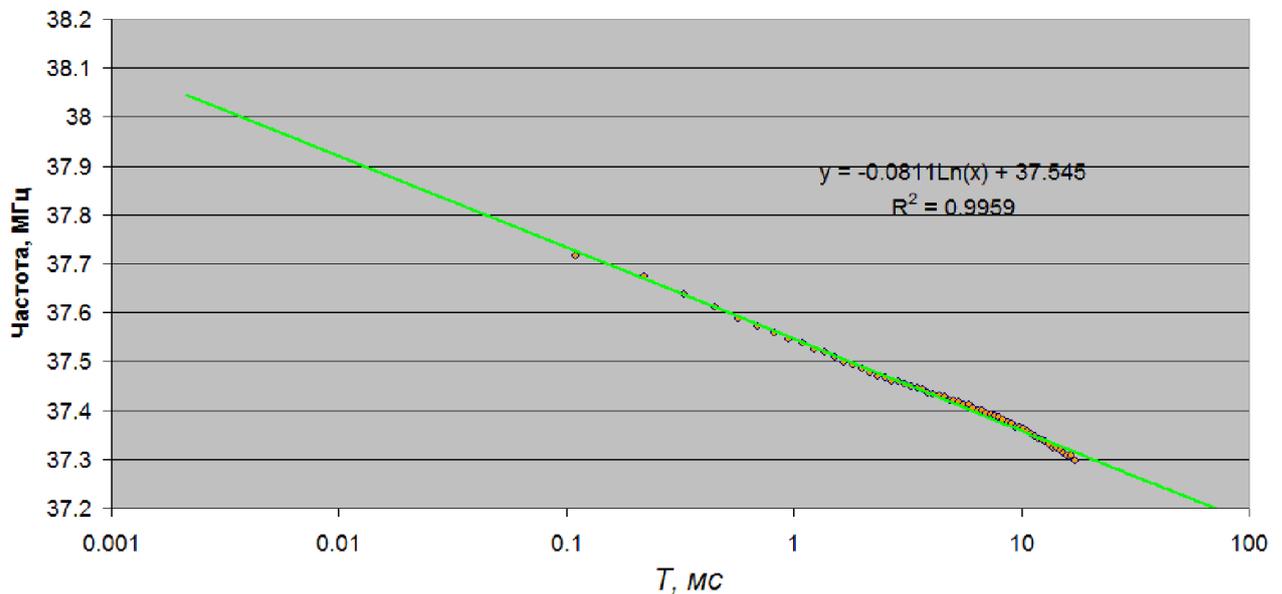


Рис 4.8. Изменение частоты КГ на начальном временном интервале

Зависимость частоты от времени аппроксимируется линейной функцией: $F_{ann}(t) = -0,081 \cdot \ln(t) + 37,545$ с коэффициентом достоверности аппроксимации $R^2 = 0,9959$, который рассчитывался по формуле:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}. \quad (4.6)$$

Используя формулу линейной аппроксимации $F_{ann}(t)$, можно определить значение частоты КГ в любой начальный момент времени с достаточно высокой степенью достоверности. Например, при $t_i = 1$ мкс частота генерации КГ в рассматриваемом примере будет равна 38.105 МГц.

4.6.5 Зависимость температуры корпуса от внешних параметров

На рис. 4.9 приведены зависимости нагрева корпуса тестируемой ЦИС и температуры окружающей среды (на расстоянии 1 см от корпуса ЦИС). Из рисунка видно, что происходит существенный рост температуры вблизи корпуса ЦИС при проведении типовых измерений в условиях естественной конвекции.

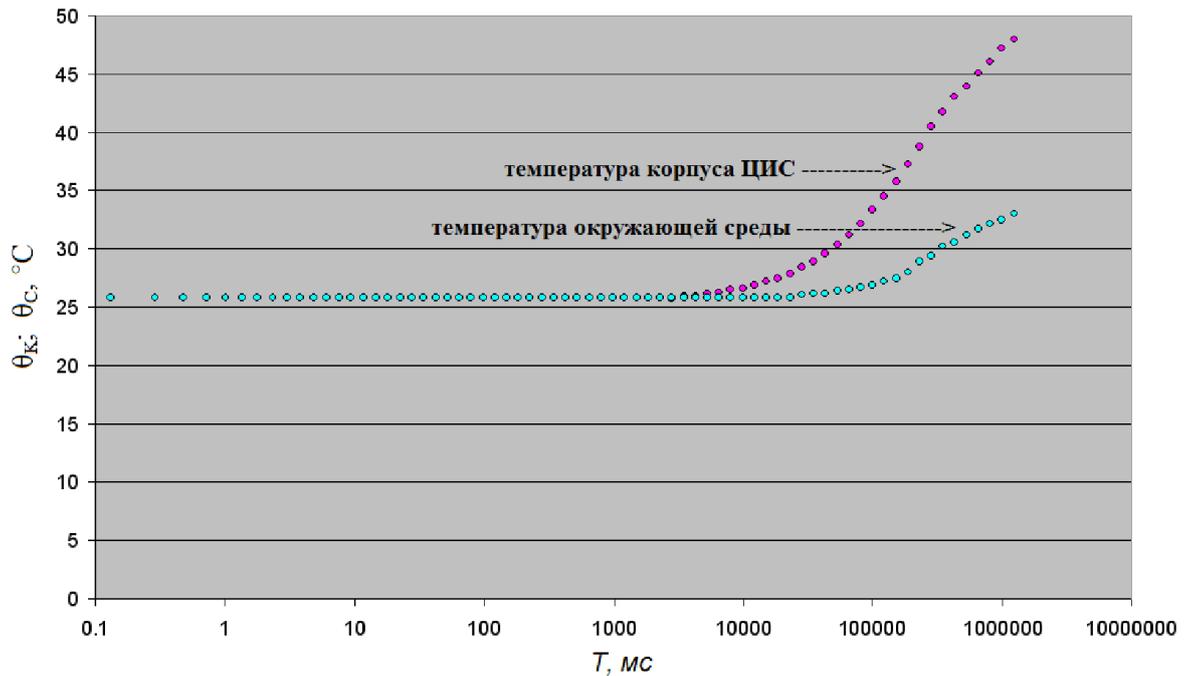


Рис. 4.9. Зависимости изменения температуры корпуса ЦИС и окружающей среды вблизи образца от времени работы КГ

Это объясняется ростом температуры окружающей среды в непосредственной близости от микросхемы связанного с локальным нагревом воздуха от корпуса ЦИС. Поэтому при вычислении ТП ЦИС в АПК это учитывается путем использования двух датчиков температуры – один плотно прижат к корпусу ЦИС, второй расположен на расстоянии 1 см от корпуса ЦИС. Таким образом, учитывается погрешность измерения, вызванная изменением локальных температурных условий.

4.6.6 Погрешность определения температурного коэффициента частоты кольцевого генератора

Результаты измерения зависимостей частоты КГ, построенных на ЛЭ ЦИС типа CD4011 от температуры корпуса приведены в таблице 2.1 и рис. 2.6. Несмотря на то, что температурные коэффициенты частоты генерации КГ для ЦИС достаточно сильно различаются: от 52,487 кГц/°С у КГ1 до 57,765 кГц/°С у КГ2 (рис. 2.6), линейность ТЧП (отклонение от среднего аппроксимирующей функции) лежит в пределах 0,05 – 0,11%. Различие в абсолютных значениях температурных коэффициентов, при необходимости, устраняется с помощью предварительной ручной или автоматической калибровки.

4.6.7 Погрешность, обусловленная нелинейностью АЦП

В процессе работы измерительного комплекса производятся измерения напряжения $U_{\text{пит}}$ питания и напряжения $U_{\text{гр}}$ на токосъемном резисторе (для определения значения потребляемого тока). Как видно из формулы (4.1) эти значения непосредственно определяют искомые тепловые параметры ЦИС.

Для измерения указанных напряжений использовались два 10-разрядных АЦП, встроенных в микроконтроллер. Погрешность измерения напряжений $U_{\text{пит}}$ и $U_{\text{гр}}$ определяется нелинейностью преобразования АЦП. Согласно паспортным характеристикам микроконтроллера [36] нелинейность встроенных АЦП не превышает 0,15%.

4.6.8 Погрешность температурного датчика DS18B20

Гарантированная фирмой-производителем [135] абсолютная погрешность температурного датчика DS18B20 составляет $\pm 0.25^\circ\text{C}$ в интервале от 0 до 80 градусов Цельсия, разрешающая способность равна 12 бит.

4.6.9 Общая погрешность измерения тепловых параметров

Формулу для расчета СКО с учетом того, что все рассчитанные выше погрешности не имеют между собой корреляции, можно записать как:

$$\tilde{N}\hat{E}\hat{I} = \sqrt{\delta_{\text{д}\hat{E}\times}^2 + \delta_F^2 + \delta_{\text{д}\hat{O}\hat{I}_U}^2 + \delta_{\text{д}\hat{O}\hat{I}_I}^2 + \delta_{\hat{O}\hat{I}}^2 + \delta_{T_2}^2} = 0.00424. \quad (4.7)$$

При этом наибольший вклад вносит погрешность, обусловленная температурным коэффициентом частоты, погрешность измерения изменения частоты в первой временной декаде и погрешность измерения температуры корпуса ЦИС и окружающей среды, определяемая точностью температурного датчика DS18B20. Другие составляющие общей погрешности достаточно малы, и ими можно пренебречь. С учетом известного правила «три сигма», в качестве оценки погрешности измерения принимается утроенное значение среднего квадратического отклонения. Таким образом, погрешность измерения тепловых параметров ЦИС с помощью данного измерительного комплекса составляет $\delta_\Sigma = 1,27\%$.

4.7 Выводы

1. Разработан программно-аппаратный комплекс для измерения ПТХ ЦИС по изменению частоты генерации КГ, построенного на ЛЭ ЦИС, и для расчета тепловых параметров ЦИС по предложенному алгоритму с двойным дифференцированием ПТХ в полулогарифмическом масштабе по времени, включающий в себя микропроцессорный измерительный прибор, персональный компьютер, программное обеспечение для управления микроконтроллером комплекса.

2. Разработана программа, обеспечивающая функционирование микроконтроллера, реализующая процесс измерения ПТХ по указанному в п.1 способу, пересылку результатов измерений в персональный компьютер, расчет ТП ЦИС по оригинальному алгоритму анализа ПТХ и контроль нештатных ситуаций.

3. Разработано программное обеспечение для персонального компьютера, существенно расширяющее возможности по управлению функционированием программно-аппаратного комплекса и обработке полученных результатов измерения.

4. Произведена оценка диапазона измерения возможных ТП ЦИС и необходимых для их реализации диапазонов измерения частоты и мощности потребления ЦИС.

5. Произведена оценка погрешности измерения ТП ЦИС, которая определяется с учетом следующих составляющих:

- погрешности определения температурного коэффициента частоты (погрешности калибровки);
- погрешности измерения мощности потребления ЦИС, обусловленной нелинейностью АЦП;
- погрешности измерения частоты КГ;
- погрешности измерения температуры с использованием датчика DS1820B;

Как показали расчеты, результирующая погрешность измерений теплового сопротивления ЦИС не превышает 1,27 %.

ГЛАВА 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ПРОВЕРКИ КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИС

5.1 Результаты экспериментальных измерений ТП ЦИС

Экспериментальная проверка АПК для измерения тепловых характеристик КМОП ЦИС осуществлялась, как на зарубежных, так и на отечественных КМОП ЦИС широкого применения при различных условиях охлаждения. Была исследована работа ЦИС в условиях естественной конвекции, принудительной конвекции (с использованием вентилятора) и при охлаждении корпуса ЦИС с помощью массивного радиатора. Особое внимание было уделено анализу повторяемости результатов испытаний ЦИС и точности аппроксимации ПТХ, которая определяет точность и достоверность построения тепловых моделей ЦИС.

Все тестируемые ЦИС малой степени интеграции имели пластиковые корпуса DIP-14 (рис. 5.1).



Рис. 5.1. Пластиковый корпус ЦИС DIP-14

На рисунках 5.2 – 5.13 приведены ПТХ и соответствующие им тепловые схемы для нескольких типов отечественных и зарубежных КМОП ЦИС широкого применения при различных условиях охлаждения. На этих рисунках показаны графики экспериментальной ПТХ, графики первой и второй производной ПТХ, а также график – результат аппроксимации экспериментальной ПТХ. Аппроксимирующая функция для переходного теплового сопротивления находится путем нахождения корней второй производной ПТХ (п. 3.3.1). На основании этой функции строилась тепловая схема ЦИС.

На рис. 5.2 представлены графики экспериментальных ПТХ и расчетных функций для ЦИС типа CD4011 №1, полученные при естественной конвекции.

Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа CD4011 №1 имеет вид:

$$Z(t) = 5,8 \cdot (1 - \exp(-t/1,1)) + 17 \cdot (1 - \exp(-t/120)) + 14,2 \cdot (1 - \exp(-t/800)) + 7,1 \cdot (1 - \exp(-t/6000)) + 34,1 \cdot (1 - \exp(-t/81000)) + 19,7 \cdot (1 - \exp(-t/430000)).$$

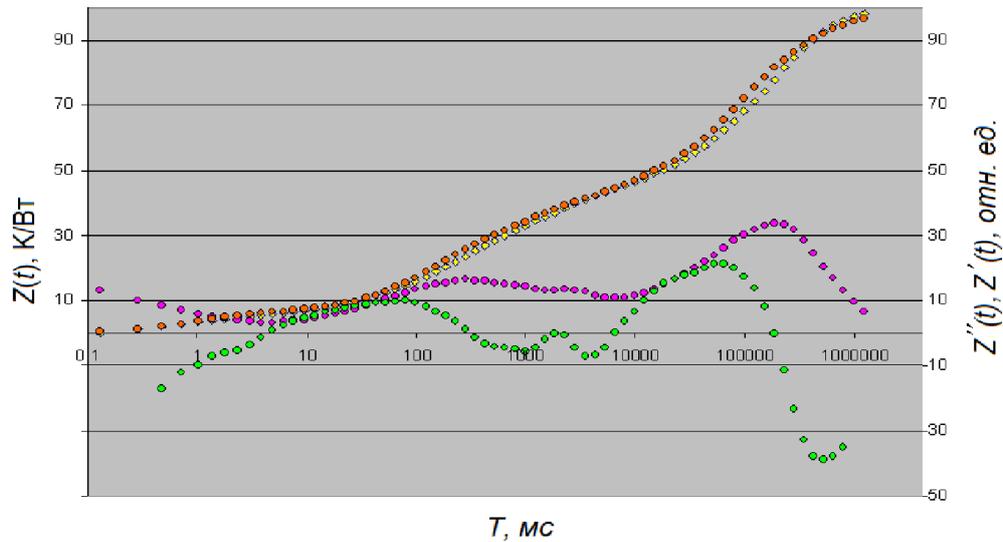


Рис. 5.2. Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа CD4011 №1 при естественной конвекции

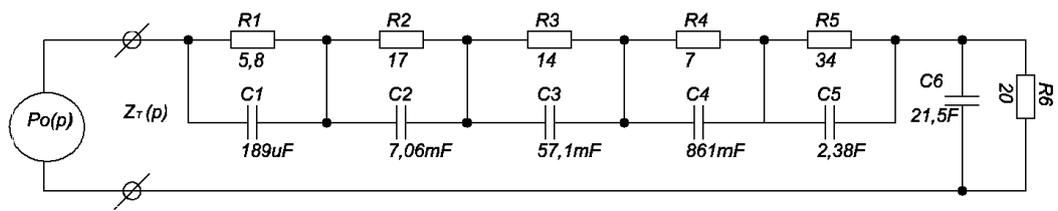


Рис. 5.3. Шестизвенная тепловая схема ЦИС типа CD4011 при естественной конвекции

На рис. 5.4 представлены графики экспериментальных ПТХ и расчетных функций для ЦИС типа CD4011 №1, полученные при обдуве вентилятором.

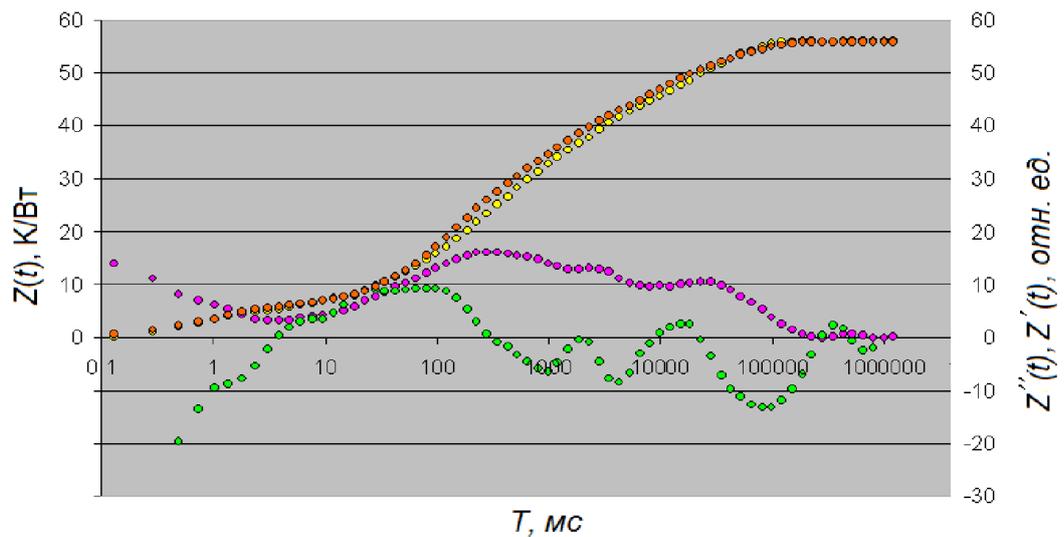


Рис. 5.4. Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа CD4011 №1 с обдувом вентилятором

Для охлаждения использовался 12 В вентилятор VD-8015MS с производительностью 0,96 кубометра воздуха в минуту, расположенный на расстоянии 20

см от тестируемого КГ. Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа CD4011 с обдувом имеет вид:

$$Z(t) = 5,4 \cdot (1 - \exp(-t/1,01)) + 18 \cdot (1 - \exp(-t/122)) + 13,2 \cdot (1 - \exp(-t/803)) + 9 \cdot (1 - \exp(-t/5300)) + 4 \cdot (1 - \exp(-t/18000)) + 6,3 \cdot (1 - \exp(-t/53300)),$$

а тепловая схема ЦИС показана на рис. 5.5

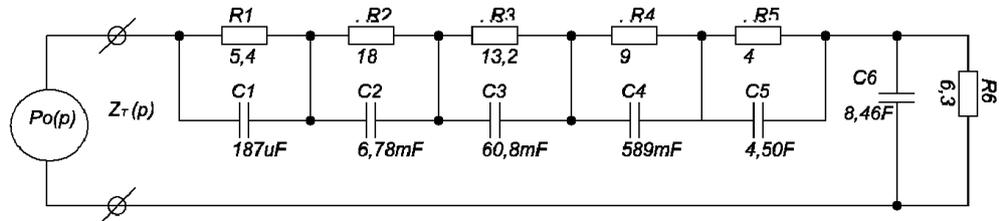


Рис. 5.5. Шестизвенная ТЭМ для ЦИС типа CD4011 с обдувом

На рис. 5.6 представлены графики экспериментальных ПТХ и расчетных функций, а на рис 5.7 тепловая схема ЦИС типа CD4011 №1 с радиатором.

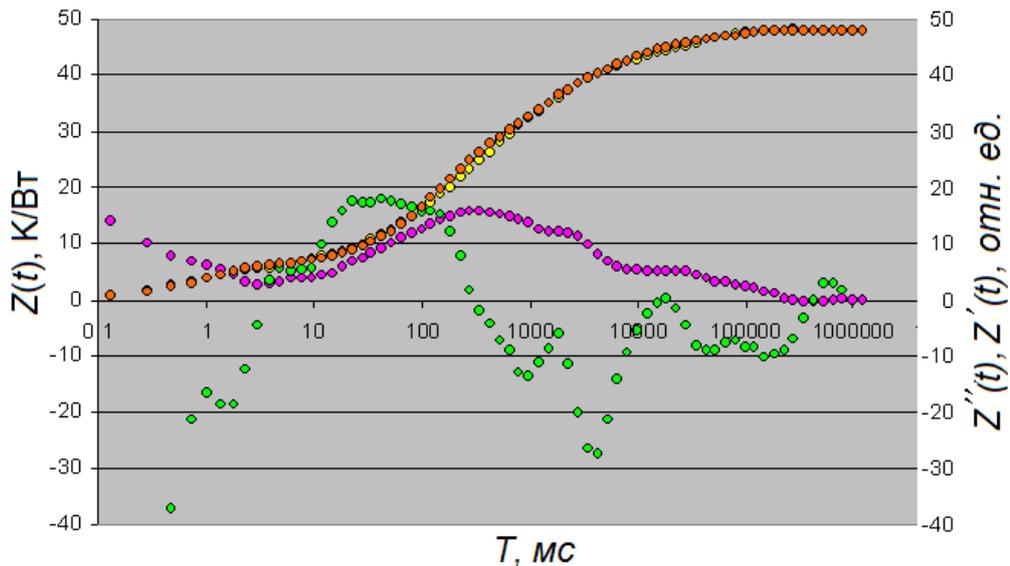


Рис. 5.6 Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа CD4011 №1 с радиатором

Для охлаждения использовался черный алюминиевый радиатор с площадью поверхности 120 см². Радиатор дополнительно обдувался воздухом вентилятором VD 8015MS с производительностью 0,96 кубометра воздуха в минуту, расположенный на расстоянии 20 см от радиатора. Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа CD4011 №1 с радиатором имеет вид:

$$Z(t) = 5,7 \cdot (1 - \exp(-t/1,01)) + 17,6 \cdot (1 - \exp(-t/130)) + 12,7 \cdot (1 - \exp(-t/1000)) + 8,3 \cdot (1 - \exp(-t/6000)) + 3,7 \cdot (1 - \exp(-t/56000)).$$

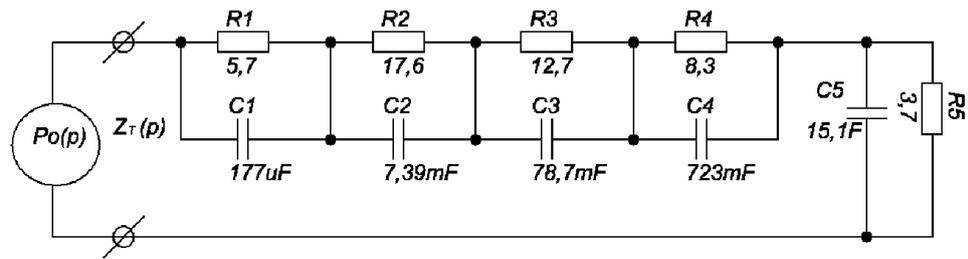


Рис. 5.7. Пятизвенная тепловая схема для ЦИС типа CD4011 с радиатором

Как видно из сравнения аппроксимирующих функций ПТХ ЦИС при различных условиях охлаждения тепловые параметры, характеризующие внутреннюю структуру ЦИС, практически не изменялись, тогда как параметры звеньев, определяющих условия охлаждения – различаются в несколько раз.

Как уже упоминалось, точность расчета ТП ЦИС можно повысить путем дополнительной корректировки в небольших пределах значений тепловых постоянных времени некоторых RC -звеньев.

В качестве примера модифицированная таким образом аппроксимирующая функция для ЦИС типа CD4011 №1: $Z(t) = 5,8(1 - \exp(-t/1,1)) + 17,8 \cdot (1 - \exp(-t/141)) + 14,5 \cdot (1 - \exp(-t/1350)) + 6,0(1 - \exp(-t/6000)) + 34 \cdot (1 - \exp(-t/121000)) + 21 \cdot (1 - \exp(-t/430000))$ приведена на рис. 5.8.

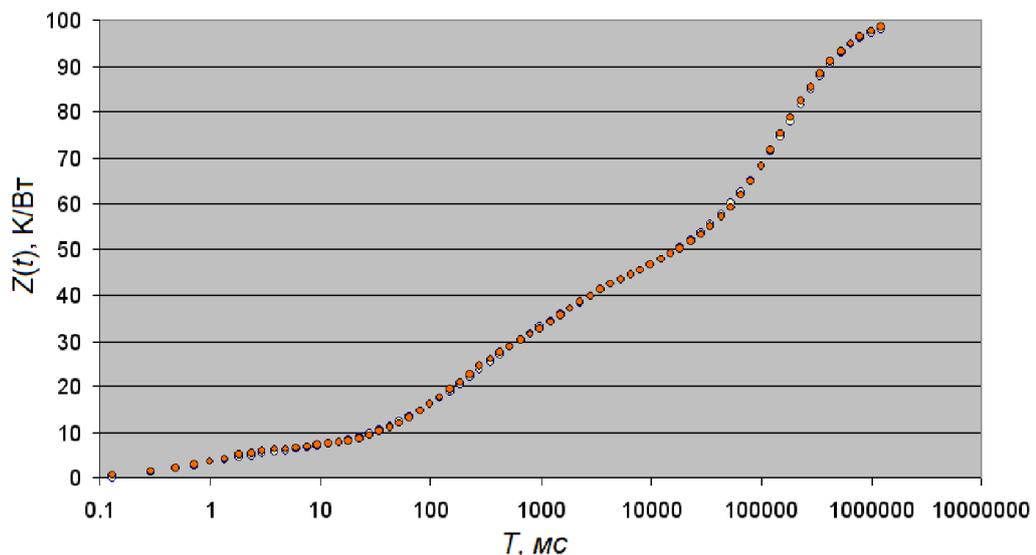


Рис. 5.8. Сравнение ПТХ и ее модифицированной аппроксимации

На этом рисунке можно видеть результирующие графики реальной ПТХ ЦИС CD4011 и ее модифицированной аппроксимирующей функции очень близки – погрешность аппроксимации не превышает 1,8%.

5.2 Результаты экспериментальных испытаний ПЛИС

Была проведена экспериментальная проверка программно-аппаратного комплекса для измерения тепловых характеристик ЦИС высокой степени интеграции. В качестве них были использованы ПЛИС фирмы Altera EPM240T100C5 в корпусе TQFP-100 и ПЛИС фирмы Lattice Semiconductor M4A3-64/32 и iM4A5-64/32 в корпусе PLCC-44. С учетом высокого быстродействия элементов ПЛИС (реальное время задержки ЛЭ оказалось равным 390 пс у ПЛИС Altera и 620 пс у ПЛИС Lattice) кольцевые генераторы на элементах ПЛИС, с целью устранения влияния на частоту КГ внешних средств измерения, были дополнены 4-разрядными счетчиками (делитель на 16), синтезированными в этих же ПЛИС.

Внешний вид ПЛИС типа EPM240T100C5 в корпусе TQFP-100 показан на рис. 5.9.

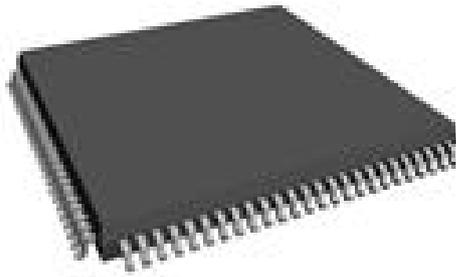


Рис. 5.9. ПЛИС типа EPM240T100C5 в корпусе TQFP-100

Схема проекта для ПЛИС типа EPM240T100C5, выполненная в среде разработки Altera Quartus II [31,87,145], представлена на рис. 5.10. В качестве тестовой конфигурации был выбран вариант 4-каскадного КГ, состоящего из трех буферных элементов и одного инвертора. Как уже отмечалось, для устранения влияния внешней нагрузки и возможности сопряжения с измерительным комплексом, КГ дополнен 4-х разрядным делителем на 16. Выходная частота КГ (при 26 °С) составила 319 МГц, соответственно на выходе счетчика частота находилась в районе 20 МГц. Проект выполнен с использованием языка описания аппаратуры Verilog HDL и схемотехнического моделирования.

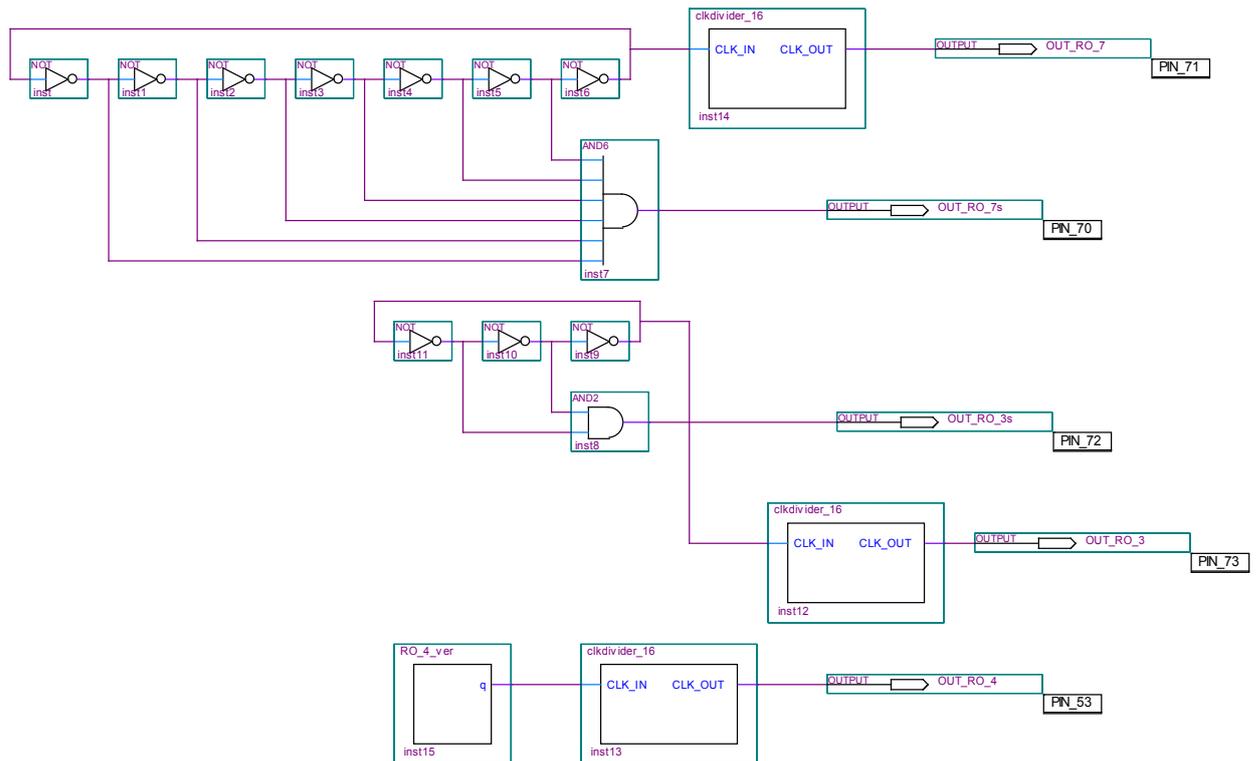


Рис. 5.10. Проект КГ в среде Quartus II на базе ПЛИС типа EPM240T100C5

Также были исследованы 3- и 7-каскадные КГ, собранные на инверторах. Зависимости частоты от температуры для всех трех КГ, как и ожидалось, оказались одинаковыми, поэтому ниже приведен расчет ПТХ только для 4-каскадного КГ.

Результаты анализа ПТХ ПЛИС EPM240T100C5, ее первая и вторая производные, полученные с использованием численного дифференцирования на логарифмической временной шкале, а также результирующая аппроксимация ПТХ, показаны на рис. 5.11. Аппроксимирующая функция оптимизации не подвергалась, но даже без оптимизации точность аппроксимации вполне достаточна для практического использования. Выражение для этой функции выглядит как:

$$Z(t) = 2,97 \cdot (1 - \exp(-t/0,48)) + 7,99 \cdot (1 - \exp(-t/305)) + 5,6 \cdot (1 - \exp(-t/2832)) + 4,76 \cdot (1 - \exp(-t/43200)) + 5,54 \cdot (1 - \exp(-t/349000)).$$

Тепловая схема, соответствующая этой формуле показана на рис. 5.18.

Следует отметить, что температурный коэффициент частоты КГ у данной ПЛИС равен $0,16\%/^{\circ}\text{C}$, что примерно в два раза ниже, чем у КМОП ЦИС общего назначения. Тем не менее, сам принцип определения ТП остается в силе, а по качеству и удобству измерения превосходит существующие методы.

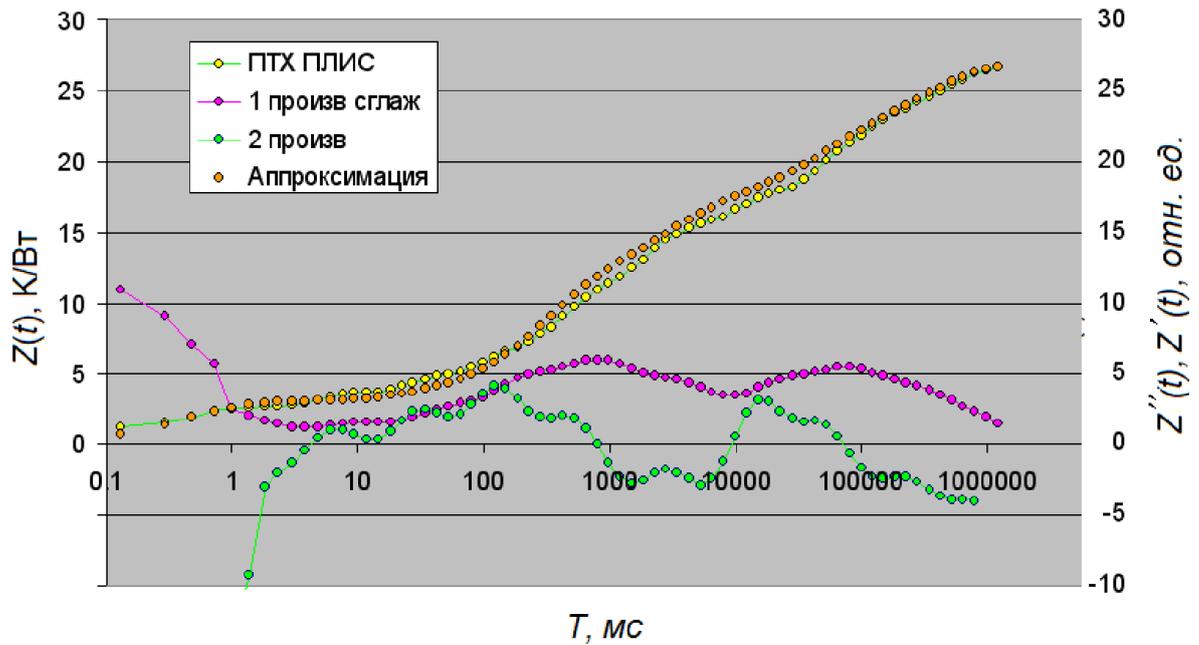


Рис. 5.11. Расчет ПТХ ПЛИС типа EPM240T100C5 фирмы Altera

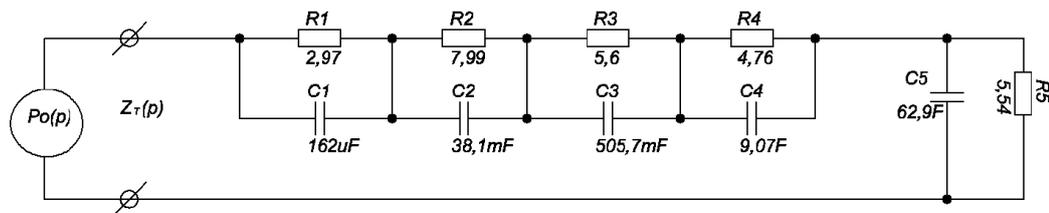


Рис. 5.12. Пятизвенная ТЭМ для ПЛИС типа EPM240T100C5

Схема проекта для ПЛИС фирмы Lattice Semiconductor iM4A3-64/32 и iM4A5-64/32 в корпусе PLCC-44 (рис. 5.13), выполнена в среде ispLEVER Classic с использованием схемотехнического представления и показана на рис. 5.14.

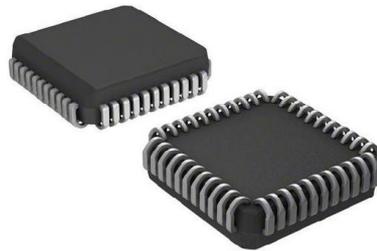


Рис. 5.13. ПЛИС iM4A3-64/32 и iM4A5-64/32 в корпусе PLCC-44

Как видно из рисунка, КГ в структуре ПЛИС собран на одном инверторе и трех буферных элементах и подключен к асинхронному делителю частоты на 8/16, реализованному на четырех D-триггерах. Выходная частота КГ при температуре 26 °C составила 202 МГц.

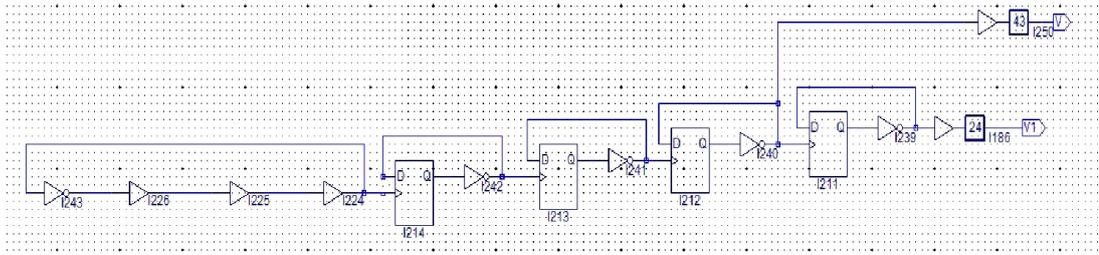


Рис. 5.14. Проект КГ на базе ПЛИС типа iM4A3-64/32 в среде ispLEVER Classic

Результаты анализа ПТХ ПЛИС Lattice iM4A5-64/32, ее первая и вторая производные, полученные с использованием численного дифференцирования на логарифмической временной шкале, а также результирующая аппроксимация ПТХ, показаны на рис. 5.15.

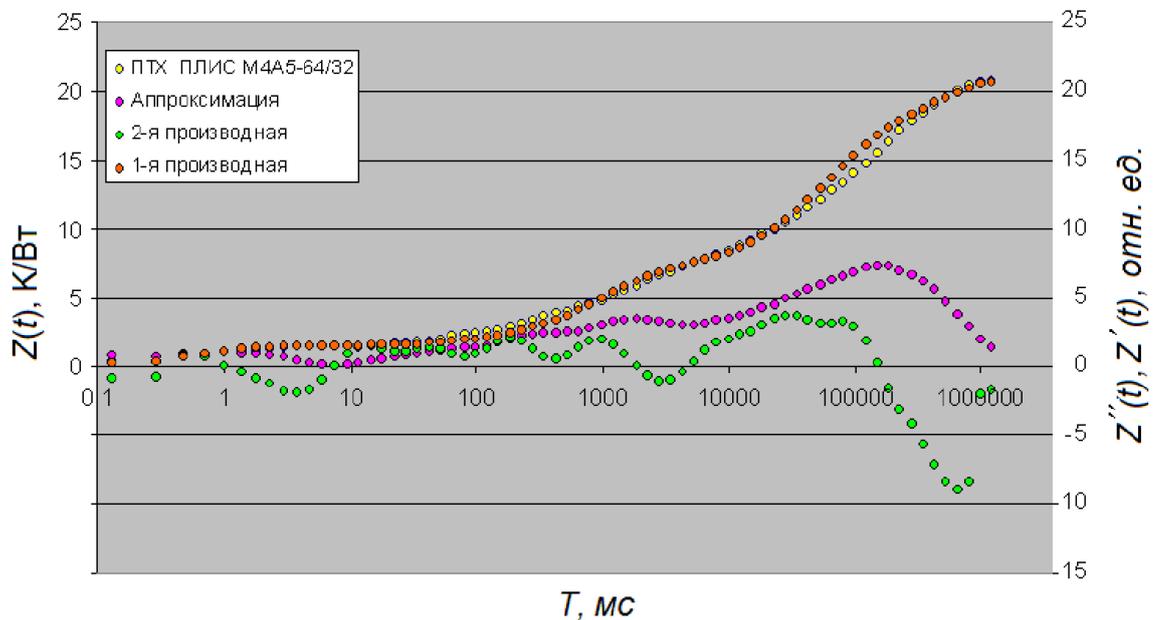


Рис. 5.15. Расчет ПТХ ПЛИС Lattice iM4A5-64/32

Аппроксимирующая функция, описывающая четыре звена тепловой схемы (рис. 5.16), имеет вид:

$$Z(t) = 1,51 \cdot (1 - \exp(-t/0,8)) + 5,16 \cdot (1 - \exp(-t/990)) + 8,96 \cdot (1 - \exp(-t/55000)) + 5,35 \cdot (1 - \exp(-t/403000)).$$

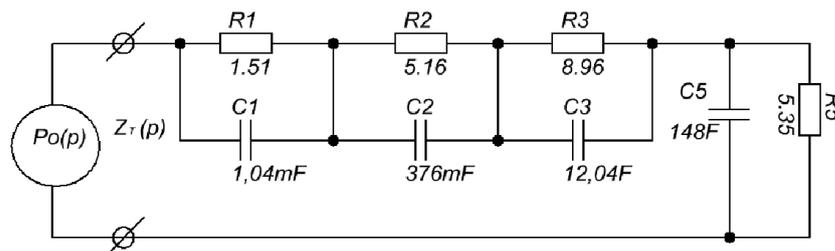


Рис. 5.16. 4-звенная ТЭМ для ПЛИС Lattice iM4A5-64/32

Следует отметить, что из рис. 5.20 видно, что точность аппроксимации данной 4-звенной схемы, можно существенно увеличить, добавив еще два звена, корректирующие погрешности аппроксимации в точках 100 мс и 100000 мс.

Результаты анализа ПТХ ПЛИС Lattice iM4A3-64/32, ее первая и вторая производные, а также результирующая аппроксимация ПТХ, показаны на рис. 5.17.

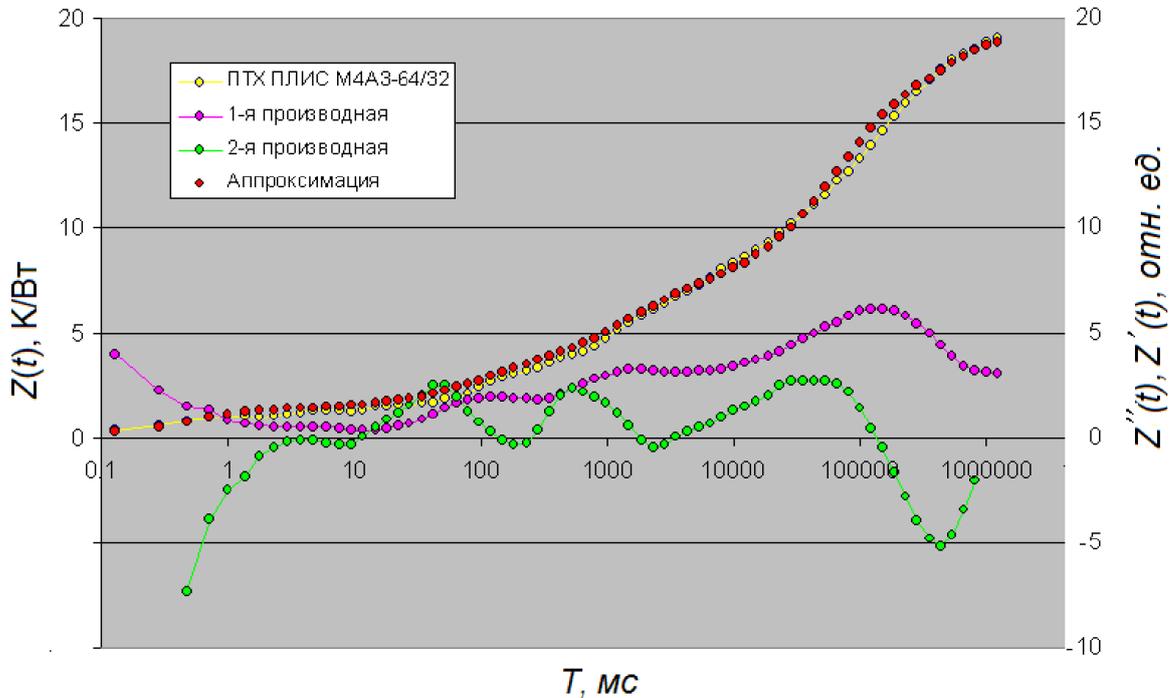


Рис. 5.17. Расчет ПТХ ПЛИС типа Lattice iM4A3-64/32

Аппроксимирующая функция имеет вид: $Z(t) = 1,36 \cdot (1 - \exp(-t/0,61)) + 1,82(1 - \exp(-t/99)) + 3,57(1 - \exp(-t/1509)) + 7,85(1 - \exp(-t/58900)) + 4,5(1 - \exp(-t/419000))$.

Тепловая модель, соответствующая этой формуле показана на рис. 5.18.

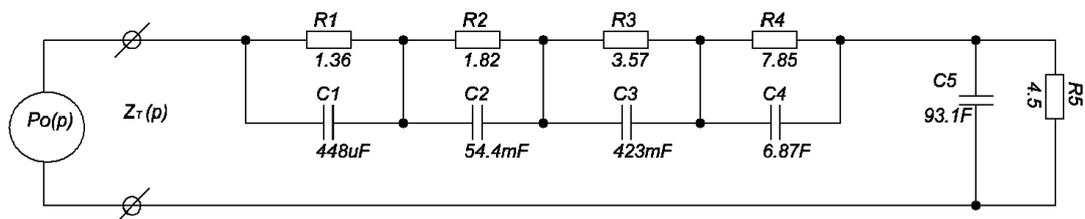


Рис. 5.18. 5-звенная ТЭМ для ПЛИС типа Lattice iM4A3-64/32

Кроме того, были исследованы некоторые типы ЦИС серии ТТЛ, с которыми также были получены результаты, подтверждающие возможность применения предлагаемого метода определения ТП ЦИС и этой серии. В качестве примера

приведены результаты испытаний двух ЦИС типа К155ЛН2 разных производителей. Измерения частоты КГ проводилось через 20 минут после включения (саморазогрев) и через 30 минут после помещения в термостат.

1-я ЦИС: 29,142 МГц – начальная частота при температуре корпуса =26 °С.

28,951 МГц – саморазогрев - температура корпуса =32 °С.

27,738 МГц – нагрев в термостате до 70 °С.

Температурный коэффициент 0,11% / °С.

2-я ЦИС: 23,245 МГц – начальная частота при температуре корпуса =26 °С.

23,202 МГц – саморазогрев - температура корпуса =30 °С.

22,190 МГц – нагрев в термостате до 70 °С.

Температурный коэффициент составил 0,1 %/ °С.

5.3 Повторяемость экспериментальных результатов

Одним из наиболее важных требований к любым измерениям является повторяемость результатов измерения проводимых с объектом измерения в одних и тех же эксплуатационных режимах. По повторяемости результатов можно судить о правильности выбранного метода измерения и о качестве аппаратной части измерительного комплекса. Для оценки повторяемости результатов измерения можно использовать такие понятия как дисперсия и среднеквадратическое отклонение

Выборочная дисперсия в математической статистике – это оценка теоретической дисперсии распределения, рассчитанная на основе данных выборки результатов измерения. Дисперсию вычисляют по следующей формуле:

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1};$$

где \bar{x} — выборочное среднее значение, а n — размер выборки.

Среднеквадратическое отклонение или стандартное отклонение — в теории вероятностей и статистике наиболее распространенный показатель рассеивания значений случайной величины относительно ее математического ожидания. При ограниченных массивах выборок значений вместо математического ожида-

ния используется среднее арифметическое совокупности выборок. Стандартное отклонение вычисляется с использованием «несмещенного» или «n-1» метода:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}};$$

Оценка выборочной дисперсии и СКО по результатам восьми измерений ПТХ ЦИС типа CD4011 в 70 точках (рис. 5.16) показала, что СКО не превысило 0,01 К/Вт за первые 100 с нагрева, что свидетельствует о высокой повторяемости и стабильности процесса измерения на участке ПТХ, определяемом тепловыми процессами внутри ЦИС. Увеличение СКО после 100 с нагрева до 0,05 К/Вт объясняется нестабильностью температуры окружающей среды и условий теплообмена.

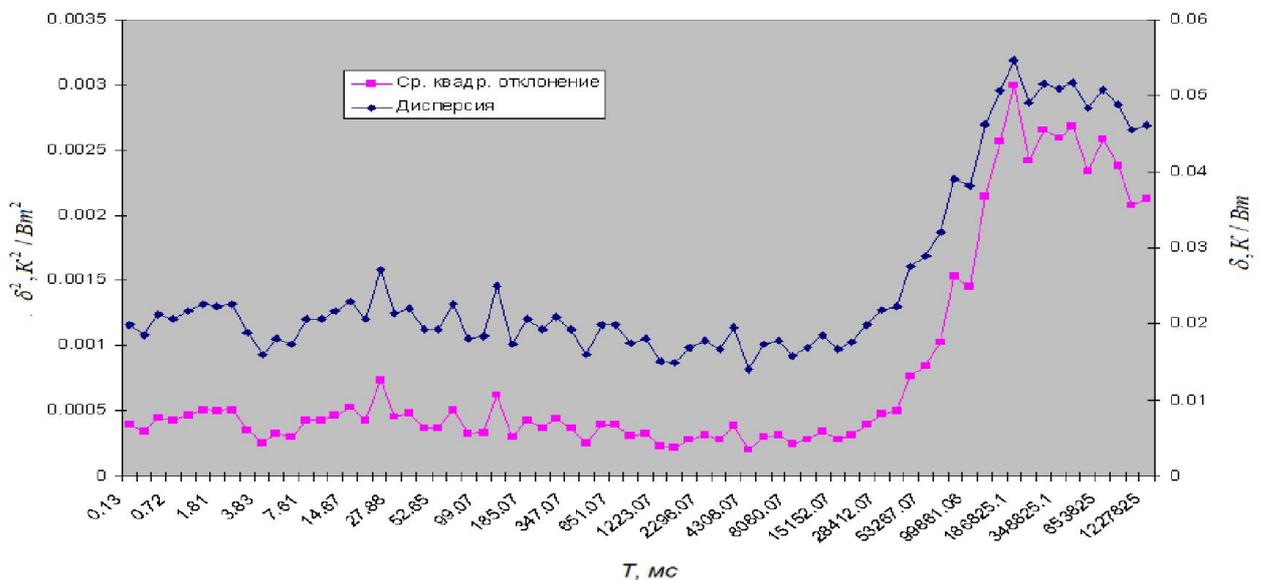


Рис. 5.19. Анализ повторяемости результатов измерений

5.4 Сравнение с альтернативным методом измерения ПТХ

Альтернативой рассмотренному выше способу измерения ТП ЦИС являются зарубежный стандарт JESD51-1 и спектральный метод, реализованный в микропроцессорном измерителе теплового импеданса полупроводниковых приборов [98,99]. Спектральный метод обеспечивает более высокую точность измерения теплового импеданса [24,96,97]. В отличие от стандарта JESD51-1 в нем нагрев ЦИС производится мощностью, изменяющейся по гармоническому закону

$$P(t) = P_0 + P_{m1} \cdot \sin \omega t, \quad (5.1)$$

где P_{m1} – амплитуда переменной составляющей мощности; P_0 – постоянная составляющая мощности ($P_{m1} < P_0$); ω – частота модуляции греющей мощности. Нагрев интегральной схемы осуществляется последовательностью прямоугольных импульсов тока заданной амплитуды и частоты следования, длительность которых изменяется по гармоническому закону

$$t_{\text{с}} = t_{\text{снб}}(1 + a \cdot \sin \omega t), \quad (5.2)$$

где $t_{\text{снб}}$ – средняя длительность импульсов; a – коэффициент, определяющий глубину широтно-импульсной модуляции греющей мощности.

Сравнение графиков ПТХ ЦИС разного типа (CD4011, K561ЛА7, CD4093), полученных на разработанном АПК (см. п. 4.2), и с использованием измерителя теплового импеданса ППП, реализующего спектральный способ с верхней частотой модуляции греющей мощности 700 Гц [98], показал, что результаты измерений ПТХ ЦИС хорошо согласуются друг с другом (см. рис. 5.20–5.22).

Тот факт, что значения теплового сопротивления испытуемых образцов несколько различаются, объясняется различными условиями и методами проведения эксперимента.

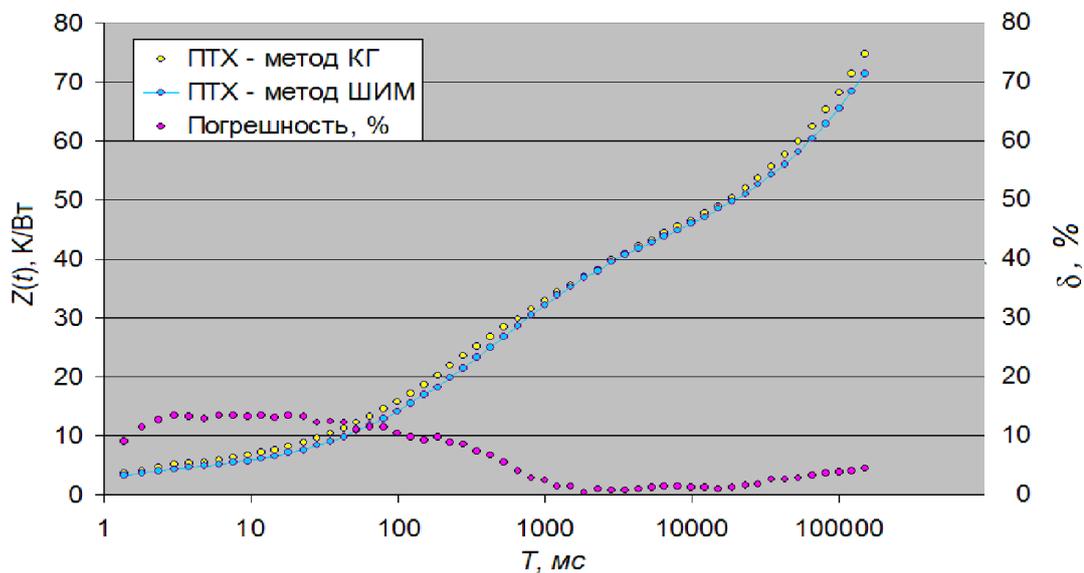


Рис. 5.20. Сравнение ПТХ ЦИС типа CD4011 №1

Для ЦИС типа CD4011 №1 средняя относительная разность результатов измерений, полученных способом КГ и спектральным способом, составила 6,74%. Коэффициент корреляции между двумя массивами данных, полученными разными способами, составляет 0,99947, что показывает тесную связь между результатами.

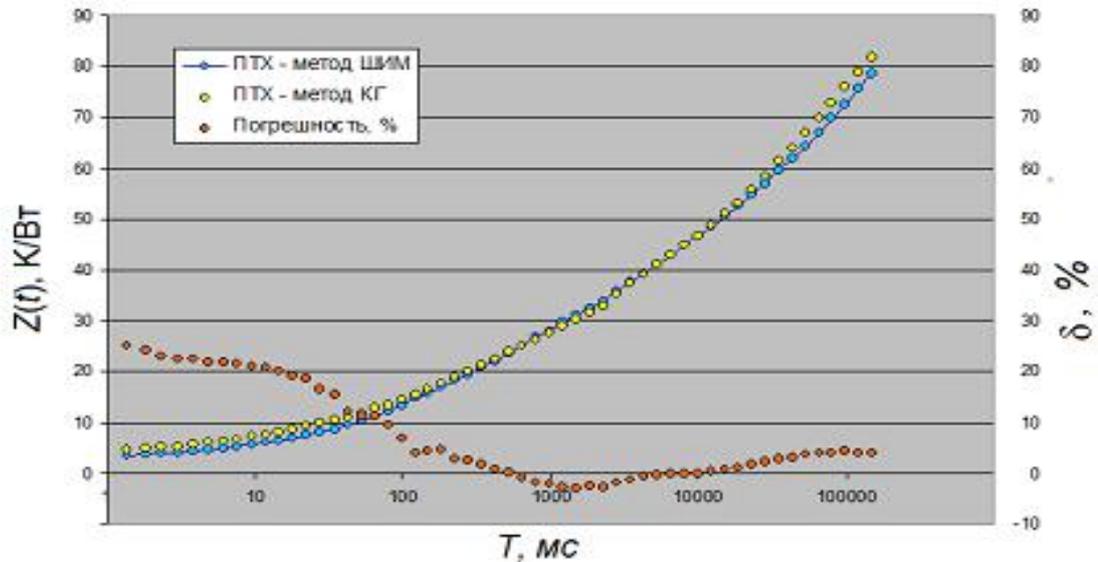


Рис. 5.21. Сравнение ПТХ ЦИС типа K561ЛА7 №5

Для ЦИС типа K561ЛА7 №5 17 средняя относительная разность результатов измерения, полученных разными способами, за весь цикл измерения равна 8,06%. Коэффициент корреляции между двумя массивами данных составил 0,99892.

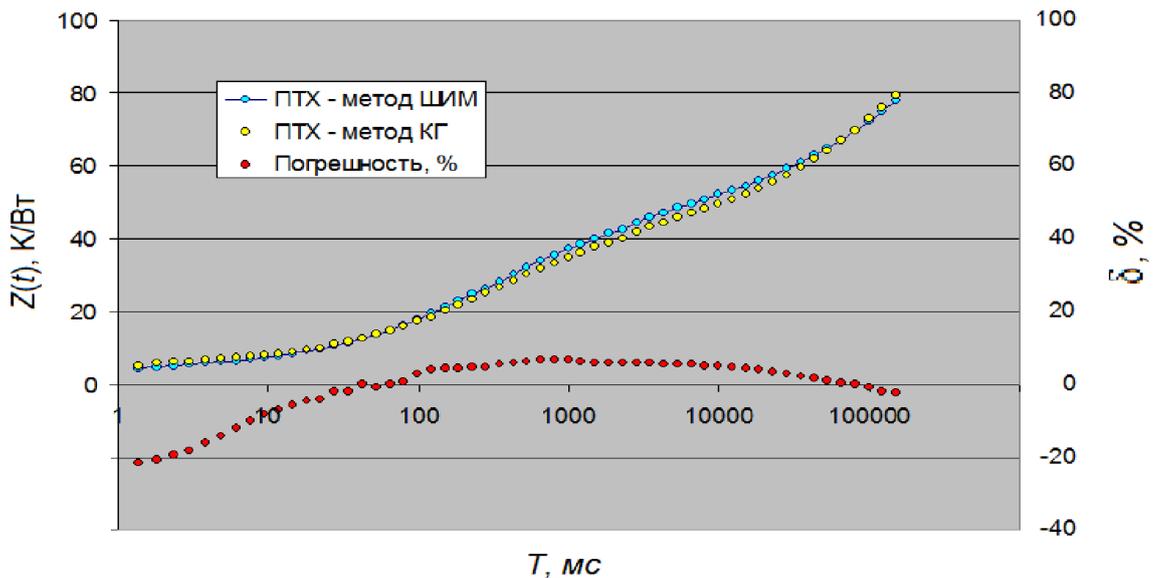


Рис. 5.22. Сравнение ПТХ ЦИС типа CD4093 №17

Для ЦИС CD4093 №17 средняя относительная разность результатов измерения, полученных разными способами, за весь цикл измерения равна 5,84%. Коэффициент корреляции между двумя массивами данных составил 0.99839.

Результаты сравнительных измерений компонент теплового сопротивления ЦИС типа CD4011 представлены в таблице 5.1. Для каждого образца проводилось десять последовательных измерений. Компоненты теплового сопротивления оп-

ределялись путем усреднения результатов серии. Среднеквадратичное отклонение в серии не превышало 0,5 % для компоненты R1, 0,1 % для R2 и 0,2% для R3.

Таблица 5.1. Результаты измерения ТП ЦИС с помощью разработанного АПК и с помощью измерителя LedMeter

Номер образца ЦИС	Компоненты теплового сопротивления	Переход через ноль второй производной, мс	Среднее значение теплового сопротивления, К/Вт	Результат измерения теплового сопротивления LedMeter, К/Вт
1	R1	4,84	5,61	4,89
	R2	1861	31,3	31,9
	R3	1000000	58,5	55,7
2	R1	2,35	5,12	4,06
	R2	528	18,7	19,6
	R3	1000000	75,1	71,9
3	R1	3,83	6,75	5,83
	R2	1861	32,4	35,6
	R3	1000000	60,7	60,9
4	R1	4,63	5,82	5,24
	R2	2296	32,1	32,8
	R3	1000000	57,7	55,1
5	R1	4,84	5,59	5,12
	R2	1861	32,3	32,8
	R3	1000000	59,1	56,6

Из сравнительного анализа результатов измерений, полученных с использованием АПК, описанного в четвертой главе, и измерителя LedMeter, видно, что данные измерений компонент ТП ЦИС хорошо согласуются друг с другом. Относительно большое (до 15-25%) различие значений компонент R1 для всех образцов, полученных с помощью АПК, и Led Meter, объясняется различными режимами разогрева кристалла ЦИС – разогрев кристалла ЦИС в разработанном АПК происходит за счет выделения тепла в ЛЭ, работающих в режиме КГ, а в LedMeter – за счет нагрева греющим током *p-n* переходов ЦИС, образующихся при инвертировании питания ЦИС. По мере разогрева кристалла ЦИС, разность показаний приборов существенно снижается, как это видно на рис. 5.19-5.21 и данных таблицы 5.1 и находится в пределах нескольких процентов.

Результаты измерения ПТХ и расчета тепловых параметров ЦИС различных типов приведены в Приложении А.

Таким образом, можно отметить, что проведенные сравнительные исследования позволяют сделать вывод, что предложенный и спектральный методы измерения теплового сопротивления ЦИС дают примерно одинаковые результаты. Правильность результатов измерения теплового сопротивления ЦИС с помощью измерительного комплекса LedMeter подтверждена независимыми измерениями сертифицированного измерительного комплекса T3Ster [98].

5.5 Выводы

1. Произведена экспериментальная проверка результатов измерений теплового сопротивления ЦИС разных типов и разной степени интеграции, осуществленная с помощью разработанного в диссертационной работе измерительного комплекса. Оценка выборочной дисперсии и СКО по результатам восьми измерений ПТХ ЦИС типа CD4011 в 50 точках (рис. 16) показала, что СКО не превысило 0,01 К/Вт за 100 с нагрева, что свидетельствует о высокой повторяемости и стабильности процесса измерения на участке ПТХ, определяемом тепловыми процессами внутри ЦИС. Увеличение СКО после 100 с нагрева до 0,05 К/Вт объясняется нестабильностью температуры окружающей среды и условий теплообмена.

2. Произведен сравнительный анализ выборочных измерений ПТХ известным способом с нагревом ЦИС гармонической ШИМ-мощностью и разработанным способом по изменению частоты КГ, построенного на ЛЭ ЦИС. Показано, что оба способа хорошо согласуются между собой, средняя относительная разность показаний для ЦИС общего применения не превышала 5-6%.

3. На разработанном АПК проведены измерения ПТХ ПЛИС типа EPM240T100C5 Lattice iM4A3-64/32 и показано, что предлагаемый способ измерения ТП ЦИС может быть использован для ЦИС высокой степени интеграции.

4. На нескольких выборках ЦИС малой степени интеграции с ТТЛ-, ТТЛШ- и ЭСЛ-логикой показано, предложенный способ что измерительный комплекс, измерения ТП ЦИС, пригоден для исследования ЦИС, изготовленных по различным технологиям.

Заключение

Основные результаты работы:

1. Проведен анализ и экспериментальные исследования зависимостей ВЗРС ЦИС различных типов от температуры, напряжения питания, вида и величины нагрузки. Показано, что относительная температурная чувствительность ВЗРС ЦИС большинства типов лежит в пределах от 0,1 до 0,3 %/ К, не уступает температурной чувствительности напряжения на *p-n*- переходе, в несколько раз выше температурной чувствительности логического «0» и логической «1» и практически не зависит от напряжения питания и уровня нагрузки ЦИС, что позволяет использовать ВЗРС в качестве ТЧП при измерении тепловых характеристик ЦИС взамен электрических параметров.

2. Показано, что использование температурных зависимостей ВЗРС для измерения тепловых характеристик КМОП ЦИС позволяет устранить некоторые погрешности, присущие известным способам измерения ПТХ с использованием в качестве ТЧП электрических параметров ЦИС:

- влияние паразитных переходных электрических процессов при переключении ЦИС из режима нагрева в режим измерения;
- влияние паразитных сопротивлений внутренних шин питания ЦИС;
- погрешность, обусловленную пространственным разделением источников тепла и элементов-датчиков температуры в структуре ЦИС.

3. Разработаны новые способы и устройства измерения ПТХ и теплового импеданса ЦИС с преобразованием ВЗРС в частоту КГ, построенного на ЛЭ ЦИС. Проведен анализ методических погрешностей разработанных способов, определена оптимальная длительность строб-импульса при измерении частоты КГ методом дискретного счета. Показано, что путем умножения частоты КГ, погрешность измерения приращения температуры активной области ЦИС в начале нагрева по изменению частоты КГ может быть снижена до 0,1 %, что повышает достоверность диагностики качества структуры и монтажа кристалла ЦИС.

4. Предложен способ измерения ПТХ дискретных полупроводниковых изделий и ЦИС с любым типом ЛЭ с преобразованием ВЗРС в последовательность вы-

сокочастотных импульсов длительностью пропорциональной ВЗРС с последующим преобразованием в напряжение.

5. Предложен новый легко автоматизируемый алгоритм анализа экспериментальных ПТХ полупроводниковых изделий и определения параметров тепловых схем ППИ с применением двойного дифференцирования ПТХ в полулогарифмическом масштабе по времени. Исследована разрешающая способность алгоритма в зависимости от отношения параметров звеньев тепловой цепи. Показано, что погрешность определения параметров отдельных звеньев тепловой цепи ЦИС быстро растет с уменьшением отношения тепловых постоянных времени соседних RC -звеньев и при отношении меньше 5 превышает 20 %. В то же время при отношении постоянных времени 10 и выше погрешность не превышает 1–2%. Таким образом, пороговое значение отношений постоянных времени для достоверной различимости соседних тепловых звеньев будет находиться около 7–8.

6. Разработан автоматизированный АПК для измерения и анализа ПТХ ЦИС, который может быть использован для целей диагностического контроля качества ЦИС в производственных условиях. С помощью АПК определены параметры тепловых цепей КМОП ЦИС нескольких типов. Выборочное значение СКО по результатам 8-и измерений ПТХ ЦИС в 60-и точках за 100 с нагрева не превысило 1 %, что свидетельствует о высокой повторяемости и стабильности процесса измерения на участке ПТХ, определяемом тепловыми процессами внутри ЦИС.

7. Сравнительные выборочные измерения ПТХ и расчета ТП ЦИС различных типов, включая ПЛИС типа EPМ240Т100С5 фирмы Altera и Lattice iM4A3-64/32, с помощью разработанного АПК и известного Измерителя теплового импеданса ППП с верхней частотой модуляции греющей мощности 700 Гц [98] показали хорошее соответствие и подтвердили возможности и метрологические характеристики способа и АПК. При этом разработанный АПК имеет примерно в 2 раза меньший нижний предел разрешения по времени и в $\sqrt[k]{10}/(\sqrt[k]{10} - 1)$ раз лучшее быстроедействие при одинаковом k числе отсчетов ПТХ и теплового импеданса на декаду времени и частоты, соответственно

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамов, Г.Н. Улучшение технических характеристик рециркуляционных преобразователей время-код с интерполяторами хронотронного типа / Г.Н. Абрамов, Ю.Г. Абрамов // Автоматизация процессов управления. – 2012. – №2(28), С. 66-73.
2. Абрамов, И.И. Численный анализ явлений переноса в полупроводниковых приборах и структурах / И.И. Абрамов, В.В. Харитонов // Инженерно-физический журнал. – 1983. – №2. – С. 284-293.
3. Абрамов, И.И. Численное моделирование элементов интегральных схем с учетом тепловых эффектов / И.И. Абрамов, В.В. Харитонов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 1988. – №12. – С. 41-45.
4. Алексеев, В.П. Прогнозирование надежности радиотехнических устройств / В.П. Алексеев // Вестник ТГПУ. 2005. Выпуск 7(51).
5. Аронов, В.Л. Испытание и исследование полупроводниковых приборов / В.Л. Аронов, Я.А. Федоров.– М.: Высш. шк., 1975.– 325 с.
6. Архангельский, А.Я. Электротепловые модели компонентов и модель теплового взаимодействия для расчета интегральных схем / А.Я. Архангельский, Т.А. Савинова // Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. - 1986. - №12 - С. 45-50.
7. А. с. 1310754 СССР, G 01R 31/28. Способ измерения теплового сопротивления переход-корпус цифровых интегральных микросхем / В.А. Сергеев, Г.Ф. Афанасьев, Б.Н. Романов, В.В. Юдин. – №912623; заявл. 17.06.85; опубл. 15.05.87, Бюл. № 18.
8. А. с. № 1337811 СССР, G01K 25/00 Преобразователь разности фаз в напряжении / А.М. Фиштейн. - Оpubл. 15.09.1987, бюл. 34
9. А. с. 1529941 СССР, МКИ G 01 R 31/26. Устройство автоматического измерения области безопасной работы транзисторов / О. А. Дулов, С. А. Карпов, В.А. Сергеев, А.А. Широков, В.В. Юдин. – № 4402575/21; заявл. 04.04.88; опубл. 20.05.89, Бюл. № 14, ч. 3. (разрешение на опубликование - Бюллетень изобретений —1999. – №14).
10. А.с. №1046705 СССР, G 01 R 27/00. Устройство для измерения входного сопротивления четырехполюсника / Волгин Л. И., Зарукин А. И., Тетенькин Я. Г. – опубл. 07.10.83, БИ, 1983, №37
11. А.с. №1105831 СССР, G 01 R 31/28. Способ измерения спада плоской части импульса / Зарукин А.И., Тетенькин Я.Г. – опубл. 30.07.84, БИ, 1984, №28
12. А.с. №125114 СССР. G 01 R 27/00. Амплитудный селектор / Волгин Л. И., Ефимов А. В., Зарукин А.И., Ребане Р. П., Тетенькин Я.Г. – заявка №3834265, опубл. 15.08.86, Бюл. изобр., 1986, №30

13. А.с. №1101842 СССР. G 01 R 27/00. Неинвертирующий сумматор / Волгин Л. И., Зарукин А. И., Тетенькин Я.Г. – заявка №3582924, опубл. 07.07.84, Бюл. изобр., 1984, №30
14. А. с. 1613978 СССР, G 01 R 31/28. Способ измерения теплового сопротивления цифровых интегральных микросхем и устройство для его осуществления / В.А. Сергеев, В.В. Юдин, Н.Н. Горюнов. – № 4336240/24-21; заявл. 30.11.87; опубл. 15.12.90, Бюл. № 46.
15. Афанасьев, Г.Ф. Устройство для автоматизированного контроля теплового сопротивления переход-корпус мощных биполярных транзисторов / Г.Ф. Афанасьев, В.А. Сергеев, П.Г. Тамаров // Автоматизация измерений. – Рязань: РРТИ, 1983. – С. 86-90.
16. Баранов И.А., Савватин Н.Н. Диагностирование полевых транзисторов с затвором Шоттки по тепловому сопротивлению / И.А. Баранов, Н.Н. Савватин // Электронная промышленность. –1990. №6. С.52-53.
17. Белецкий, А.Ф. Теория линейных электрических цепей: учебник / А.Ф. Белецкий. – Электрон. – СПб. : Лань, 2009. – 544 с.
18. Беркаев, Д. Е. Измеритель временных интервалов / Д. Е. Беркаев, Е. В. Быков, В. Р. Козак, С. В. Тарарышкин. // 2011. – (препринт ИЯФ СО РАН 2011- 6).
19. Берман Р. Теплопроводность твердых тел /Р. Берман. – М.: Мир, 1979. – 354 с.
20. Бубенников А.Н. Моделирование интегральных микротехнологий, приборов и схем / А.Н. Бубенников. – М.: Высшая школа, 1989. – 320 с.
21. Бубенников А.Н. Идентификация электрофизических и электрических параметров моделей транзисторных структур в температурном диапазоне / А.Н. Бубенников // Электронная техника. Сер.2. Полупроводниковые приборы. – 1985. – Вып. 2(175). – С.58-63.
22. Вавилов В.П. Тепловые методы неразрушающего контроля / В.П. Вавилов. – М.: Радио и связь, 1984. – 200 с.
23. Винокуров В. И. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие . для радиотехнич. спец. вузов/ В. И. Винокуров, С.И. Каплин, И.Г. Петелин. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высш. шк, 1986.
24. Гавриков А.А. Микропроцессорный измеритель теплового сопротивления светодиодов / А.А. Гавриков, М.Л. Конторович, В.А. Сергеев, В.И. Смирнов // Межвузовский сборник научных трудов «Радиоэлектронная техника». – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – С.60-65
25. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

26. ГОСТ 18683.2-83. Микросхемы интегральные цифровые. Методы измерения динамических электрических параметров – М.: Изд-во стандартов, 1983. – 7 с.
27. Горлов, М.И. Входной контроль полупроводниковых изделий / М.И. Горлов, А.В. Андреев // Микроэлектроника. – 2003. – Т. 32, № 5. – С. 391-400.
28. Горюнов, Н.Н. Свойства полупроводниковых приборов при длительной работе и хранении / Н.Н. Горюнов. – М.: Энергия, 1970. – 104 с.
29. Горюнов, Н.Н. Исследование отказов, вызываемых неравномерностью распределения тока в полупроводниковых приборах / Н.Н. Горюнов, В.Н. Амазаспян // Электронная техника. Сер. 8. Управление качеством, метрология, стандартизация. – 1972. – Вып.4. – С. 20-24.
30. Горюнов, Н.Н. Исследование токораспределения в кремниевых мощных транзисторах методом люминесцентного излучения / Н.Н. Горюнов, С.П. Гусарова // Электронная техника. Сер. 8. -1978.- Вып. 3.- С. 108-112.
31. Грушвицкий, Р.И. Проектирование систем на микросхемах с программируемой структурой / Р.И. Грушвицкий, А.Х. Мурсаев, Е.П. Угрюмов. – 2-е изд., перераб. и доп. СПб.: БХВ--Петербург, 2006. - 736с.
32. Давидов, П.Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов / П.Д. Давидов. – М.: Энергия, 1967. – 144 с.
33. Добыкин, В.Д. Учет эффекта нелинейной теплопроводности в задачах функционального поражения полупроводниковых структур / В.Д. Добыкин // Радиотехника и электроника. –2000. –Т.47. №12, – С. 1503 – 1508.
34. Дульнев, Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных устройствах / Г. Н. Дульнев. – Госэнергоиздат, 1963.
35. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В. Н. Кулешов. – М., «Сов. радио», 1977. – 416с.
36. Евстифеев. А.В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы Atmel / А.В. Евстифеев. – М.: Додека – XXI, 2005.
37. Жуков, А.Г., Горюнов А.Н., Кальдса А.А. Тепловизионные приборы и их применение / А.Г. Жуков, А.Н. Горюнов, А.А. Кальдса. –М.: Радио и связь, 1983.– 68с.
38. Зайдель, А.Н. Погрешности измерений физических величин / А.Н. Зайдель. – Л.: Наука, 1985. 112 с.
39. Зигель, Б. Электрический метод быстрой проверки качества напайки кристалла / Б. Зигель // Электроника. – 1979. – Т. 52, № 8. – С. 60 – 65.
40. Закс, Д.И. Параметры теплового режима полупроводниковых микросхем / Д.И. Закс. – М.: Радио и связь, 1983. – 126 с.

41. Зебрев, Г. И. Физические основы кремниевой наноэлектроники : учеб. пособие / Г. И. Зебрев. – М. : БИНОМ. Лаб. знаний, 2011. - 240 с.
42. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре / Е.А. Зельдин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986, стр. 62 – 65.
43. Зи С., Физика полупроводниковых приборов / С. Зи. – В 2-х тт. 2-е изд. – М., Мир, 1984
44. Ицкович, З.С. Метод оценки качества контакта кристалла интегральной схемы с корпусом / З.С. Ицкович, Е.Я. Финкельштейн // Электронная техника. Сер. 8. Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания. – 1982. – Вып. 6 (98). – С. 23-26.
45. Карслоу, Г. Теплопроводность твердых тел / Г. Карслоу, Д. Егер. – М.: Наука, 1964. – 487 с.
46. Карташов, Э.М. Аналитические методы в теории теплопроводности твердых тел: учеб. пособие / Э.М. Карташов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2001. – 550 с.
47. Кириллин, В.А. Техническая термодинамика / В.А. Кириллин, В.В. Сычев, А.Е. Шейндлин. – М.: Издательство, МЭИ, 2008 г.
48. Конструкции корпусов и тепловые свойства полупроводниковых приборов / Под общей ред. Н.Н. Горюнова. - М.: Энергия, 1972. - 120 с.
49. Кришнамурти, Р. Проблема тепловыделения процессора / Р. Кришнамурти // <http://compress.ru/article.aspx?id=11650>
50. Кроль, Д.Г. Нестационарные тепловые процессы / Д.Г. Кроль // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого, 2002, № 3-4 (9), с. 36 – 43.
51. Кузьмин, М.П., Электрическое моделирование нестационарных процессов теплообмена / М.П. Кузьмин. – М., «Энергия», 1974. – 416 с., ил.
52. Куликовский, К.Л. Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов / К.Л. Куликовский, В.Я Купер. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
53. Курышев, Г.Л. Тепловизионный микроскоп / Г.Л. Курышев, В.М. Базовкин., А.А. Гузев, А.П. Ковчавцев, А.С. Ларшин, В.Г. Половинкин // Материалы конференции «Актуальные проблемы полупроводниковой фотоэлектроники», Новосибирск, 2003.
54. Кушнир, Ф.В. Электрорадиоизмерения: [учеб. пособие для вузов] / Ф.Н. Кушнир. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1983. – 319 с.
55. Ламзин, В.А. Зависимость температурного коэффициента напряжения логической единицы КМОП цифровых интегральных микросхем от тока нагрузки / В.А.

Ламзин, В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Известия вузов. Электроника. – 2012. – № 6 (98). – С. 87-89

56. Линеверг, Ф. Измерение температур в технике / Ф. Линеверг // Пер. с нем.; Под ред. Л.А. Чарикова. – М.: Металлургия, 1980. – 554 с.

57. Мадера, А.Г. Моделирование теплообмена в технических системах / А.Г. Мадера. – М.: НО Научный Фонд «Первая исследовательская лаборатория имени академика В.А. Мельникова», 2005. – 208 с.,

58. Мазурик, Б.И. Применение сканирующего микропирометра для контроля тепловых характеристик мощных ВЧ транзисторов / Б.И. Мазурик, О.П. Маслюков, В.Н. Степанов, В.М. Щур // Электронная техника. Сер. 8. Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания. – 1981.- Вып. 2. – С. 23-28.

59. Мацевитый, Ю.М. Идентификация теплофизических свойств твердых тел / Ю.М. Мацевитый, С. Ф. Лушпенко; под ред. Ю.М. Мацевитого; АН УССР. Институт проблем машиностроения. – Киев: Наук. думка, 1990. – 216 с.

60. Методы и средства оптической пирометрии / Под ред. А.И. Гордова. – М.: Наука, 1983. – 150 с.

61. Мусаханова, Н.М. Применение метода температурных волн к исследованию свойств полупроводников / Н.М. Мусаханова, В.Б. Сандомирский // Физика и техника полупроводников. 1983. – Т. 17, вып.4. – С. 633-636.

62. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А.А Чернышев, В.И. Иванов, А.И. Аксенов, Д.Н. Глушкова. – М.: Энергия, 1980. – 216 с.

63. Основы теории тепловых процессов и машин: в 2 ч. Ч.1 / под ред. Н. И. Прокопенко. – 4-е изд. – М.:БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. – 560 с., ил.

64. Пат. 2327177 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Способ определения теплового сопротивления цифровых интегральных микросхем / Юдин В.В., Сергеев В.А.; заявитель и обладатель Ульянов. гос. техн. ун-т. – № 2007100859/28; заявл. 09.01.2007; опубл. 20.06.2008, Бюл. № 17, ч. 4.

65. Пат. 2327178 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Устройство для определения теплового сопротивления переход-корпус логических интегральных микросхем / Юдин В.В., Сергеев В.А.; заявитель и обладатель Ульянов. гос. техн. ун-т. – № 2007100861/28; заявл. 09.01.2007; опубл. 20.06.2008, Бюл. № 17, ч. 4.

66. Пат. 2490657 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Способ определения теплового сопротивления КМОП микросхем / Юдин В.В., Сергеев В.А., Ламзин В.А. Опубл. 20.08.2013.

67. Пат. № 2545362 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Рециркуляционный способ измерения времени задержки распространения сигнала цифровых инте-

гральных микросхем / В. А. Сергеев, Я. Г. Тетенькин, В. В. Юдин. – опубл. 27.03.2015. Бюл. № 9.

68. Пат. № 2393519 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Рециркуляционный преобразователь время-код / Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г. – опубл. 27.06.10; Бюл. №18.

69. Пат. № 2443007 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Способ рециркуляционного преобразования время-код наносекундного диапазона / Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г. – опубл., 20.02.2012. Бюл.№5.

70. Пат. № 2446427 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Нониусный преобразователь время-код / Абрамов Ю.Г. – опубл., 27.03.2012. Бюл.№9.

71. Пат. № 2453888 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Рециркуляционный ПВК с хронотронным интерполятором / Абрамов Ю.Г. – опубл. 20.06.2012, Бюл.№17.

72. Пат. №2464612 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Способ рециркуляционного нониусного преобразования время-код / Абрамов Ю.Г. – опуб. 20.10.2012, Бюл. №29.

73. Пат. № 2453889 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Рециркуляционный преобразователь время-код прогрессирующего типа / Абрамов Ю.Г. – опубл., 20.06.2012. Бюл.№17.

74. Пат. № 479004 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Двухкаскадный рециркуляционный преобразователь время-код / Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г., Тарханян А.С. – опубл. 10.04.2013, Бюл.№10.

75. Пат. № 2480804 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Способ повышения быстродействия рециркуляционно-нониусных ПВК / Абрамов Ю.Г. – опубл. 27.04.2013.

76. Пат. №2483438 Российская Федерация, МПК⁷ G 04 F 10/04. Преобразователь время-код рециркуляционного типа / Абрамов Ю.Г. – опубл. 27.05.2013., Бюл.№15.

77. Пат. № 2569922 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Способ определения теплового сопротивления переход-корпус цифровых интегральных микросхем / Сергеев В.А., Тетенькин Я.Г., Юдин В.В. – заявка на патент РФ № 2014134469, заявлено 22.08.2014, опубликовано 10.12.2015., Бюл.№15.

78. Заявка на патент РФ № 2015134469. Способ измерения переходной тепловой характеристики цифровых интегральных схем / Сергеев В.А., Тетенькин Я.Г. – заявлено 22.08.2015. Бюл.№29.

79. Пат. № 2561337 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/317. Способ измерения теплового сопротивления КМОП цифровых интегральных микросхем / Юдин

В.В., Сергеев В.А., Тетенькин Я.Г., Шорин А.М., Силин А.Н. – опубликовано 27.08.2015. Бюл.№12.

80. Перельман, Б.Л. Методы испытаний и оборудование для контроля качества полупроводниковых приборов / Б.Л. Перельман, В.Г. Сидоров – М.: Высшая школа, 1979. – 215 с.

81. Петросянц, К.О. Моделирование электрических и тепловых режимов элементов БИС с малыми размерами / К.О. Петросянц, Н.И. Рябов // Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1986. – Т.29. – №1 – С. 93-95.

82. Петросянц, К.О. Проектирование сверхбыстродействующих цифровых интегральных схем на основе арсенида галлия с учетом тепловых эффектов / К.О. Петросянц, Н.И. Рябов, И.А. Харитонов, Л.Н. Кравченко, А.Н. Сапельников // Известия вузов. Электроника. – 2001. - №4. – С. 37-44.

83. Пиганов, М.Н. Установка диагностического неразрушающего контроля КМОП-микросхем / М.Н. Пиганов, Р.О. Мишанов // Международная научно-практическая конференция "Естественно-научные исследования и народное хозяйство, современные технологии и технический прогресс, 30 августа 2015, Воронеж, Научно-исследовательские публикации ООО"ВЭЛБОРН" Воронеж, 2015 г., С. 63-69

84. Пиганов, М.Н. Способ диагностического неразрушающего контроля микросхем КМОП-типа / М.Н. Пиганов, С.В. Тюлевин, Р.О. Мишанов, Е.С. Еранцева // Сборник научных трудов SWorld. 2010. Выпуск №3 (36)2014, - С. 65-72

85. Пилипенко, Н.В. Методы параметрической идентификации в нестационарной теплотометрии. Ч. 1 / Н.В. Пилипенко // Известия вузов. Приборостроение. – 2003. – Т. 46, № 8. – С. 50-54; Ч. 2. – Т. 46, № 10. – С. 67-71.

86. Питти, Адамс. Слагаемые надежности полупроводниковых приборов / Адамс Питти, Джорджи Каррел, Валек. //ТИИЭР. – 1974. – Т. 62.– №2 – С. 6-37.

87. Поляков, А. К. Языки VHDL и VERILOG в проектировании цифровой аппаратуры. / А. К. Поляков. – М.: СОЛОН – Пресс, 2003. – 320с.

88. Полянин, А.Д. Справочник по линейным уравнениям математической физики / А.Д. Полянин. – М.: Физматлит, 2001. – 576 с.

89. Поскачей, А.А. Опико-электронные системы измерения температуры / А.А. Поскачей, Е.П. Чубаров. – М.: Энергия, 1979. – 208 с.

90. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий / Под ред. В.В.Клюева. – М.: Машиностроение, 1986, т1. – 488 с.

91. Расчет надежности интегральных схем по конструктивно-технологическим данным монография /М.И. Горлов, С.Ю. Королев, А.В. Кулаков, А.В. Строганов. – Воронеж: изд. Воронежского университета, 1996. – 80 с.

92. Рэм, Кришнамурти. Проблема тепловыделения процессора / Кришнамурти Рэм. – [Электронный ресурс] – <http://compress.ru/article.aspx?id=11650>
93. Сергеев, В.А. Диагностика качества СБИС методом температурных волн / В.А. Сергеев // Методы и средства измерений физических величин: тез. докл. 5-й Всерос. науч.-техн. конф. – Нижний Новгород: ННГТУ. – 2000. – Ч. 2. – С. 22-23.
94. Сергеев, В.А. Измерение тепловых параметров полупроводниковых изделий с применением амплитудно-импульсной модуляции греющей мощности / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Метрология. – 2010. – № 4. – С. 37-47.
95. Сергеев, В.А. Контроль качества сборки цифровых интегральных схем с использованием матрицы тепловых импедансов / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Известия вузов. Электроника. – 2009. – № 6 (80). – С. 72-78.
96. Сергеев, В.А. Методы и средства измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов и интегральных схем / В.А. Сергеев // Электронная промышленность – 2004. – №1. – С. 45-48.
97. Сергеев, В.А. Автоматизированные средства измерения теплового сопротивления цифровых интегральных микросхем / В.А. Сергеев // Вестник Ульяновского государственного технического университета. – 2000. – № 3. – С. 69-72.
98. Смирнов, В. И. Аппаратно-программный комплекс для измерения теплового импеданса светодиодов / В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.А. Гавриков, Д.И. Корунов // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – №1. – С.135-136.
99. Сергеев, В.А. Микропроцессорный измеритель теплового сопротивления полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев, В.И. Смирнов, А.А. Гавриков, В.В. Юдин // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2009 – № 4. – С. 92-94
100. Сергеев, В.А. Диагностика качества СБИС методом температурных волн / В.А. Сергеев // Методы и средства измерений физических величин: тез. докл. 5-й Всерос. науч.-техн. конф. – Нижний Новгород: ННГТУ. – 2000. – Ч. 2. – С. 22-23.
101. Сергеев, В.А. Кольцевые генераторы: принципы построения, характеристики и применение / В.А. Сергеев, Я.Г. Тетенькин // Успехи современной электроники – 2015 – №12. – С. 77-92
102. Сергеев, В.А. Измерение тепловых параметров полупроводниковых изделий с применением амплитудно-импульсной модуляции греющей мощности / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Метрология. – 2010. – № 4. – С. 37-47.
103. Сергеев, В.А. Контроль качества сборки цифровых интегральных схем с использованием матрицы тепловых импедансов / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Известия вузов. Электроника. – 2009. – № 6 (80). – С. 72-78.

104. Сергеев, В.А. Определение тепловых параметров цифровых микросхем по температурным зависимостям времени / В.А. Сергеев, Я.Г. Тетенькин // Автоматизация процессов управления. – 2015. – № 3 (41). – С. 89-96
105. Сергеев, В.А. Алгоритм определения тепловых параметров цифровых интегральных схем по переходным тепловым характеристикам / В.А. Сергеев, Я.Г. Тетенькин // Автоматизация процессов управления. – 2016. – № 1 (43). – С. 112-119.
106. Сергеев, В.А. Сравнительный анализ спектров ступенчато изменяющейся электрической греющей мощности / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Радиоэлектронная техника: межвуз. сб. науч. тр. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – С. 56-59.
107. Сергеев, В. А. Исследование температурочувствительных параметров КМОП цифровых интегральных микросхем / В. А. Сергеев, В. А. Ламзин, В. В. Юдин // Межвузовский сборник научных трудов «Радиоэлектронная техника». – Ульяновск: УлГТУ. – Вып. 10.- 2008. – С. 106 – 112.
108. Строганов, А В Проектирование логических элементов заказных КМОП БИС монография / А.В. Строганов. – Воронеж, Воронеж гос. техн. ун-т, 2003. – 214 с.
109. Сугано, Т. Введение в микроэлектронику / Т. Сугано, Т. Икома, Ё. Такэиси. – М. : Мир, 1988. – 320с.
110. Тетенькин, Я. Г. Контроль тепловых режимов работы цифровых интегральных схем по времени задержки сигнала / Я. Г. Тетенькин, В. В. Юдин // Межвузовский сборник научных трудов «Радиоэлектронная техника». – Ульяновск: УлГТУ, 2013. – С. 89-93
111. Тетенькин, Я. Г. Рециркуляционный измеритель малых временных интервалов / Я. Г. Тетенькин // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем: сборник научных трудов восьмой Всероссийской научно-практической конференции, (г. Ульяновск, 1-2 июля 2013), г. Ульяновск: УлГТУ, 2013, – С. 234-235.
112. Тетенькин, Я.Г. Повышение разрешающей способности преобразователей на основе кольцевых генераторов // «Радиоэлектронная техника»: межвузовский сборник научных трудов. – Ульяновск: УлГТУ, 2015, с. 108-111.
113. Тетенькин, Я. Г. Цифровая линия задержки импульсных сигналов / Я. Г. Тетенькин, В. В. Юдин // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем : Сборник научных трудов девятой Всероссийской научно-практической конференции (с участием стран СНГ) г. Ульяновск, 1-2 октября 2015 г. -Ульяновск : УлГТУ, 2015. - 259 с., ил.
114. Чернышов, А.А. Контроль тепловых характеристик интегральных схем / А.А.Чернышов, А.А.Тюхин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – № 5.– С. 90-95.

115. Чернышев, А.А. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А.А. Чернышев [и др.]. – М.: Энергия, 1980. – 216 с.
116. Чернышев, А.А. Основы надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем / А.А. Чернышев. – М.: Радио, 1988. – 256 с.
117. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон, В. И. Кулешова и др.; Под ред С. В. Якубовского.— М.: Радио и связь, 1990. — 496 с: ил.
118. Цыпкин, Я.З. Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
119. Юдин, В.В. Измерение параметров теплоэлектрической модели логических интегральных микросхем / В.В. Юдин // Методы и средства неразрушающего контроля качества компонентов РЭА: сб. науч. тр. – Ульяновск: УлПИ, 1987. – С. 14-17.
120. Чулков, В.А. Кольцевые генераторы импульсов на ПЛИС / В.А. Чулков, А.В. Медведев. – Известия вузов. Приборостроение. – 2009. – №12. – С. 50-53.
121. Abidi, A.A. High-frequency noise measurements of FET's with small dimensions / A.A. Abidi. – IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED -33, Nov. 1986. – P. 1801-1805,
122. András, Poppe. Thermal measurements and qualification using the transient method. Principles and applications / Poppe András. – The 21st annual IEEE SEMI-THERM Symposium. Fairmont Hotel, San Jose, 13 March 2005
123. Black, J.R. RF Power Transistor Metallisation Failure / J.R. Black // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1970. – V. RD -17. №9. – P. 800-804.
124. Bumai, Yu.A. Measurement and analysis of thermal parameters and efficiency of laser heterostructures and light-emitting diodes / Yu.A. Bumai, A.S. Vaskou, V.K. Kononenko // Metrology and Measurement Systems. – 2010. – Vol. 17. – P. 39-46.
125. Dr. John, W. Fundamentals of Thermal Resistance Measurement / Dr. W. John. – McGraw Hill, 1995. – P. 27-29.
126. EIA/JEDEC STANDARD. Integrated Circuits Thermal Measurement Method-Electrical Test Method (Single Semiconductor Device). EIA/JESD51-1. December 1995. ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION. ENGINEERING DEPARTMENT.
127. Eugene, R. User's Guidebook to Digital Cmos Integrated Circuits / R. Eugene, A. Hnatek. – First Edition. N.Y.: Mc Graw-Hill, 1981. –367
128. Gorecki, K. A new method of the thermal resistance measurements of monolithic switched regulators / K. Gorecki, J. Zarebski // Metrology for a sustainable development, XVIII Imeco world congress, 17-22 Sept. – Rio de Janeiro, Brazil, 2006. – P. 24-31.

130. Gorecki, K. Investigation of the thermometric characteristics of semiconductor devices with p-n junction / K. Gorecki, J. Zarebski // Metrology and measurement systems.- 2001. -№ 4. – P. 397-411.
131. Hajimiri, A. A general theory of phase noise in electrical oscillators / A. Hajimiri, T. Lee. – IEEE J. Solid-State Circuits, Feb. 1998, vol. 33, – P. 179-194.
132. Hajimiri, A. The Design of Low Noise Oscillators / A. Hajimiri, T. Lee. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999.
133. Herzel F. and Razavi B., “A Study of Oscillator Jitter Due to Supply and Substrate Noise” IEEE Trans Circuits and Syst II, Analog Digit Signal Process, 46 (1999) 56.
134. Hsieh Ming-ta. Comparison of LC and Ring VCOs for PLLs in a 90 nm Digital CMOS Process / Hsieh Ming-ta, Sobelman Gerald. – ISOC 2006 Conference, 2006. – P. 19-22.
135. [Electronic resource]. – URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>
136. JESD51 -14. Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction-to-case of Semiconductor Devices with Heat Flow through a Single Path. -2011.
137. Masana, F.N. A straightforward analytical method for extraction of semiconductor device transient thermal parameters / F.N. Masana // Microelectronics Reliability. - 2007. - №47. – P. 2122-2128.
138. McNeill, J. Jitter in ring oscillators / J. McNeill. – IEEE J. Solid-State Circuits, June 1997, vol. 32. – P. 870-879.
139. Mil – Std 883C. Method 1012.1. Thermal Characteristics of Microelectronic Devices. – [Electronic resource]. – URL: scipp.ucsc.edu/groups/fermi/electronics/mil-std-883.pdf
140. Oettinger, F.F., Blackburn, D.L. Thermal Resistance Measurements / F.F. Oettinger, D.L. Blackburn. – NIST. Special Publication 400-86: Series on Semiconductor Measurement Technology. – [Electronic resource]. – URL: www.nist.gov.
141. Package Thermal Characterization Methodologies. – TI, 2003. – [Electronic resource]. – URL: www.ti.com/lit/pdf/szza003
142. Performance of digital integrated circuit technologies at very high temperatures / J.I. Prince // IEEE Trans. – 1980. – Vol. CHM-3, № 4. – P. 124-129.
143. Peters, W.G. Production testing of thermal resistance in power transistors / W.G. Peters, G.L. Kermez. – Quality Assurance. - 1975. V.1, №3. - P. 91-93.

144. Poppe, A. Multi-domain Simulation and Measurement of Power LED-s and Power LED Assemblies / A. Poppe, G. Farkas, V. Szekely. – 22th IEEE SEMI-THERM Symposium. -2006.
145. Quartus II Handbook Version 10.1. – [Electronic resource]. – URL: http://www.altera.com/literature/hb/qts/quartusii_handbook.pdf
146. Tummala, Rao. Microelectronics Packaging Handbook: Technology Drivers / Rao Tummala, Eugene J. Rymaszewski, Alan G. Klopfenstein. – Chapman & Hall, 2012.
147. Rencz M. Structure function evaluation of stacked dies / M. Rencz, V. Szekely. – 20th IEEE SEMI-THERM Symposium. -2004.
148. Sang-Soo, Lee. Electrothermal simulation of integrated circuits/ Lee Sang-Soo, D.J. Allstot. – IEEE Solid state circuit journal. – 1993. Dec. – P. 1283-1293.
149. Schweitzer, D. Transient measurement of the junction-to-case thermal resistance using structure functions: chances and limits / D. Schweitzer, H. Pape, L. Chen. – 24th IEEE SEMI-THERM Symposium. – San Jose, California, USA. – 2008. – P.193-199.
150. Sites J. R. Current Mechanisms and Barrier Height in ITO/Si Heterojunctions / J. R. Sites. – Inst. Phys. Conf. Ser. 43, Chap. 22 (1979).
151. Sofia, J. W. Fundamentals of Thermal Resistance Measurement / J.W. Sofia. – McGraw Hill, 1995, P. 27-29.
152. Szekely, V.A. Identification of RC networks by deconvolution: chances and limits / V.A. Szekely. – IEEE Trans. On circuits and systems-I. Theory and applications. – 1998. – CAS-45, №3. – P. 244-258.
153. Szekely, V. Tran van Bien. Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: a measurement and identification method / V. Szekely. – Solid-State Electronics. – Vol. 31, N 9. – 1988. – P. 1363-1368.
154. Szekely, V. Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: A measurement and identification method / V. Szekely, T. V. Bien. – Solid State Electron. – 1988. – Vol. 31, N 9.
155. Thermo Scientific, IRT-7000. – [Electronic resource]. – URL: <http://www.jascoinc.com/spectroscopy/irt-7000-microscope>.
156. T3Ster®. - Dynamic Thermal Characterization. – [Electronic resource]. – URL: <http://www.mentor.com/products/mechanical/products/t3ster>.
157. Walshak, Lowis G. Thermal resistance measurement by IR scanning / Lowis G. Walshak, Pool Walter. – Microwave Journal 1977. – Vol. 20, №2. – P. 62-65.

Результаты измерения и анализа ПТХ ЦИС различных типов

На рисунках А.1-А.6 приведены результаты измерения и анализа ПТХ ЦИС различных типов и соответствующие им тепловые схемы.

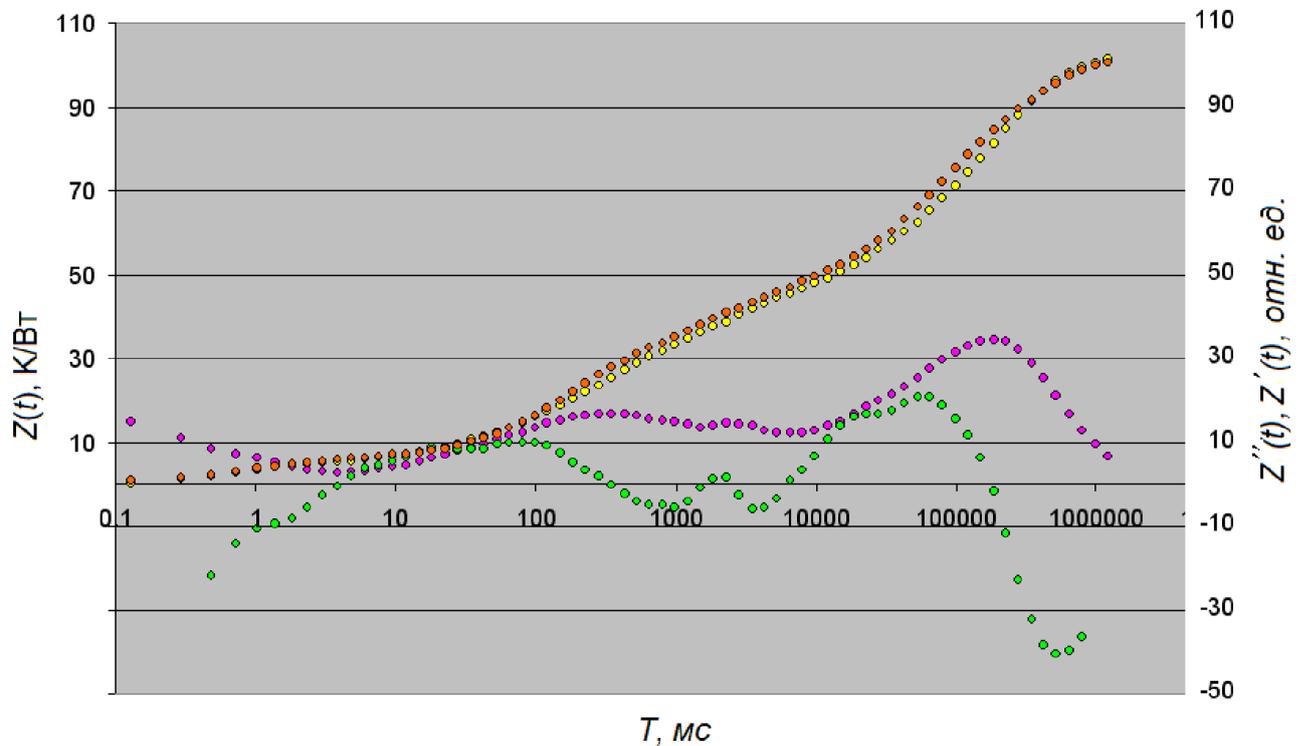


Рис. А.1 Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа CD4093 №17

Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа CD4093 имеет вид:

$$Z(t) = 5,4 \cdot (1 - \exp(-t/1,01)) + 20 \cdot (1 - \exp(-t/150)) + 12 \cdot (1 - \exp(-t/990)) + 8,1 \cdot (1 - \exp(-t/4300)) + 30,2 \cdot (1 - \exp(-t/65000)) + 25,8 \cdot (1 - \exp(-t/349000)),$$

а соответствующая ей тепловая схема показана на рис. А.2.

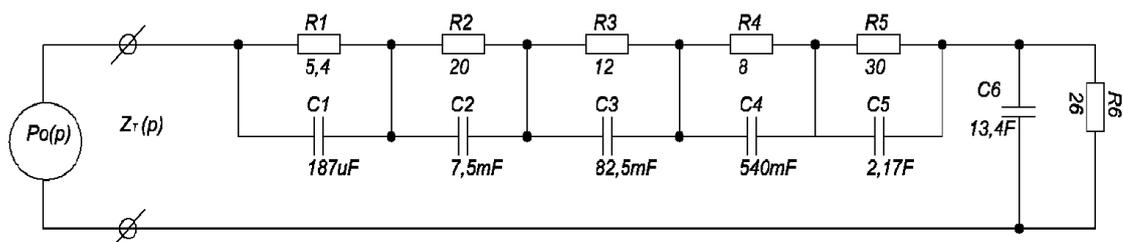


Рис.А.2. Шестизвенная тепловая схема ЦИС типа CD4093 №17

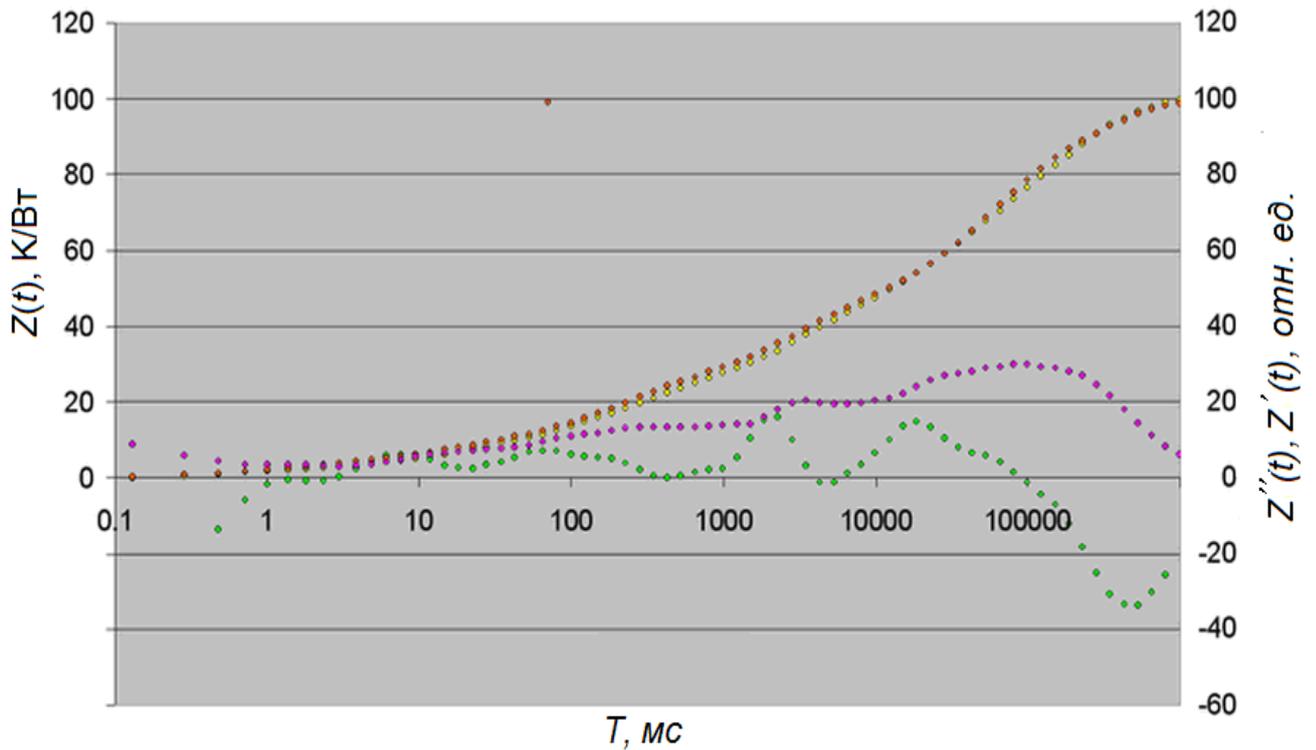


Рис. А.3 Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа 561ЛА7 №8

Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа 561ЛА7 имеет вид:

$$Z(t) = 2,76 \cdot (1 - \exp(-t/1,01)) + 4,86 \cdot (1 - \exp(-t/12,8)) + 14,78 \cdot (1 - \exp(-t/185)) + \\ + 19,26 \cdot (1 - \exp(-t/2600)) + 34,75 \cdot (1 - \exp(-t/49200)) + 23,05 \cdot (1 - \exp(-t/283000)),$$

а соответствующая ей тепловая схема показана на рис. А.4.

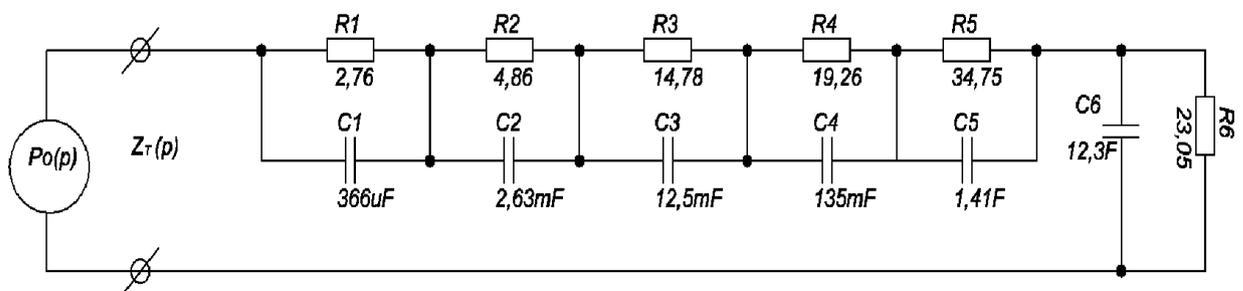


Рис. А.4. Шестизвенная тепловая схема ЦИС типа 561ЛА7

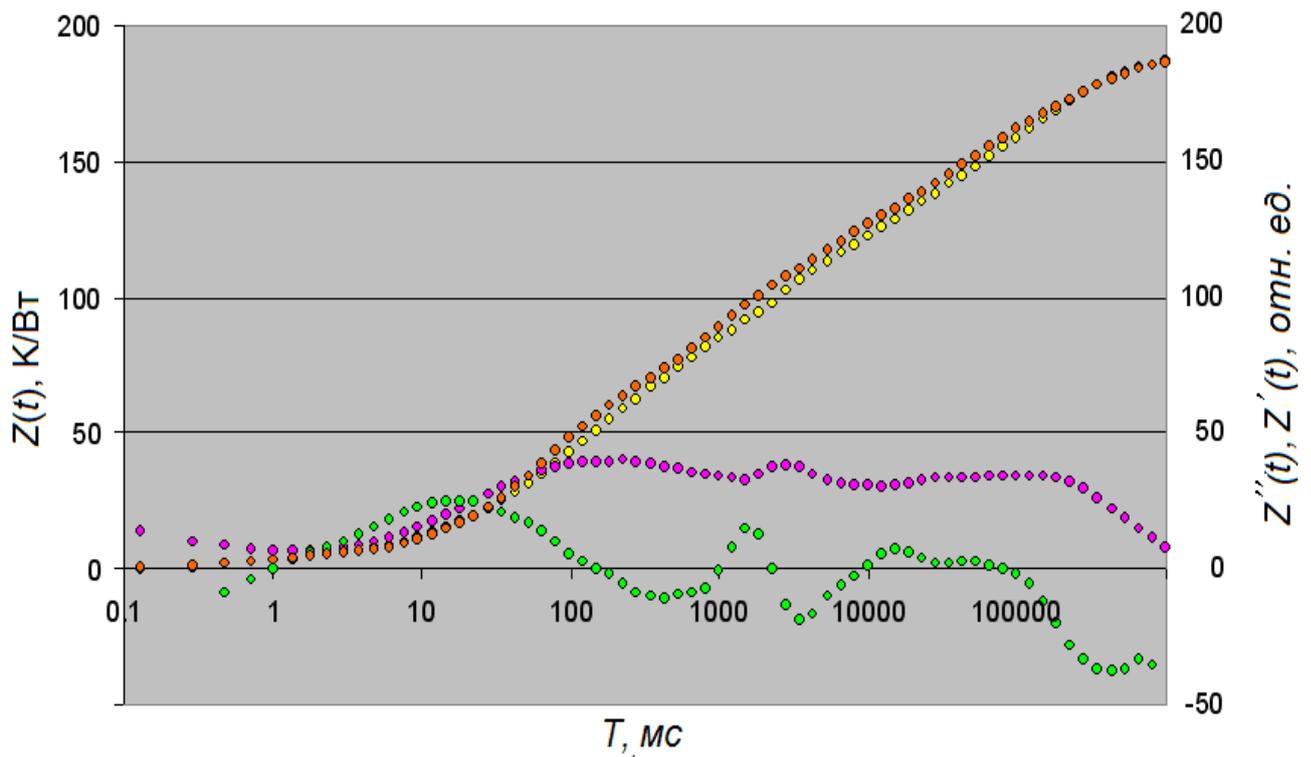


Рис. А.5. Расчет ПТХ КМОП ЦИС типа 561ЛЕ5 №10

Аппроксимирующая функция для экспериментальной ПТХ ЦИС типа 561ЛЕ5 имеет вид:

$$Z(t) = 3,47 \cdot (1 - \exp(-t/0,6)) + 47,2 \cdot (1 - \exp(-t/61)) + 34,1 \cdot (1 - \exp(-t/578)) + 13,2 \cdot (1 - \exp(-t/1860)) + 24,6 \cdot (1 - \exp(-t/5313)) + 32,5 \cdot (1 - \exp(-t/41200)) + 32 \cdot (1 - \exp(-t/282800)),$$

а соответствующая ей тепловая схема показана на рис. А.6.

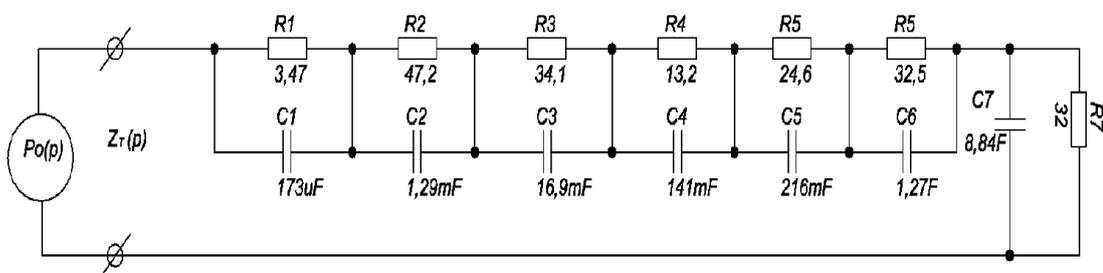


Рис. А.6. Семизвенная тепловая схема ЦИС типа 561ЛЕ5