Некоммерческое акционерное общество

АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ

Кафедра «Электроника»

КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Конспект лекций для студентов специальности
5В071600 − Приборостроение

Алматы 2016

СОСТАВИТЕЛИ: Б.С. Байкенов, З.В. Абдулина. Компьютерные технологии в приборостроении. Конспект лекций для студентов специальности 5В071600 – Приборостроение. – Алматы: АУЭС, 2016.– 70 с.

Конспект лекций предназначен для самостоятельного изучения курса «Компьютерные технологии в приборостроении». В конспекте рассмотрены основные задачи САПР: этапы проектирования приборов и систем, правила и принципы построения приборов с заданными показателями качества, схемотехника основных элементов, расчет механических и температурных характеристик приборов при выборе амортизаторов и радиаторов, соответственно. Моделирование электронных схем, печатных плат и корпусов реализовано в средах Proteus, Sketch Up.

Конспект лекций предназначен для студентов специальности 5В071600 – Приборостроение.

Ил.-60, табл.-1, библиогр.-8

Рецензент: доцент Гали К.О.

Печатается по плану издания некоммерческого акционерного общества «Алматинский университет энергетики и связи» на 2016 г.

©НАО «Алматинский университет энергетики и связи», 2016 г.

Введение

Системы автоматического проектирования появились в 70-х годах прошлого столетия почти одновременно с внедрением ЭВМ для решения различных производственных задач. Появление персональных компьютеров предоставило возможность создания автоматизированных рабочих мест операторов, диспетчеров, проектировщиков и т.д. путем широкого применения прикладных программ, позволяющие существенно сократить временные и интеллектуальные затраты.

Современные компьютерные технологии позволяют осуществить имитационное моделирование приборов или систем, упростить настройку и наладку. При изучении курса студенты ознакомятся на практических и лабораторных занятиях с программными средами Proteus и Sketch Up, предназначенными для моделирования электронных схем, печатных плат и корпусов.

В конспекте лекций рассмотрены этапы проектирования, правила и принципы построения приборов с заданными показателями качества, схемотехника основных элементов, расчеты механической прочности и термостабильности параметров приборов и систем.

1 Лекция №1. Системный подход к проектированию приборов

Цель лекции: ознакомление с основными этапами проектирования и конструирования приборов и систем, общими принципами создания деталей и сборки приборов, классификацией и структурами цифровых измерительных приборов и измерительно-информационной систем.

1.1 Основные этапы создания изделий приборостроения

Номенклатура современных приборов составляет несколько тысяч наименований, а номенклатура выпускаемых промышленностью функциональных устройств и элементов, используемых в приборостроении, - несколько десятков тысяч.

Этапы проектно-конструкторской работы и стадии разработки приборов выполняются в последовательности, приведенной на рисунке 1.1.

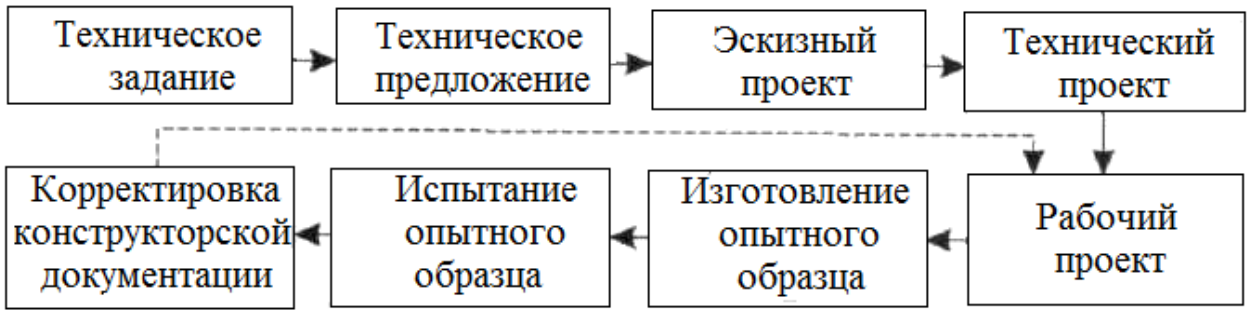


Рисунок 1.1 - Этапы проектирования приборов и систем

Рассмотрим кратко содержание этапов и совокупность разрабатываемой конструкторской документации (КД) применительно к изделиям приборостроения.

Техническое задание (ТЗ) - документ, с которого начинается разработка любого прибора (Пр), устанавливающий его основное назначение, область применения, технические и технико-экономические показатели качества, состав, условия и режимы эксплуатации, этапы и сроки выполнения работ.

Техническое предложение - совокупность КД, разрабатываемой в целях выявления возможных вариантов технических решений и уточнения ТЗ, которая содержит технические и технико-экономические обоснования целесообразности разработки документации Пр; сравнительную оценку решений, а также тенденций и перспектив их развития; результаты проверки патентной чистоты и конкурентоспособности; предварительную оценку технологичности вариантов конструкции, соответствия их требованиям стандартизации, унификации, техники безопасности и т.п.

Эскизный проект - совокупность КД, разрабатываемой в целях получения принципиальных конструктивных решений выбранного варианта Пр. Он дает общее представление о принципе работы и устройстве прибора, его основных характеристиках.

Технический проект - совокупность КД, которая содержит окончательное техническое решение, дающее полное представление о конструкции прибора. На этом этапе производится более подробная разработка конструкции всего прибора и его составных частей; разрабатываются принципиальные схемы, схемы соединений; принимаются решения о выборе средств контроля, монтаже, хранении и транспортировке прибора.

Рабочий проект - полный комплект КД *для изготовления и эксплуатации прибора*. На этом этапе составляют техническое описание и инструкцию по эксплуатации прибора, его формуляр и технический паспорт (в нем содержатся сведения о характеристиках прибора, результаты его испытания, состав комплекта, гарантии и т.п.).

Следует заметить, что не все этапы обязательны для выполнения, например, может быть исключен эскизный проект, объединены технический и рабочий проекты.

Качество прибора и его подсистем определяется совокупностью простых и сложных свойств: точностью, надежностью, технологичностью и т.д. В процессе проектирования, на стадии анализа технического решения производится проверка соответствия расчетных показателей качества требованиям технического задания. Повысить качество прибора можно технологическим, проектно-конструкторским и компенсационным методами.

Технологический метод проектирования основан на том, что в новой модификации прибора:

– используются обычные материалы, но с более высокими показателями качества по сравнению с прототипом либо используются новые

нетрадиционные материалы, обладающие существенными преимуществами (например, для изготовления авиационных и космических приборов используются бериллий, карбид кремния, ниобий и др.);

– применяются более высококачественные элементы: приемники, источники, шарикоподшипники, датчики, преобразователи и т.п., существенно повышающие характеристики приборов по сравнению с теми, где используются обычные элементы прежнего поколения; назначаются более жесткие допуски на размеры, форму и положение деталей.

1.1.1 Общие принципы создания деталей и сборки приборов.

Под общими принципами понимают рекомендации по решению тех или иных проектно-конструкторских и технологических задач для соблюдения требований, предъявляемых как ко всем изделиям (например, их унификации, утилизации), так и к решению ряда задач, определяемых видом изделий (например, их структуры, весовых характеристик, габаритов, компоновки и т.п.).

Принципами проектирования являются такие правила и проектные решения, которые позволяют достичь основных показателей качества изделий.

Для всех приборов основными показателями *качества* являются показатели *назначения, надежности и технологичности.*

Качеством прибора называется совокупность свойств прибора, обусловливающих его пригодность удовлетворять определенные потребности в соответствии с его назначением. Для объективной оценки качества прибора его свойства характеризуют количественно - показателями качества.

Показатели качества классифицируются по следующим основным группам.

Показатели назначения характеризуют назначение, область применения, производительность, точность, разрешающую способность, дальность действия, габаритные размеры, массу и т.п. Для приборов существуют как общие показатели назначения (показатели точности функционирования, качества изображения), так и частные (мощность излучения лазерных приборов и т.д.).

Показатели надежности характеризуют *безотказность, долговечность, ремонтопригодность и сохраняемость.*

Показатели технологичности характеризуют степень соответствия прибора и его элементов оптимальным условиям современного производства. Важнейшими технологическими показателями качества прибора являются, например, коэффициент использования материалов, коэффициент сборности, удельная трудоемкость.

Эргономические показатели характеризуют степень приспособленности прибора к взаимодействию с человеком с позиции *удобства работы, гигиены, безопасности труда.*

Эстетические показатели характеризуют внешний вид прибора, его соответствие современному стилю, гармоничность сочетания отдельных элементов прибора друг с другом, соответствие формы прибора его назначению, качество отделки поверхностей и упаковки.

Показатели стандартизации и унификации характеризуют степень использования в проектируемом приборе стандартизованных и унифицированных узлов и деталей. Чем больше таких элементов, тем меньше затраты на производство.

Патентно-правовые показатели характеризуют степень новизны технических решений в приборе и определяются патентоспособностью и патентной чистотой. Патентоспособным является решение, которое может быть признано изобретением в одной или нескольких странах. Патентной чистотой обладают решения, не попадающие под действие (не нарушающие прав) других патентообладателей.

Экономические показатели характеризуют уровень затрат на производство и эксплуатацию. Среди них выделяют *полную себестоимость и оптовую цену* прибора.

Показатели безопасности характеризуют степень защищенности людей и животных от опасного воздействия приборов (защита от электрического удара, электромагнитных полей, теплового воздействия, радиации, шума, вибраций и т.д.), а также и самих приборов от климатических, механических, биологических и других воздействий на них.

Экологические показатели характеризуют степень вредного влияния на окружающую среду и ее загрязнение при изготовлении, эксплуатации и утилизации приборов.

1.2 Классификация ЦИП

Цифровыми называются такие измерительные устройства, в которых измеряемая величина автоматически (в результате квантования, сравнения, цифрового кодирования и соответствующих вычислений) представляется кодовым сигналом, выражающим значение измеряемой величины. Цифровые измерительные устройства разделяются на цифровые измерительные приборы (ЦИП) и измерительные преобразователи аналог - код (АЦП).

Измерительные преобразователи аналог – код (АЦП) – являются основной частью цифровых измерительных приборов и выдают результат измерения обычно в виде электрического кодового сигнала.

Характерной особенностью цифровых приборов и измерительных преобразователей аналог - код – является дискретность выдачи результата измерения во времени, т.к. для определения числового значения измеряемой величины необходима затрата определенного времени. Каждый ЦИП выдает результат измерения N_x дискретно во времени, обычно периодически. При наличии средств памяти ЦИП измеряет зависимость X от времени. $x_N(t) = N_x q_x(kT_д)$. Ввиду высокого быстродействия ЦИП полное использование его

возможностей реализуется либо при работе в системе с другими устройствами, либо при наличии достаточной по объему памяти. Например, при быстродействии ЦИП в 10 мкс память в 16 Кбайт будет заполнена за 0,16 с.

Основные достоинства цифровых измерительных устройств:

– быстродействие (до сотен миллионов измерений в секунду);

– высокая точность, превышающая при наличии автоматической обработки результатов измерений точность цифровых приборов ручного уравновешивания;

– наличие выхода в виде кодового сигнала, удобного для цифровой обработки, а также для запоминания и передачи на расстояние без погрешностей;

– возможность автоматической калибровки и автоматического введения поправки с целью уменьшения систематических погрешностей;

– возможность осреднения результатов измерения для уменьшения случайных погрешностей;

– автоматизации косвенных и совокупных измерений.

В метрологии разработаны методы устранения систематических погрешностей поверкой, а случайных - осреднением результатов многократных измерений.

В ЦИП предусматривается автоматическая периодическая поверка и калибровка прибора *по образцовой величине* для исключения *систематических погрешностей.*

Если систематическая погрешность в приборе устранена, то при многократных измерениях величины с последующим определением среднего ее значения, среднеквадратическое отклонение $\sigma_р$ уменьшается, т. е.

$$\sigma_P = \sqrt{\sigma_X^2 / n} = \sqrt{\sigma_X^2 /(T_{ИЗМ} / T_Ц)} = \sqrt{\sigma_X^2 T_Ц / T_{ИЗМ}} \ , \qquad (1.1)$$

где $\sigma_х$ - среднеквадратическое отклонение погрешности отдельного измерения;

n - количество измерений;

$T_{изм}$ - общее время измерения;

$T_ц$ - время одного измерения.

Следовательно, при условии осреднения результатов отдельных измерений при $T_{изм}$ = const наиболее точным будет прибор с минимальным значением $(\sigma_х)^2$, т. е. при сочетании малого среднеквадратического отклонения случайной составляющей погрешности и высокого быстродействия (малого времени одного измерения $T_ц$). Результат измерения суммируется счетчиками импульсов и после деления на n равен

$$N_X = 1/n \sum_{i=1}^{i=n} N_i \qquad (1.2)$$

т.е. среднему значению.

Осреднение результата измерения суммированием является одним из непременных условий получения высокой точности во многих цифровых измерительных устройствах. Результат измерения автоматически осредняется в цифровых частотомерах и фазометрах, в цифровых приборах для инфранизких частот и во многих других.

Основные недостатки цифровых измерительных устройств:

– необходимость высокой линейности предвключенных измерительных преобразователей. Наличие нелинейности в преобразовании X в цифровом приборе вызывает погрешность, равную нелинейности;

– более высокая подверженность действию помех, поскольку многие цифровые приборы измеряют мгновенно ординаты измеряемой величины. Это вынуждает принимать специальные меры для повышения помехозащищенности ЦИП, а в ГОСТ 14014-82 нормируется коэффициент подавления помех в ЦИП.

1.3 Цифровые измерительные системы

Обработка результатов измерения выполняется контроллерами. Оператор полностью освобождается от выполнения командных функций, контролируя только технологический процесс.

Современные технологии позволили создать интеллектуальные датчики на базе микроконтроллеров, способные оцифровывать измеряемую величину, обрабатывать, сравнивать с допуском и передавать информацию в виде кода ведущему (Master) контроллеру.

Контроллер посылает по каналу связи кодовый адрес датчика и сигнал запроса. В результате датчик отсылает снятую информацию в виде последовательного кода обратно контроллеру.

Информационно-управляющей системой (SCADA-системы) называется программно-управляемая совокупность измерительных, вычислительных и вспомогательных устройств, предназначенная для контроля и управления сложными, удаленными объектами.

2 Лекция №2. Объектно-ориентированное проектирование сенсорных систем

Цель лекции: изучение интеллектуальных сенсорных систем, конфигурации, технических требований и характеристик интерфейсных интегральных схем, влияние паразитных эффектов и методов их устранения.

2.1 Интерфейсные интегральные схемы

Вместе с перспективой развития электроники появилась новая ветвь электроники, связанная с пограничными физическими, химическими и биологическими явлениями относительно электронных процессов. Возникшие

в качестве самостоятельных отдельных направлений, такие, как оптоэлектроника, магнитоэлектроника, акустоэлектроника, криоэлектроника, хемотроника, биоэлектроника, вскоре обнаружили некоторую общность, которая состояла в том, что для любого направления существенно необходим пограничный элемент, преобразующий сигналы одной из физических, химической или биологической областей в электронную. Такой элемент стали называть сенсором или первичным чувствительным элементом (ПЧЭ), новое направление развития электроники получило название «сенсорика».

В интеллектуальных сенсорных системах функции сенсоров и их интерфейсов объединены в общей системе, включающей первичное преобразование параметра среды, формирование электронного сигнала, аналогово-цифровое преобразование, сопряжение с шиной и обработку данных. В эту совокупность могут включаться также функции более высокого иерархического уровня, например, самотестирование, автокалибровка, оценка и идентификация данных. Во многих физических и химических сенсорах *ширина полосы пропускания информации* достаточно узкая, намного уже, чем полоса пропускания электронного узла системы. Это дает возможность проектировщику при реализации сложных измерений применить одну электронную систему поддержки нескольких чувствительных элементов. Кроме того, можно использовать избыточность соотношения время/полоса пропускания электронного узла с целью повышения точности, надежности, длительной стабильности системы или уменьшения потребляемой мощности. Применение передовых технологий измерения, например, *вложенного прерывания, динамического согласования элементов и автокалибровки*, позволяет решить традиционные проблемы электронных схем, в частности, смещение, шум 1/f, интерференционные наводки и длительный дрейф.

Система состоит из ряда мультиплексированных чувствительных элементов, специфических для сенсора внешних интерфейсов, модуляторов или преобразователей, а также микроконтроллера или цифрового сигнального процессора (ЦСП). Подобные системы хорошо укладываются в стандартные сборки в соответствии с нормами IEEE 1451.

Многие чувствительные элементы имеют характерную проблему – *перекрестную чувствительность*: кроме чувствительности к измеряемому параметру, они обладают нежелательной чувствительностью к другим физическим величинам.

Более того, помимо требуемого электрического выходного сигнала, они проявляют паразитные электрические эффекты. Рассмотрен вопрос, каким образом можно обеспечить селективное обнаружение измеряемой величины с высокой невосприимчивостью в отношении паразитных эффектов, мешающих сигналов и дрейфа параметров. Представлена сборка, в которой аналоговые сенсорные сигналы преобразуются в аналоговые сигналы временной области с использованием модулированных по времени генераторов. Аналогово-цифровое преобразование сигнала временной области можно реализовать в микроконтроллере или ЦСП.

Для демонстрации возможных решений по разработке электронного узла системы рассматриваются два случая: универсальный сенсорный интерфейс и динамический процессор напряжения.

Характеристики системы в значительной степени можно улучшить, а затраты сократить за счет объединения и переоценки функций сенсоров, исполнительных механизмов, аналоговых интерфейсных схем и цифровых процессоров в рамках одной конструкции. Там, где это позволяет технология, систему можно реализовать на общей подложке или однокристальной ИС.

При проектировании сенсорной системы традиционные подходы «сверху–вниз» (декомпозиция) и «снизу–вверх» (композиция) имеют серьезные ограничения, которые обусловлены междисциплинарным и относительно открытым характером сенсорных подсистем. Как следствие, традиционные методы проектирования часто требуют слишком много итерационных шагов, увеличивается продолжительность конструирования, да и сама конструкция не получается достаточно гибкой.

На рисунке 2.1 приведена возможная конфигурация аппаратного обеспечения, составленная на основе такого подхода для сенсорной системы, в которой применяются микроконтроллеры, персональные компьютеры, а также сенсорные интерфейсы.

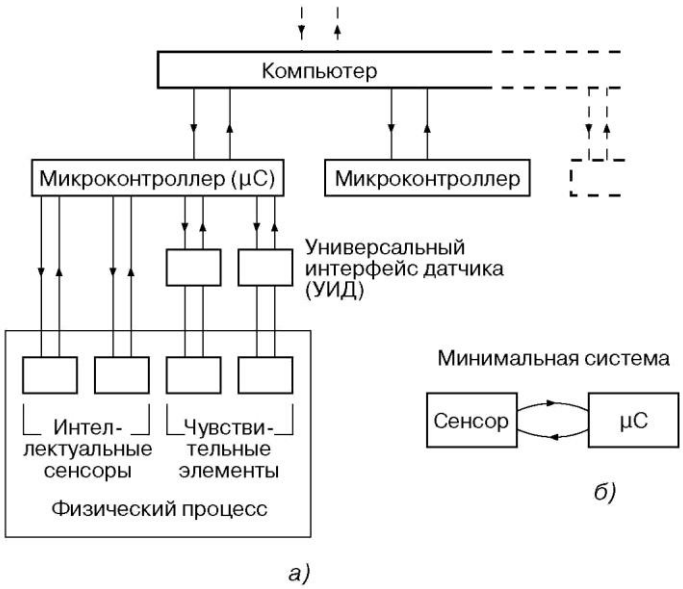


Рисунок 2.1 - Возможная конфигурация интеллектуальной сенсорной системы

Наличие памяти в микроконтроллере дает возможность аккумулировать данные, полученные от нескольких сенсоров, в течение длительного периода времени. Это обеспечивает реализацию нескольких важных функций системы, например, автокалибровку, самотестирование, компенсацию и фильтрацию нежелательных сигналов и эффектов.

Аналогово-цифровое преобразование можно осуществить в микроконтроллере, который в состоянии выполнить эту задачу даже без применения встроенного АЦП при преобразовании сенсорного сигнала во

временную область с использованием периодического модулятора в интерфейсе преобразователя.

Интерфейс датчика оснащен электронными средствами внешней связи для сенсоров разных типов. Иногда, но не всегда, можно объединить функции чувствительных элементов и их интерфейсов и реализовать их на одном кристалле ИС, создав, тем самым, «интеллектуальный сенсор». В любом случае электрические параметры электронных средств внешней связи должны точно соответствовать характеристикам чувствительных элементов, принимая во внимание специфические свойства и различные реальные условия. При разработке объектно-ориентированное проектирование будет способствовать ускорению процесса конструирования и позволит сэкономить средства. Для достижения этой цели важно понять основные свойства и проблемы наиболее распространенных типов чувствительных элементов и сенсорных систем. В следующем разделе будет приведено описание подхода для проектирования сенсорных систем высокой точности в широком динамическом диапазоне, когда необходимо уменьшить влияние паразитных элементов.

2.2 Чувствительные элементы и сопровождающие паразитные эффекты

Для упрощения и понимания задачи рассмотрим сенсорные системы с относительно узкой физической полосой пропускания (менее 10 кГц). Даже при таком ограничении возникает множество проблем, связанных со сложностью физических и электрических эффектов и желанием добиться высокой избирательности и точности измеряемых параметров специфических величин при наличии большого числа паразитных воздействий и возмущающих сигналов.

2.2.1 Совместимость компоновки.

Почти для всех типов чувствительных элементов компоновка является основной проблемой проектирования: с одной стороны, для осуществления своих базовых функций контакт между чувствительным элементом и физической или химической средой должен быть максимально хорошим, с другой стороны, близкий контакт может послужить причиной его деградации или разрушения. Поэтому чувствительный элемент следует корпусировать таким образом, чтобы он мог функционировать при различных условиях внешних воздействий: механические удары, высокие температуры, коррозионные среды. В интеллектуальных сенсорных системах необходимо защищать не только чувствительный элемент, но и остальные их элементы, что может существенно усложнить проблему корпусирования.

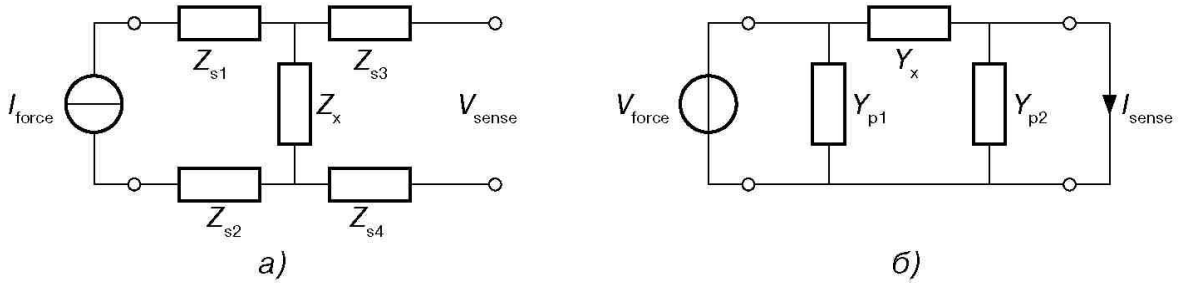
По этой причине в качестве первых интеллектуальных сенсоров на рынке появились именно те, в которых наиболее легким способом удалось решить эту проблему. К ним, в частности, относятся сенсоры температуры и ускорения. Например, в интеллектуальных сенсорах температуры

интегральную схему можно поместить в герметично закрытый металлический корпус, поэтому температура внутри и вне корпуса будет одинаковой.

Намного труднее разработать подходящую технологию корпусирования для химических сенсоров. Преобразование *химических параметров* в электрические (R,L,C) позволяет снизить остроту этой проблемы.

2.2.2 Влияние импеданса кабеля и проводника.

Следует предпринять меры, чтобы избежать влияния импеданса (полного сопротивления z) соединительных проводов и кабелей на результаты измерения. Этого можно добиться за счет проведения так называемых двухполюсных измерений. На рисунке 2.2,а приведена хорошо известная двухполюсная схема, которая применяется для измерения низкоомного сенсорного импеданса Z_x. В этом случае последовательные импедансы $Z_{s1}…Z_{s4}$ соединительных кабелей не оказывают влияния на измеряемое напряжение V_{sense}. В случае реализации этой технологии измерения необходимо, чтобы интерфейсная ИС обеспечивала ток возбуждения и измеряла напряжение до Z_x, используя соответственно высокоимпедансный источник тока и высокоимпедансный входной усилитель. На рисунке 2.2,б показан второй случай, который применяется для измерения высокоомной полной проводимости Y_x сенсора с напряжением возбуждения V_{force} и током короткого замыкания I_{force}. через Y_x.



а -сенсор с низким значением Z_x; б - сенсор с низким значением Y_x.

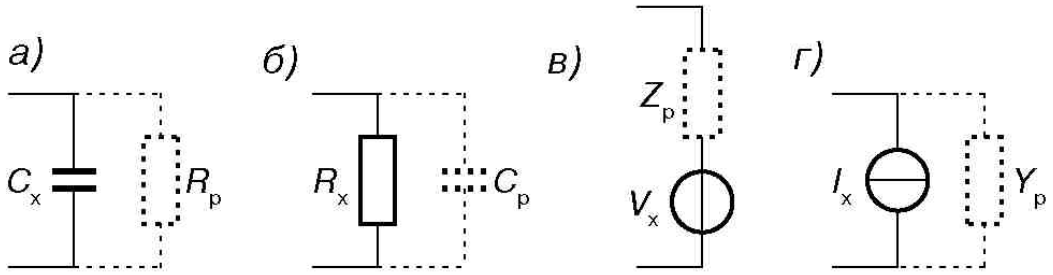
Рисунок 2.2 – Два случая двухполюсного измерения:

Шунтирующие импедансы Y_{p1} и Y_{p2} соединительных кабелей не оказывают влияния на результаты измерений. Такая технология измерения позволяет определять малые емкости сенсоров C_x, даже в тех случаях, когда соединительные кабели имеют паразитные емкости C_{p1} и C_{p2}, по величине превышающие C_x. Для реализации этой технологии измерения необходима интерфейсная ИС для создания напряжения возбуждения и измерения тока через Y_x с использованием низкоимпедансного источника напряжения и низкоимпедансного входного усилителя, соответственно.

2.2.3 Паразитные и взаимные эффекты в чувствительных элементах.

Существует большая группа простых чувствительных элементов, электрические свойства которых могут быть охарактеризованы посредством

единичного компонента электрической цепи, а значение параметра этого компонента определяется измеряемым физическим сигналом. Обычно для чувствительных элементов существенна проблема взаимных эффектов: они обладают нежелательной чувствительностью к другим физическим воздействиям, например, температуры, механической вибрации и др.



а–г - простые элементы.

Рисунок 2.3 - Эквивалентные схемы ЧЭ и их паразитные электрические компоненты

В случае наличия взаимных воздействий измеряемая величина и нежелательные физические эффекты оказывают влияние на один и тот же электрический выходной параметр S_x. Кроме того, чувствительные элементы также обладают паразитными электрическими эффектами физической, химической или электрической природы, которые можно смоделировать посредством дополнительного паразитного электрического компонента Sp. Например, ток утечки в емкостном сенсоре влажности служит причиной появления паразитного сопротивления R_p, шунтирующего емкость сенсора C_x (рисунок 2.3,а). Более того, его величина имеет долговременный дрейф и зависит от температуры. Поэтому при проектировании электронной схемы измерения емкости C_x следует учитывать самые неблагоприятные условия для резистора R_p.

Одна из нижеприведенных мер поможет решить эту проблему:

– использование сигнала возбуждения большей частоты приведет к снижению относительного влияния R_p.

Ограничение по полосе пропускания сужает спектр возможностей применения этого метода;

– использования синусоидального сигнала возбуждения амплитудно-фазовым анализатором возможно отдельно измерять величины C_x и R_p.

Применение синусоидальных сигналов повышает уровень сложности и энергопотребления системы;

– в случае прямоугольных сигналов можно осуществить последовательность измерений при различных частотах тока возбуждения.

Алгоритмическая обработка результатов измерения позволит существенно уменьшить эффект шунтирующего сопротивления. Этот метод требует затрат времени, хотя и реализуется посредством простой электронной схемы;

– максимально быстрая разрядка заряженной емкости позволит сократить потери заряда и тем самым снизить относительный эффект шунтирующего сопротивления.

При соединении резистивного сенсора с помощью длинного кабельного провода с электронным сигнальным процессором емкость кабеля может привести к появлению шунтирующей емкости C_p (рисунок 2.3,б). По аналогии с предыдущим случаем, проблему можно решить за счет одного из нижеприведенных измерительных приемов:

– использование сигнала возбуждения пониженной частоты приведет к снижению относительного воздействия C_p. Однако для уменьшения эффекта низкочастотного шума и помех желательно увеличить эту частоту;

– в случае применения синусоидального сигнала возбуждения амплитудно-фазовым анализатором возможно отдельно измерять величины C_p и R_x. Но тогда значительно повышается уровень сложности и энергопотребление системы.

Генерирующие напряжение сенсоры, например, термопара или сенсор pH, имеют высокое или даже очень высокое внутреннее сопротивление (рисунок 2.3,в). В этом случае необходимо проявлять особое внимание для минимизации эффекта утечки и входных токов электронного сигнального процессора. По аналогии для генерирующих ток сенсоров, например, фотодетекторов (рисунок 2.3,г), входное напряжение и входной импеданс процессора необходимо поддерживать на минимально возможном уровне, чтобы уменьшить эффект паразитного шунтирующего сопротивления.

К задачам проектировщика интеллектуальной сенсорной системы можно отнести:

– уменьшение до минимума сложности и размеров сборки;

– сокращение энергопотребления;

– снижение стоимости системы.

Импедансные сенсоры можно использовать для измерения различных характеристик, в частности, влажности и содержания воды в материале, уровня и проводимости воды, концентрации ионов и др.

2.3 Сигналы возбуждения для чувствительных элементов

В случае пассивных сенсоров интерфейсная схема генерирует сигналы возбуждения. Это дает возможность проектировщику интерфейса выбрать наиболее подходящий тип и величину сигнала возбуждения для упрощения и повышения точности системы, а также минимизации рассеиваемой мощности.

Форма волны: у проектировщика существует выбор, например, между сигналами постоянного тока, прямоугольной, треугольной, синусоидальной или импульсной формы.

В общем случае, каждый из этих сигналов имеет свои преимущества и недостатки: сигналы постоянного тока простые по форме, но сопровождаются мощными помехами, с которыми они должны быть разделены.

Перечень помех включает: напряжение смещения усилителя, смещение дрейфа, низкочастотный (1/f) шум, помехи в питающей линии, паразитные напряжения и др.

Основной недостаток сигналов постоянного тока – возникновение электролитических эффектов. По этой причине сигналы постоянного тока часто не используются.

Преимущество прямоугольных сигналов: их генерация осуществляется с помощью очень простых цифровых схем (управляемый переключатель), которые практически не потребляют энергии.

Преимущество синусоидальных сигналов, при использовании правильно спроектированных фильтров, состоит в достижении превосходного соотношения сигнал/шум. Однако по сравнению с прямоугольными сигналами их обработка требует применения схем со значительно большей рассеиваемой мощностью и значительной степенью сложности.

Импульсные сигналы достаточно хорошо подходят для формирования селективности специфических многовходовых сигналов. При использовании соответствующим образом спроектированных временных окон требуемый сигнал можно легко выделить из отраженных сигналов, следующих по более длинному пути распространения.

Величина: с точки зрения соотношения сигнал/шум, возбуждение должно производиться максимально большим по амплитуде сигналом. С другой стороны, нелинейность чувствительных элементов ограничивает оптимальную величину возбуждения.

Кроме того, необходимо предпринять меры по устранению нежелательного электрофизического взаимодействия. Например, электрическое возбуждение резистивного сенсора температуры приводит к самонагреву, что может вызвать возникновение ошибки измерения. В электропроводящих сенсорах возбуждение может вызвать электролиз. Поэтому напряжение возбуждения должно быть меньше потенциала, вызывающего коррозию.

3 Лекция №3. Интерфейсная электроника и техника измерений

Цель лекции: изучение структурной схемы и принципа действия универсального, сетевого интерфейсного преобразователя с различными чувствительными элементами,

3.1 Универсальный интерфейс преобразователя

На рисунке 3.1 рассматривается интерфейсная ИС – универсальный интерфейс преобразователя (УИП), в котором реализовано большинство рассмотренных в данном разделе технологий измерения.

Такая ИС содержит несколько интерфейсных устройств, которые были оптимизированы для часто используемых чувствительных элементов. На рисунке 3.2 приведена структурная схема УИП□системы.

Несколько чувствительных элементов, эталонный элемент и в виде опции элемент смещения подключены к входному терминалу ИС УИП. Селектор (мультиплексор) последовательно присоединяет каждый из этих элементов к соответствующему интерфейсу. Необходимы, по крайней мере, три фазы для реализации технологии автокалибровки. Специфический для соответствующего режима интерфейс подсоединяется к модулятору, который включает релаксационный генератор, создающий выходной сигнал прямоугольной формы, с длиной периода, пропорциональной значению амплитуды сигнала выбранного чувствительного элемента. Сигнал имеет пониженную частоту для облегчения регистрации длины периода в микроконтроллере и уменьшения влияния соединительных проводов и (опционально) ключей между интерфейсной ИС и микроконтроллером.

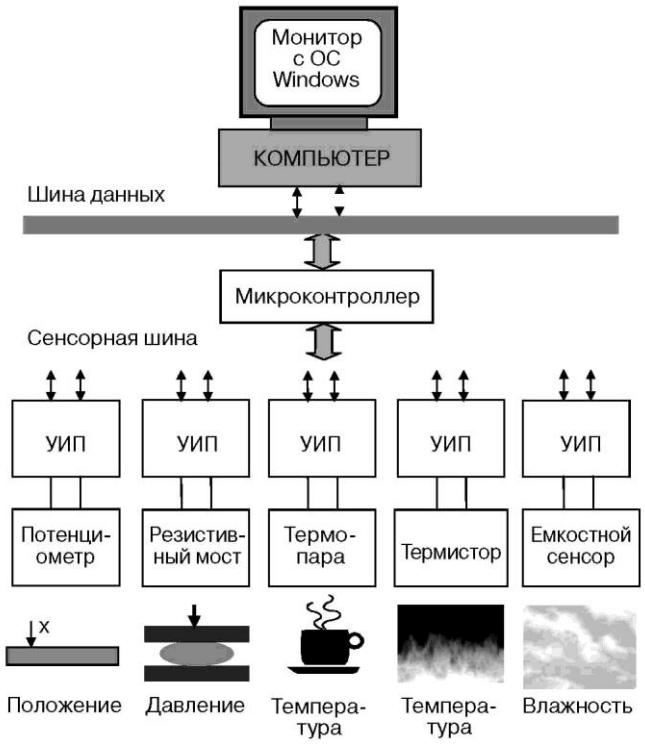


Рисунок 3.1 - Система на основе УИП

Такой режим реализуется с помощью N□счетчика, который также запускает фазовый счетчик для выбора следующей фазы измерения. Поэтому каждая фаза измерения состоит из N периодов. Во время измерения фазы смещения (интервал времени $T_{см}$ на рисунке 3.3) частота выходного сигнала УИП увеличивается в два раза.

Это позволяет микроконтроллеру выявить период смещения для последующей его синхронизации с фазовым счетчиком. Как следствие, число

периодов в ходе измерения равняется числу фаз плюс один. После трех, четырех или пяти фаз (интервалов времени) осуществляется полный цикл измерения (рисунок 3.3).

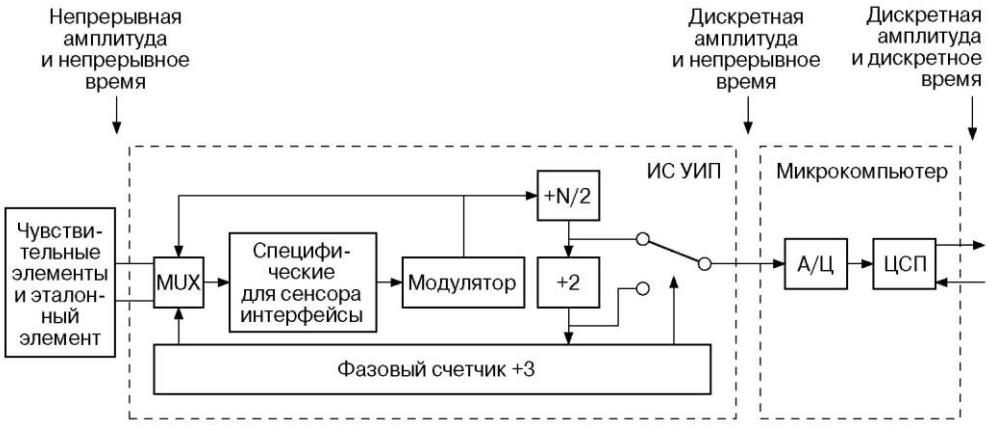


Рисунок 3.2 - Структурная схема УИП-системы

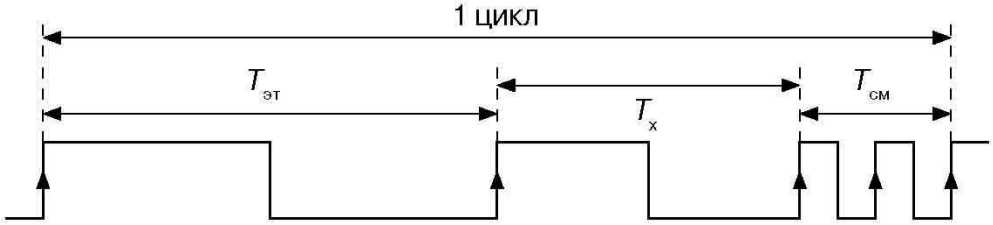


Рисунок 3.3 - Выходной сигнал интерфейса УИП для случая, когда полный цикл измерения включает три фазы

Выдаваемый модулятором сигнал используется также в качестве возбуждающего для пассивных чувствительных элементов. Это обеспечивает синхронное обнаружение сенсорных сигналов и увеличивает устойчивость в отношении помех. Более того, повышается селективность измеренных параметров в присутствии паразитных компонентов.

3.1.1 Модулятор и интерфейсная схема для датчиков емкостных типов.

Основная часть интерфейса – модулятор. Приведенная на рисунке 3.5 схема используется для определения относительной величины сенсорного конденсатора C_x в сравнении с эталонным $C_{эт}$. Эти конденсаторы имеют один общий электрод, вследствие чего требуется три вывода ИС для их соединения с интерфейсной микросхемой. Эти выводы имеют обозначение: A, B, C, D, E, F - и могут использоваться для других областей применения сенсоров.

Выходной сигнал модулятора управляет ключами S_1 и S_2 таким образом, чтобы генерируемое прямоугольное выходное напряжение определяло выбор конденсатора C_x или $C_{эт}$. Это приводит к формированию прямоугольного выходного напряжения для операционного усилителя OA_1, функционирующего в линейной области. Амплитуда выходного напряжения

пропорциональна величине емкости сенсора C_x или $C_{эт}$. В конце каждого полупериода конденсатор C_s осуществляет дискретизацию величины прямоугольного выходного напряжения интерфейсного усилителя. После этого заряд конденсатора C_s передается на конденсатор интегратора $C_{инт}$. Этот заряд перемещается за счет интегрирующего тока $I_{инт}$. Как только выходное напряжение интегратора превысит эталонное напряжение компаратора, последний переключается в другое состояние, инициируя запуск следующего шага измерения. Результат этого релаксационного процесса – периодический выходной сигнал прямоугольной формы компаратора. Длина периода выходного сигнала линейно зависит от величины емкости сенсора C_x или $C_{эт}$. Для поддержания релаксационного генератора в функциональном состоянии, даже при $C_x = C_{эт} = 0$ пФ, применяется конденсатор смещения Co_2.

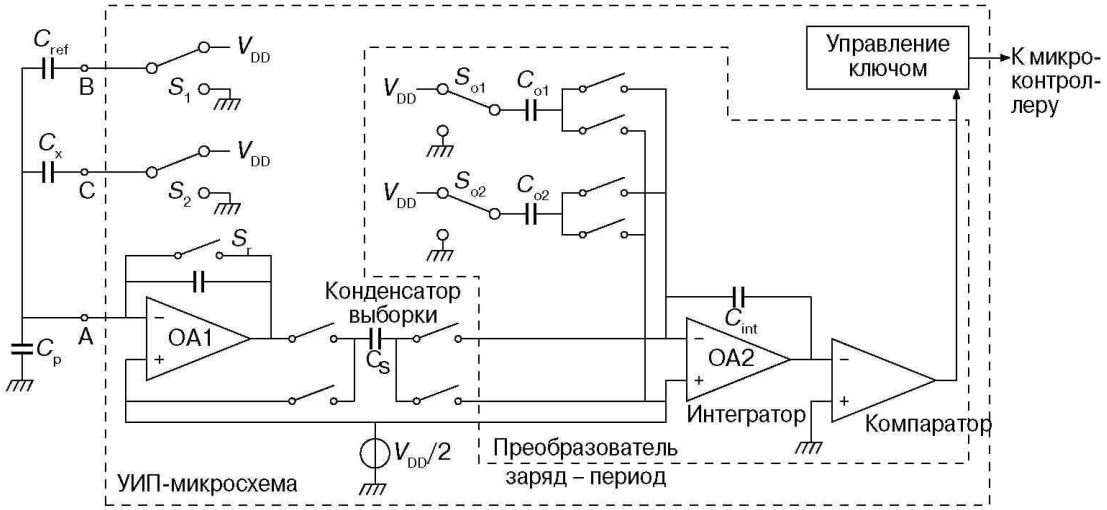


Рисунок 3.5 - Принцип функционирования системы УИП для режимов на основе применения емкостных сенсоров

Другой конденсатор смещения Co_1 используется для формирования временного интервала дискретизации выходного напряжения OA_1 с конденсатором C_s. Более подробное описание функционирования этой схемы представлено в работе.

Технология трехсигнальной автокалибровки реализована следующим способом. Во время стадии измерения сигнала выбирается конденсатор C_x; во время опорной фазы – конденсатор $C_{эт}$; ни один из этих двух конденсаторов не выбирается во время стадии смещения.

Измерение емкости осуществляется с помощью применения четырехполюсника (рисунок 2.3,б): передающий электрод управляется низкоомным источником напряжения, а принимающий электрод соединяется с виртуальной землей (вывод А интерфейсной микросхемы).

Кроме того, применялась улучшенная технология прерывания, что позволяет получать интерфейсный выходной сигнал достаточно большой интенсивности по отношению к шуму 1/f. Это достигается за счет

модулирования всех соответствующих электрических сигналов при частоте большей, чем пороговая частота шума 1/f. Благодаря этим мерам можно применять интерфейсную микросхему, полученную по дешевой КМОП-технологии, без возникновения проблем, связанных с уровнем шума 1/f КМОП-транзисторов.

Конденсатор выборки и преобразователь заряд–период (рисунок 3.5) интерфейсной микросхемы – основной элемент УИП, который используется во всех режимах. Для измерения других типов чувствительных элементов производится небольшая модификация входной схемы.

3.1.2 Интерфейсная схема для датчиков резистивных типов.

Интерфейс, адаптированный к измерению платиновых резисторов, показан на рисунке 3.6.

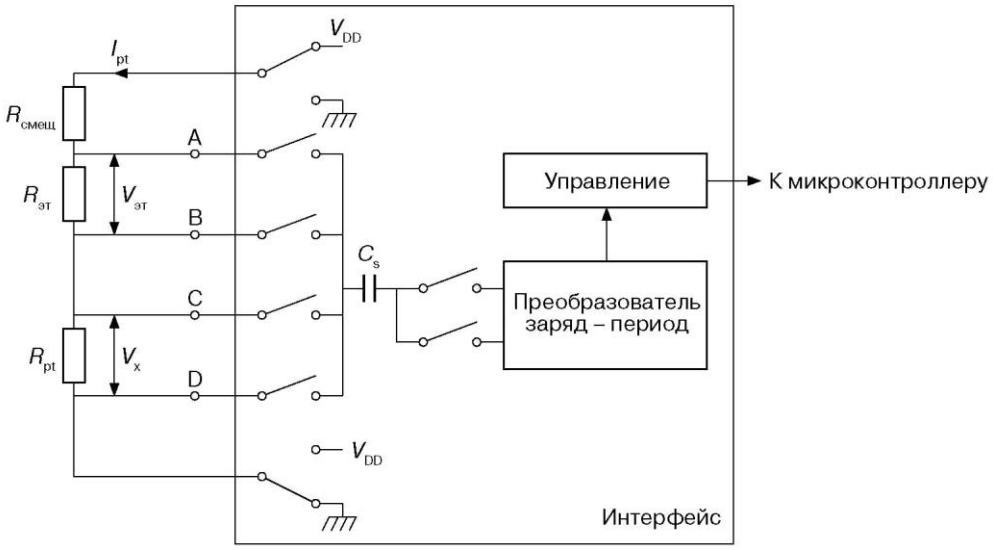


Рисунок 3.6 - Структура интерфейса для измерения платинового резистора

Эталонный резистор $R_{эт}$ подключается последовательно с платиновым резистором R_{pt}. Для устранения перегрузки усилителя интегратора величина резистора $R_{смещ}$ выбирается такой, чтобы амплитуда напряжения на резисторах R_{pt} и $R_{эт}$ была меньше, чем 0,5 В для V_{DD} = 5 В. При соответствующем выборе величины $R_{смещ}$ можно также ограничить ток через R_{pt} и, как следствие, самонагрев этого температурного сенсора. Измерение напряжений $V_{эт}$ и V_x осуществляется во время опорной и сигнальной фаз. Регистрация этих напряжений производится на основе применения четырехполюсной эквивалентной схемы (рисунок 2.3а). Ток I_{pt} представляет собой сигнал прямоугольной формы, позволяющий уменьшить низкочастотные наводки. Поскольку амплитуда I_{pt} практически не зависит от R_{pt}, достигаемый уровень разрешения остается почти постоянным во всем диапазоне температур R_{pt}. Микроконтроллер вычисляет температуру

платинового резистора на основе табличных значений или решения уравнения.

3.1.3 Интерфейсная схема для датчиков мостовых типов.

Такой интерфейс адаптирован к измерению резистивных мостов, показанных на рисунке 3.7. Мост состоит из четырех резисторов $R_м$, по крайней мере, один из которых чувствителен к физическому сигналу, что обеспечивает относительное изменение сопротивления Δ. Возможны два режима для двух диапазонов выходного напряжения моста: в случае больших значений выходного напряжения дискретизация выходного напряжения моста осуществляется посредством четырех подключенных параллельно дискретизирующих конденсаторов $C_s/4$. Если максимальная величина выходного напряжения моста V_x ниже определенного уровня, производится его 15□кратное усиление. Затем с помощью четырех параллельных конденсаторов $C_s/4$ производится его дискретизация. Усилитель обеспечивает очень точный коэффициент усиления за счет применения техники динамического элемента согласования и не требует калибровки. Во время фазы эталонного измерения напряжение $V_{эт}$ на диагоналях моста делится на восемь практически равных частей (в соответствии с рассмотренным принципом), которые подвергаются дискретизации с помощью одного конденсатора C_s.

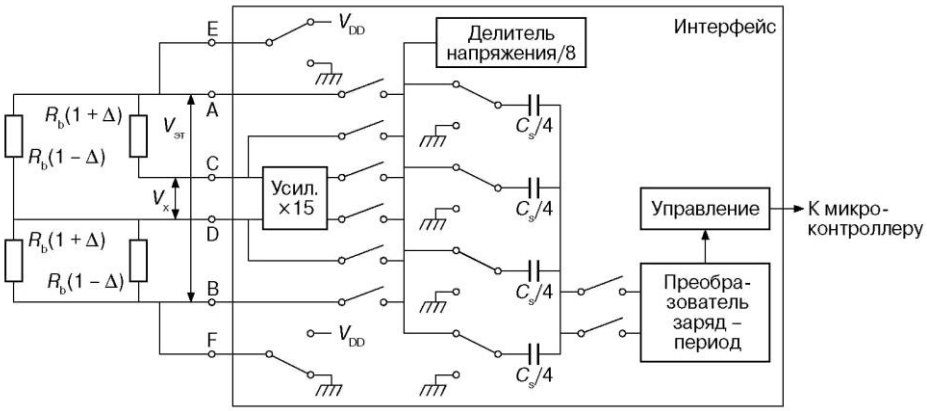


Рисунок 3.7 - Структура интерфейса для измерения рассогласования резистивного моста

Поэтому реализованный на кристалле делитель напряжения производит эффективное деление $V_{эт}$ на 32 части. Коэффициент деления также характеризуется очень высокой точностью и не требует калибровки. Измерение напряжения осуществляется на основе эквивалентной схемы четырехполюсника (рисунок 2.3,а). Кроме того, применяется также принцип улучшенного прерывания.

4 Лекция №4. Цифро-аналоговые преобразователи

Цель лекции: изучение классификации, типов и принципов действия преобразователей код-аналог; технические характеристики и свойства, их преимущества и недостатки.

4.1 Классификация ЦАП

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен для преобразования числа, определенного в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению цифрового кода.

ИС цифро-аналоговых преобразователей классифицируются по следующим характеристикам:

– по виду выходного сигнала: с токовым выходом и выходом в виде напряжения;

– по типу цифрового интерфейса: с последовательным вводом и с параллельным вводом;

– по числу ЦАП на кристалле: одноканальные и многоканальные;

– по быстродействию: умеренного и высокого быстродействия.

4.2 Последовательные ЦАП

4.2.1 ЦАП с широтно-импульсной модуляцией.

Микроконтроллеры имеют встроенную функцию широтно-импульсного преобразования. В зависимости от заданной разрядности преобразования контроллер с помощью своего таймера/счетчика формирует последовательность импульсов, относительная длительность которых $\gamma = tp/T$ определяется соотношением

$$\gamma = \frac{D}{2^N}, \tag{4.1}$$

где N - разрядность преобразования;

D - преобразуемый код.

Фильтр нижних частот сглаживает импульсы, выделяя среднее значение напряжения.

В результате выходное напряжение преобразователя

$$V_{OUT} = \gamma \cdot V_{REF} = \frac{D \cdot V_{REF}}{2^N}. \tag{4.2}$$

Рассмотренная схема обеспечивает почти идеальную линейность преобразования, не содержит прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Недостаток - низкое быстродействие.

4.2.2 Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах.

Рассмотренная выше схема ЦАП с ШИМ вначале преобразует цифровой код во временной интервал, который формируется с помощью двоичного

счетчика квант за квантом, поэтому для получения N-разрядного преобразования необходимы 2^N временных квантов (тактов).

Схема последовательного ЦАП, приведенная на рисунке 4.1, позволяет выполнить цифро-аналоговое преобразование за значительно меньшее число тактов.

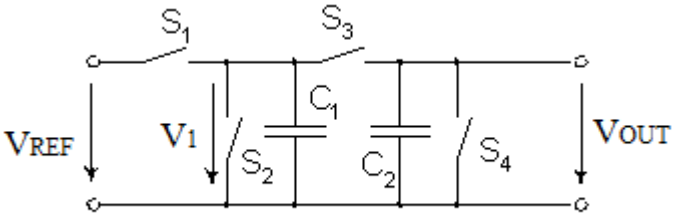


Рисунок 4.1 - Схема последовательного ЦАП на конденсаторах

В этой схеме емкости конденсаторов C_1 и C_2 равны. Перед началом цикла преобразования конденсатор C_2 разряжается ключом S_4. Входное двоичное слово задается в виде последовательного кода. Его преобразование осуществляется последовательно, начиная с младшего разряда d_0. Каждый такт преобразования состоит из двух полутактов. В первом полутакте конденсатор C_1 заряжается до опорного напряжения V_{REF} при d_0 - 1 посредством замыкания ключа S_1 или разряжается до нуля при $d_0 = 0$ путем замыкания ключа S_2. Во втором полутакте при разомкнутых ключах S_1, S_2 и S_4 замыкается ключ S_3, что вызывает деление заряда пополам между C_1 и C_2.

В результате получаем

$$V_1(0) = V_{OUT}(0) = (d_0 / 2) \cdot V_{REF} . \qquad (4.3)$$

Пока на конденсаторе C_2 сохраняется заряд, процедура заряда конденсатора C_1 должна быть повторена для следующего разряда d, входного слова. После нового цикла перезарядки напряжение на конденсаторах будет составлять

$$V_{OUT}(1) = V_1(1) = \frac{(d_1 + d_0 / 2) \cdot V_{REF}}{2} = \frac{(2d_1 + d_0) \cdot V_{REF}}{4} . \qquad (4.4)$$

Точно также выполняется преобразование для остальных разрядов слова. В результате для N-разрядного ЦАП выходное напряжение будет равно

$$V_{OUT}(N-1) = V_1(N-1) = \frac{V_{REF}}{2^N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k 2^k = \frac{V_{REF}}{2^N} D . \qquad (4.5)$$

Если требуется сохранять результат преобразования сколько-нибудь продолжительное время, к выходу схемы следует подключить устройство выборки и хранения (УВХ). После окончания цикла преобразования следует провести цикл выборки, перевести УВХ в режим хранения и вновь начать преобразование.

Таким образом, представленная схема выполняет преобразование входного кода за 2^N квантов, что значительно меньше, чем у ЦАП с ШИМ. Здесь требуется только два согласованных конденсатора небольшой емкости. Конфигурация аналоговой части схемы не зависит от разрядности преобразуемого кода. Однако по быстродействию последовательный ЦАП значительно уступает параллельным цифро-аналоговым преобразователям, что ограничивает область его применения.

4.3 Параллельные ЦАП

4.3.1 ЦАП с суммированием весовых токов.

Большинство схем параллельных ЦАП основано на суммировании токов, пропорциональных весу цифровых двоичных разрядов, причем должны суммироваться только токи тех разрядов, значения которых равны 1.

В схеме задание весовых коэффициентов ступней преобразователя осуществляют путем последовательного деления опорного напряжения с помощью резистивной матрицы постоянного импеданса. Основной элемент такой матрицы представляет собой делитель напряжения (рисунок 4.2), который должен удовлетворять следующему условию: если он нагружен на сопротивление R_L, то его входное сопротивление R_{IN} также должно принимать значение R_L.

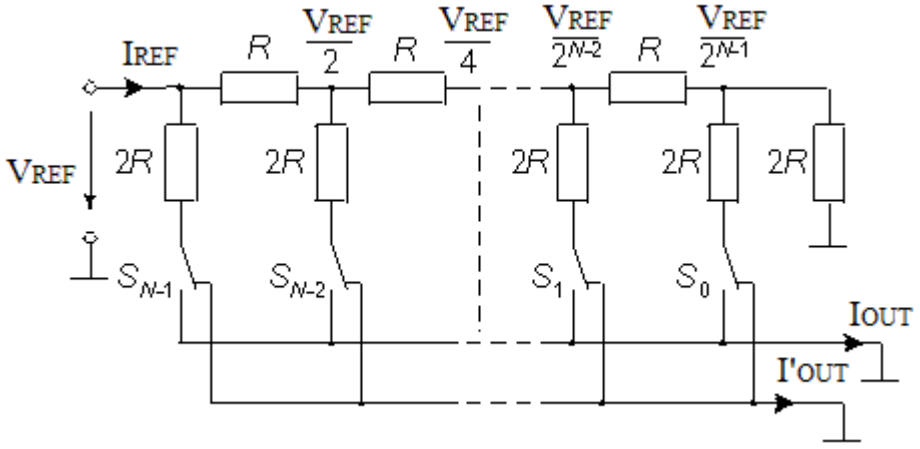


Рисунок 4.2 - Схема ЦАП с переключателями и матрицей R- 2R

Коэффициент ослабления цепи $\alpha = V_2/V_1$, при этой нагрузке должен иметь заданное значение. При выполнении этих условий получаем следующее выражение для сопротивлений:

$$R_P = \frac{\alpha}{1-\alpha} R_L, \; R_S = (1-\alpha) R_L . \qquad (4.6)$$

При двоичном кодировании $a = 0.5$. Если положить R=2R, то

$$R_S = R, \; R_P = 2R \qquad (4.7)$$

в соответствии с рисунком 4.3.

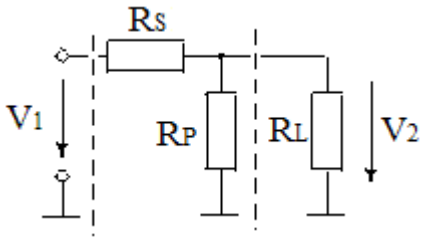


Рисунок 4.3 - Построение ступени матрицы R-2R

Поскольку в любом положении переключателей S_k, они соединяют нижние выводы резисторов с общей шиной схемы, источник опорного напряжения нагружен на постоянное входное сопротивление $R_{IN} = R$. Это гарантирует неизменность опорного напряжения при любом входном коде ЦАП.

Согласно рисунку 4.5, выходные токи схемы определяются соотношениями

$$I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k 2^k = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} D \qquad (4.8)$$

$$I'_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{d}_k 2^k = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \bar{D}, \qquad (4.9)$$

а входной ток

$$I_{IN} = I_{OUT} + I'_{OUT} + \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} = \frac{V_{REF}}{R}. \qquad (4.10)$$

Поскольку нижние выводы резисторов 2R-матрицы при любом состоянии переключателей S_k соединены с общей шиной схемы через низкое сопротивление замкнутых ключей, напряжения на ключах всегда небольшие, в пределах нескольких милливольт. Поскольку выходной ток ЦАП зависит от V_{REF} линейно, преобразователи такого типа можно использовать для умножения аналогового сигнала (подавая его на вход опорного напряжения) на цифровой код. Такие ЦАП называют перемножающими.

Точность этой схемы снижает то обстоятельство, что для ЦАП, имеющих высокую разрядность, необходимо согласовывать сопротивления R ключей с разрядными токами. Особенно это важно для ключей старших разрядов.

ЦАП на источниках тока обладают более высокой точностью. В отличие от предыдущего варианта, в котором весовые токи формируются резисторами сравнительно небольшого сопротивления и, как следствие, зависят от сопротивления ключей и нагрузки, в данном случае весовые токи обеспечиваются транзисторными источниками тока, имеющими высокое динамическое сопротивление.

Весовые токи формируются с помощью резистивной матрицы. Потенциалы баз транзисторов одинаковы, а чтобы были равны и потенциалы эмиттеров всех транзисторов, площади их эмиттеров делают различными в

соответствии с весовыми коэффициентами. Правый резистор матрицы подключен не к общей шине, как в схеме на рисунке 4.5, а к двум включенным параллельно одинаковым транзисторам VT_0 и VT_L, в результате чего ток через VT_0 равен половине тока через VT_1. Входное напряжение для резистивной матрицы создается с помощью опорного транзистора VT_{REF} и операционного усилителя $ОУ_1$, выходное напряжение устанавливается таким, что коллекторный ток транзистора VT_{REF} принимает значение I_{REF}.

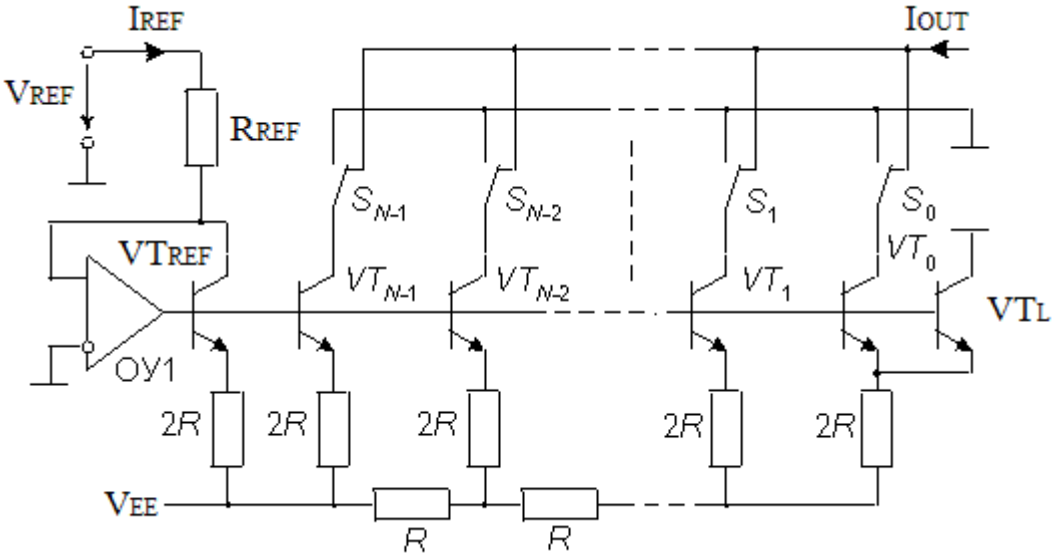


Рисунок 4.4 - Схема параллельного ЦАП на источнике тока

Выходной ток для N-разрядного ЦАП

$$I_{OUT} = \frac{I_{REF}}{2^N} D. \qquad (4.11)$$

4.3.2 ЦАП с суммированием напряжений.

Основу преобразователя составляет цепь из 256 резисторов равного сопротивления, соединенных последовательно. Вывод W через ключи S_0...S_{256} может подключаться к любой точке этой цепи, в зависимости от входного числа. Входной двоичный код D преобразуется дешифратором 8x256 в унитарный позиционный код, непосредственно управляющий ключами.

Если приложить напряжение U_{AB} между выводами A и B, то напряжение между выводами W и B составит

$$V_{WB} = V_{AB} D. \qquad (4.12)$$

Достоинство: высокая линейность и гарантированная монотонность переходной характеристики. Недостаток: необходимость изготавливать большое количество согласованных резисторов.

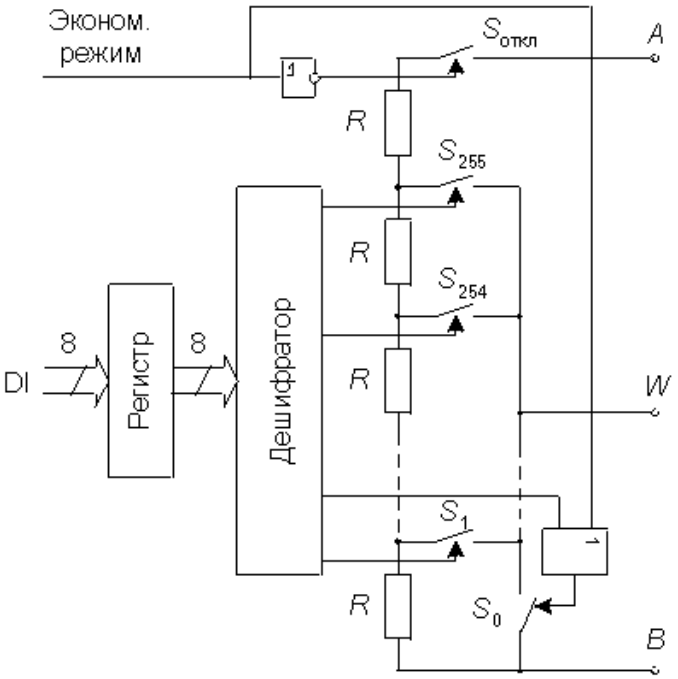


Рисунок 4.5 - Блок-схема ЦАП с суммированием напряжений

5 Лекция №5. Классификация и характеристики АЦП

Цель лекции: изучение метода и процедуры преобразования аналогового сигнала в цифровой код, схем и принципа действия параллельного и последовательно-параллельного АЦП.

5.1 Общие сведения

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются устройствами, которые принимают входные аналоговые сигналы и генерируют соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорами и другими цифровыми устройствами.

Процедура аналого-цифрового преобразования представляет собой преобразование непрерывной функции V(t) в последовательность чисел $\{V(t_j)\}$, j= 0, 1, 2,..., отнесенных к некоторым фиксированным моментам времени. Эту процедуру можно разделить на две самостоятельные операции. Первая из них называется дискретизацией и состоит в преобразовании непрерывной функции V(t) в непрерывную последовательность $\{V(t_j)\}$. Вторая называется квантованием и заключается в преобразовании непрерывной последовательности в дискретную $\{V(t_j)\}$.

В основе дискретизации непрерывных сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм:

$$V(t) = \sum_j a_j f_j(t), \qquad (5.1)$$

где a_j - некоторые коэффициенты или отсчеты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени;

$f_j(t)$ - набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчетам.

Наиболее распространенной формой дискретизации является равномерная, в основе которой лежит теорема Котельникова (теорема отсчетов). Согласно этой теореме в качестве коэффициентов a_j следует использовать мгновенные значения сигнала $V(t_j)$ в дискретные моменты времени $t_j = j \cdot \Delta t$, а период дискретизации выбирать из условия:

$$\Delta t = \frac{1}{2F_{\max}}, \tag{5.2}$$

где F_{max} - максимальная частота спектра преобразуемого сигнала.

При этом выражение (7.1) переходит в известное выражение теоремы отсчетов:

$$V(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} V(j\Delta t)\frac{\sin\left[2\pi F_{\max}(t - j\Delta t)\right]}{2\pi F_{\max}(t - j\Delta t)}. \tag{5.3}$$

Для сигналов со строго ограниченным спектром это выражение является тождеством. Однако спектры реальных сигналов стремятся к нулю лишь асимптотически. Применение равномерной дискретизации к таким сигналам приводит к возникновению в системах обработки информации специфических высокочастотных искажений, обусловленных выборкой. Для уменьшения этих искажений необходимо либо увеличивать частоту дискретизации, либо использовать перед АЦП дополнительный фильтр нижних частот, ограничивающий спектр исходного сигнала перед его аналого-цифровым преобразованием.

В общем случае выбор частоты дискретизации будет зависеть также от используемого в (5.1) вида функции fj(t) и допустимого уровня погрешностей, возникающих при восстановлении исходного сигнала по его отсчетам. Все это следует принимать во внимание при выборе частоты дискретизации, которая определяет требуемое быстродействие АЦП. Рассмотрим более подробно место АЦП при выполнении операции дискретизации.

Для достаточно узкополосных сигналов операцию дискретизации можно выполнять с помощью самих АЦП и совмещать с операцией квантования. Основной закономерностью такой дискретизации является то, что за счет конечного времени одного преобразования и неопределенности момента его окончания, зависящего в общем случае от параметров входного сигнала, не удается получить однозначного соответствия между значениями отчетов и моментами времени, к которым их следует отнести. В результате при работе с изменяющимися во времени сигналами возникают специфические погрешности, специфические по своей природе, для оценки которых вводят понятие апертурной неопределенности, характеризующейся обычно апертурным временем.

Апертурным временем t_A называют время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением сборки и временем, к которому она относится. Эффект апертурной неопределенности проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерения, либо как погрешность момента времени, в котором производится измерение при заданном мгновенном значении сигнала. При равномерной дискретизации следствием апертурной неопределенности является возникновение амплитудных погрешностей, которые называются апертурными и численно равны приращению сигнала в течение апертурного времени.

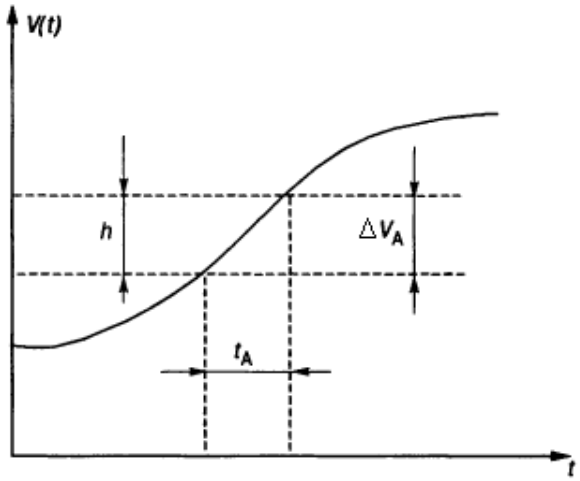


Рисунок 5.1 - Образование апертурной погрешности для случая, когда она равна шагу квантования

Обычно для оценки апертурных погрешностей используют синусоидальный испытательный сигнал $V(t) = V_{max} \cdot \sin\omega t$, для которого максимальное относительное значение апертурной погрешности

$$\Delta V_A / V_{\max} = \omega t_A . \qquad (5.4)$$

Если принять, что для N-разрядного АЦП с разрешением 2^{-N} апертурная погрешность не должна превышать шага квантования (рисунок 5.1), то между частотой сигнала, апертурным временем t_A и относительной апертурной погрешностью имеет место соотношение

$$1/2^N = \omega t_A . \qquad (5.5)$$

Для обеспечения дискретизации синусоидального сигнала частотой 100 кГц с погрешностью 1% время преобразования АЦП должно быть равно 25 нс. В то же время с помощью такого быстродействующего АЦП в принципе можно дискретизировать сигналы, имеющие ширину спектра порядка 20 МГц.

Таким образом, дискретизация с помощью самого АЦП приводит к существенному расхождению требований между быстродействием АЦП и периодом дискретизации. Это расхождение достигает 2...3 порядков и сильно усложняет и удорожает процесс дискретизации, так как даже для сравнительно узкополосных сигналов требуются весьма быстродействующие АЦП. Для достаточно широкого класса быстро изменяющихся сигналов эту проблему решают с помощью устройств выборки и хранения, имеющих малое апертурное время.

Существует большое число методов преобразования «напряжение – код», которые отличаются друг от друга точностью, скоростью преобразования и сложностью аппаратной реализации.

5.2 Параллельные АЦП

АЦП этого типа осуществляют квантование сигнала одновременно с помощью набора компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала.

Рассмотрим аналого-цифровое преобразование для 3-разрядного числа. С помощью трех двоичных разрядов можно представить восемь различных чисел, включая нуль. Следовательно, необходимо семь компараторов. Семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью резистивного делителя.

Если приложенное входное напряжение не выходит за пределы диапазона от 5/2h до 7/2h, где $h = V_{REF}/7$ - квант входного напряжения, соответствующий младшему значащему разряду АЦП, то компараторы с 1-го по 3-й устанавливаются в состояние 1, а компараторы с 4-го по 7-й - в состояние 0. Преобразование этой группы кодов в трехзначное двоичное число выполняет логическое устройство, называемое приоритетным шифратором, диаграмма состояний которого приведена в таблице 5.1.

Подключение приоритетного шифратора непосредственно к выходу АЦП может привести к ошибочному результату при считывании выходного кода. Например, переход от трех к четырем, или, в двоичном коде, от 011 к 100. Если старший разряд вследствие меньшего времени задержки изменит свое состояние раньше других разрядов, то временно на выходе возникнет число 111, т. е. семь. Величина ошибки в этом случае составит половину измеряемого диапазона. Так как результаты аналого-цифрового преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует вероятность получения неверной величины. Решить эту проблему можно, например, с помощью устройства выборки и хранения (УВХ). Как видно из таблицы 5.1, при увеличении входного сигнала компараторы устанавливаются в состояние 1 по очереди - снизу вверх. Такая очередность не гарантируется при быстром нарастании входного сигнала, так как из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Приоритетное кодирование позволяет избежать ошибки, возможной

из-за этого обстоятельства, поскольку единицы в младших разрядах не принимаются во внимание шифратором.

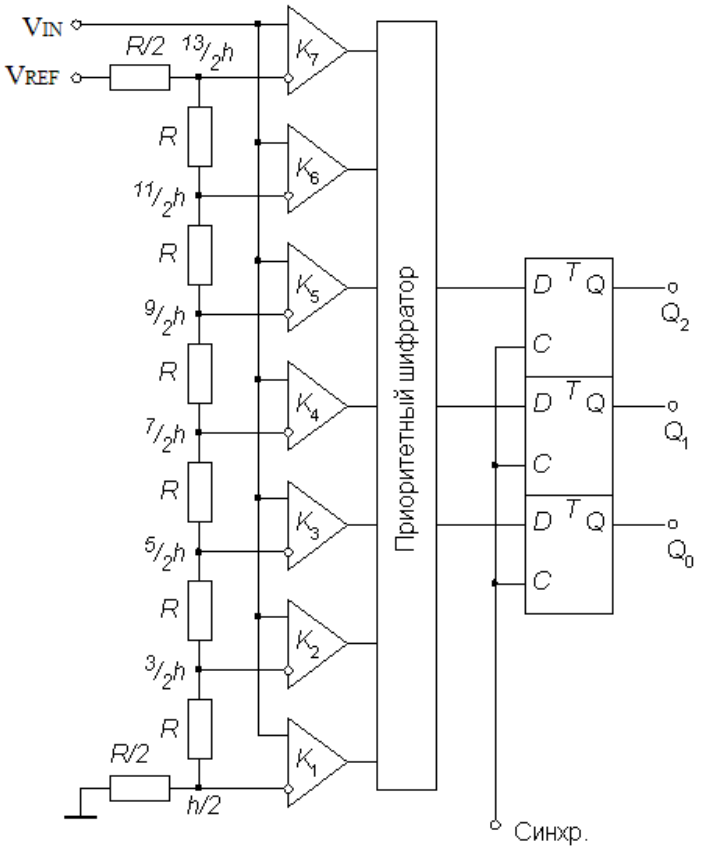


Рисунок 5.2 - Схема параллельного АЦП

Таблица 5.1 - Таблица состояний параллельного АЦП

Входное напряжение V_{IN}/h	Состояние компараторов $K_7\ K_6\ K_5\ K_4\ K_3\ K_2\ K_1$	Выходы $Q_2\ Q_1\ Q_0$
0	0000000	000
1	0000001	001
2	0000011	010
3	0000111	011
4	0001111	100
5	0011111	101
6	0111111	110
7	1111111	111

Благодаря одновременной работе компараторов параллельный АЦП является самым быстрым. Например, восьмиразрядный преобразователь типа MAX104 позволяет получить 1 млрд отсчетов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 1.2 нс. Недостатком этой схемы является высокая сложность. Действительно, N-разрядный параллельный АЦП содержит 2^{N-1} компараторов и 2^N согласованных резисторов. Следствием

этого является высокая стоимость (сотни долларов США) и значительная потребляемая мощность. Тот же MAX104, например, потребляет около 4 Вт.

5.3 Последовательно-параллельные АЦП

5.3.1 Многотактные последовательно-параллельные АЦП.

Рассмотрим пример 8-разрядного последовательно-параллельного АЦП, относящегося к типу многотактных (рисунок 5.4). Здесь процесс преобразования разделен во времени. Преобразователь состоит из 4-разрядного параллельного АЦП, квант h которого определяется величина опорного напряжения, 4-разрядного ЦАП и устройства управления. Если максимальный входной сигнал равен 2,56 В, то в первом такте преобразователь работает с шагом квантования h_1=0.16 В. В это время входной код ЦАП равен нулю. Устройство управления пересылает полученное от АЦП в первом такте слово в четыре старших разряда выходного регистра, подает это слово на вход ЦАП и уменьшает в 16 раз опорное напряжение АЦП. Таким образам, во втором такте шаг квантования h_2= 0.01 В и остаток, образовавшийся при вычитании из входного напряжения схемы выходного напряжения ЦАП, будет преобразован в младший полубайт выходного слова.

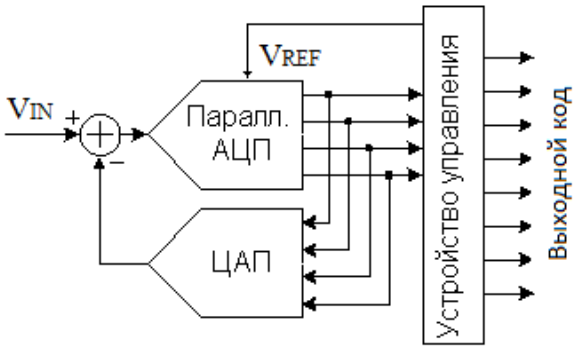


Рисунок 5.3 - Структурная схема двухтактного АЦП

Так же, как и в предыдущем преобразователе, входное напряжение многотактного АЦП во время преобразования должно быть неизменным, для чего между его входом и источником входного сигнала следует включить устройство выборки и хранения.

По быстродействию многотактные АЦП занимают промежуточное положение между многоступенчатыми АЦП и АЦП последовательного приближения.

5.3.3 Конвейерные АЦП.

Быстродействие многоступенчатого АЦП можно повысить, применив конвейерный принцип многоступенчатой обработки входного сигнала. В обыкновенном двухступенчатом АЦП (рисунок 5.3) вначале происходит формирование старших разрядов выходного слова преобразователем $АЦП_1$, а

затем идет период установления выходного сигнала ЦАП. На этом интервале $АЦП_2$ простаивает. На втором этапе во время преобразования остатка преобразователем $АЦП_2$ простаивает $АЦП_1$. Введя элементы задержки аналогового и цифрового сигналов между ступенями преобразователя, получим конвейерный АЦП, схема 8-разрядного варианта которого приведена на рисунке 5.4.

Роль аналогового элемента задержки выполняет устройство выборки и хранения $УВХ_2$, а цифрового - четыре D-триггера. Триггеры задерживают передачу старшего полубайта в выходной регистр на один период тактового сигнала CLK.

Сигналы выборки, формируемые из тактового сигнала, поступают на $УВХ_1$ и $УВХ_2$ в разные моменты времени. $УВХ_2$ переводится в режим хранения позже, чем $УВХ_1$ на время, равное суммарной задержке распространения сигнала по $АЦП_1$ и ЦАП. Задний фронт тактового сигнала управляет записью кодов в D-триггеры и выходной регистр. Полная обработка входного сигнала занимает около двух периодов CLK, но частота появления новых значений выходного кода равна частоте тактового сигнала.

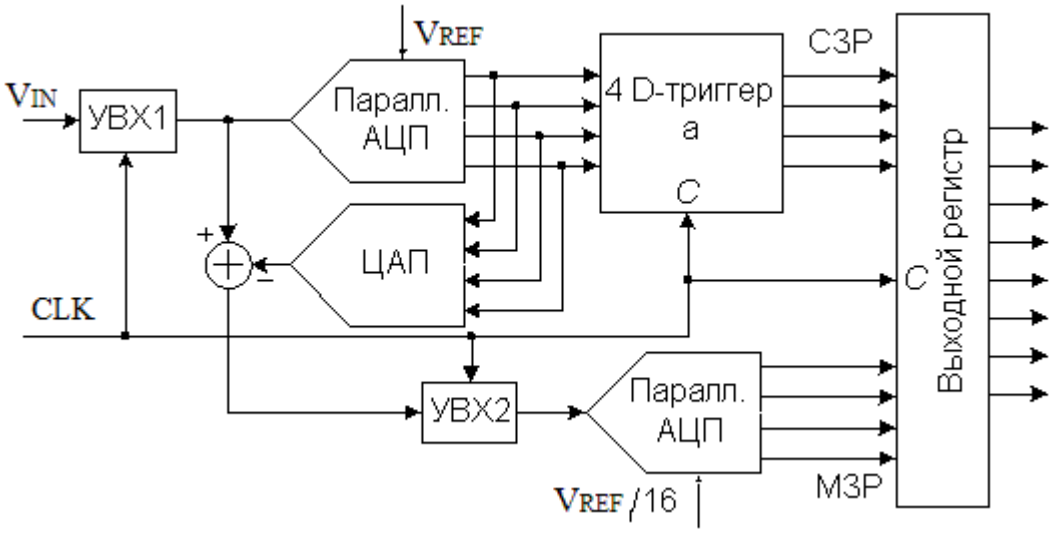


Рисунок 5.4 - Структурная схема конвейерного АЦП

Таким образом, конвейерная архитектура позволяет в несколько раз повысить максимальную частоту дискретизации многоступенчатого АЦП. То, что при этом сохраняется суммарная задержка прохождения сигнала, соответствующая обычному многоступенчатому АЦП с равным числом ступеней, не имеет существенного значения.

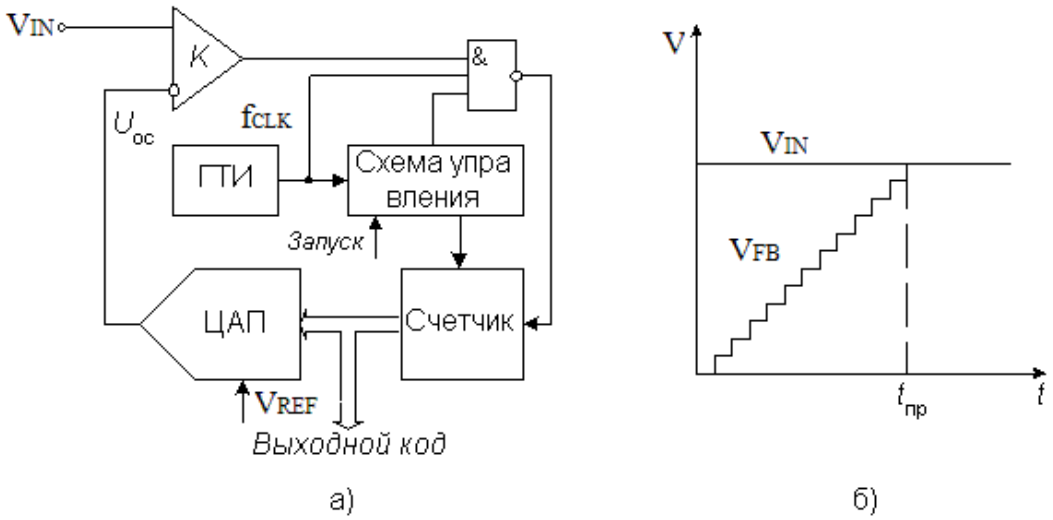
6 Лекция №6. Последовательные интегрирующие АЦП

Цель лекции: изучение методов преобразования аналогового сигнала с помощью последовательных и интегрирующих АЦП, принципов работы и ограничений по применению.

6.1 Последовательные АЦП

6.1.1 АЦП последовательного счета.

АЦП с единичным приближением состоит из компаратора, счетчика и ЦАП (рисунок 6.1). На один вход компаратора поступает входной сигнал, а на другой - сигнал обратной связи с ЦАП. Работа преобразователя начинается с прихода импульса запуска, который включает счетчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов ГТИ. Выходной код счетчика подается на ЦАП, осуществляющий его преобразование в напряжение обратной связи V_{FB}. Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока напряжение обратной связи сравняется с входным напряжением и переключится компаратор, который своим выходным сигналом прекратит поступление тактовых импульсов на счетчик. Переход выхода компаратора из 1 в 0 означает завершение процесса преобразования. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, считывается с выхода счетчика.



а - структурная схема; б - выходная характеристика.

Рисунок 6.1 - АЦП последовательного счета

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется входным напряжением. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счетчика N и частоте тактовых импульсов f_{CLK} равно

$$t_{\max} = (2^N - 1) / f_{CLK}. \qquad (6.1)$$

Например, при N=10 и f_{clk}= 1 МГц t_{max} = 1024 мкс, что обеспечивает максимальную частоту дискретизации порядка 1 кГц.

Статическая погрешность преобразования определяется суммарной статической погрешностью используемых ЦАП и компаратора. Частоту

счетных импульсов необходимо выбирать с учетом завершения в них переходных процессов.

Таким образом, особенностью АЦП последовательного счета является небольшая частота дискретизации, достигающая нескольких кГц.

Достоинством АЦП данного класса является сравнительная простота построения, определяемая последовательным характером выполнения процесса преобразования. В настоящее время такие АЦП не изготавливаются в виде интегральных микросхем.

6.1.2 АЦП последовательного приближения.

В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип дихотомии, т. е последовательного сравнения измеряемой величины с 1 /2,1 /4, 1/8 и т. д. от ее возможного максимального значения. Это позволяет для N-разрядного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за N последовательных шагов (итераций) вместо 2^N-1 при использовании последовательного счета и получить существенный выигрыш в быстродействии. Так, уже при N=10 быстродействие увеличивается до 100 раз, что позволяет получить с помощью таких АЦП до $10^5...10^6$ преобразований в секунду. В то же время статическая погрешность этого типа преобразователей, определяемая в основном используемым в нем ЦАП, может быть очень малой, что позволяет реализовать разрешающую способность до 18 двоичных разрядов при частоте дискретизации до 200 кГц (например, DSP101 фирмы Burr-Brown).

АЦП последовательного приближения (рисунок 6.2,а) состоит из 4-разрядного преобразователя, состоящего из трех основных узлов: компаратора, регистра последовательного приближения (РПП) и ЦАП. После подачи команды «Пуск» с приходом первого тактового импульса РПП принудительно задает на вход ЦАП код, равный половине его шкалы (для 4-разрядного ЦАП это $1000 = 8_{10}$). Благодаря этому, напряжение V_{FB} на выходе ЦАП (рисунок 8.2,б) равно

$$V_{FB} = 2^3 h . \qquad (6.2)$$

где h - квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий младшему значащему разряду (МЗР).

Эта величина составляет половину возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение больше, чем эта величина, то на выходе компаратора устанавливается 1, если меньше, то 0. В этом последнем случае схема управления должна переключить старший разряд d_3 обратно в состояние нуля.

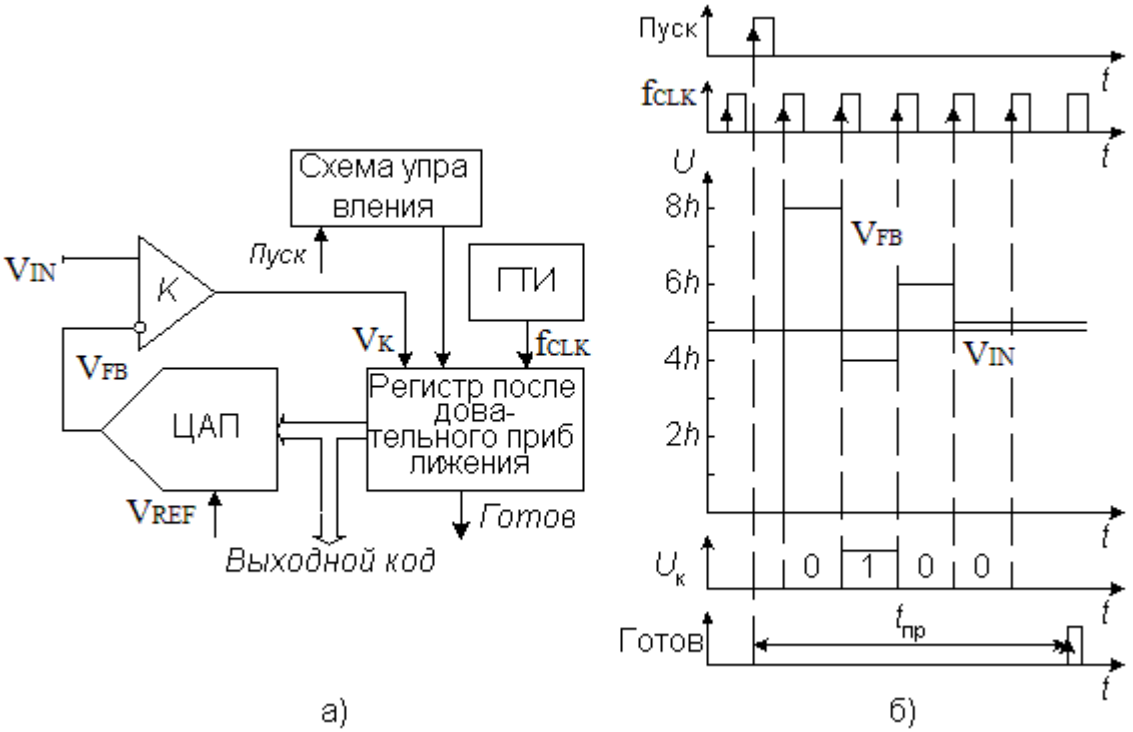
Непосредственно вслед за этим остаток

$$V_{IN} - d_3 2^3 h \qquad (6.3)$$

таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т. д.

После четырех подобных выравнивающих шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее V_{IN} с точностью до 1 МЗР. Выходное число может быть считано с РПП в виде параллельного двоичного кода по N линиям. Кроме того, в процессе преобразования на выходе компаратора, как это видно на рисунке 6.9,б, формируется выходное число в виде последовательного кода старшими разрядами вперед.

При работе без устройства выборки и хранения апертурное время равно времени между началом и фактическим окончанием преобразования, которое так же, как и у АЦП последовательного счета, по сути, зависит от входного сигнала, т.е. является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности носят также нелинейный характер. Поэтому для эффективного использования АЦП последовательного приближения между его входом и источником преобразуемого сигнала следует включать УВХ.



а - функциональная схема; б - временные диаграммы.

Рисунок 6.2 - АЦП последовательного приближения

6.2 Интегрирующие АЦП

6.2.1 АЦП многотактного интегрирования.

Схема АЦП, работающего в два основных такта, приведена на рисунке 6.3. Преобразование проходит две стадии: стадию интегрирования и стадию счета. В начале первой стадии ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут. Интегратор И интегрирует входное напряжение V_{IN}.

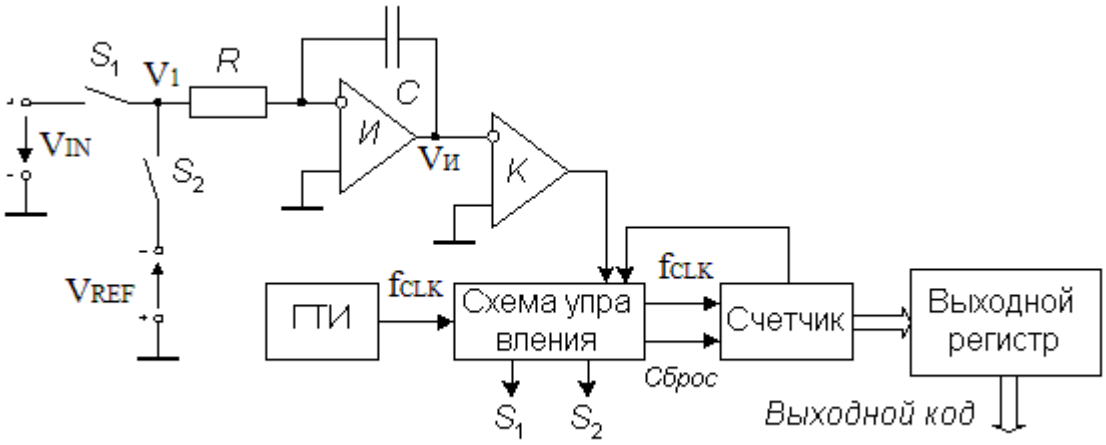


Рисунок 6.3 - Схема АЦП двухтактного интегрирования

Время интегрирования входного напряжения t_1 постоянно; в качестве таймера используется счетчик с коэффициентом пересчета $К_{сч}$, так что

$$t_1 = \frac{K_{СЧ}}{f_{CKL}}. \qquad (6.4)$$

К моменту окончания интегрирования выходное напряжение интегратора составляет

$$V_И(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^{t_1} V_{IN}(t)dt = -\frac{V_{IN(AV)}K_{СЧ}}{f_{CLK}RC}, \qquad (6.5)$$

где $V_{IN(av)}$ - среднее за время t_1 входное напряжение.

После окончания стадии интегрирования ключ S_1 размыкается, а ключ S_2 замыкается, и на вход интегратора поступает опорное напряжение V_{REF}. При этом выбирается опорное напряжение, противоположное по знаку входному напряжению. На стадии счета выходное напряжение интегратора линейно уменьшается по абсолютной величине, как показано на рисунке 6.4.

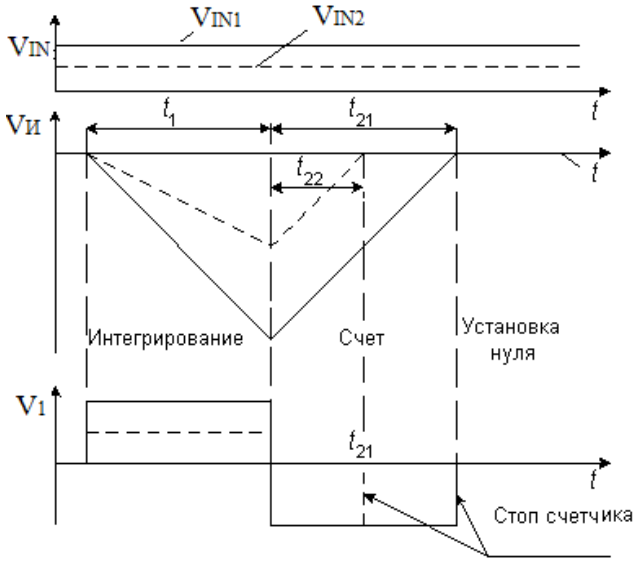


Рисунок 6.4 - Временные диаграммы процессов в АЦП двухтактного интегрирования

Стадия счета заканчивается, когда выходное напряжение интегратора переходит через нуль. При этом компаратор К переключается и счет останавливается.

В окончательный результат входят не мгновенные значения преобразуемого напряжения, а только значения, усредненные за время t_1. Поэтому переменное напряжение ослабляется тем сильнее, чем выше его частота.

6.2.2 Сигма-дельта АЦП.

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков:

– нелинейность переходной характеристики ОУ сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения, как следствие, их изготавливают многотактными;

– низкая помехозащищенность;

– наличие внешних резисторов и конденсаторов, что увеличивает габариты и влияние помех.

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта АЦП. Своим названием эти преобразователи обязаны наличию в них двух блоков: сумматора (обозначение операции - ∑) и интегратора (обозначение операции - Δ). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, и следовательно, увеличить разрешающую способность, - это усреднение результатов измерения на большом интервале времени.

Основные узлы АЦП - это сигма-дельта-модулятор и цифровой фильтр. Схема n-разрядного сигма-дельта-модулятора первого порядка приведена на рисунке 6.5.

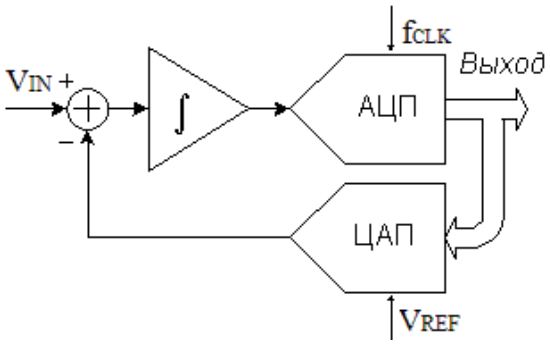


Рисунок 6.5 - Структурная схема сигма-дельта-модулятора первого порядка

Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $V_{IN}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

Порядок модулятора определяется количеством интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта-модуляторы второго порядка содержат

два сумматора и два интегратора и обеспечивают большее отношение сигнал/шум, чем модуляторы первого порядка.

Достоинства сигма-дельта АЦП:

– линейность характеристики преобразования;

– емкость конденсатора интегратора у сигма-дельта АЦП значительно меньше (десятки пикофарад), поэтому он может быть изготовлен прямо на кристалле ИС.

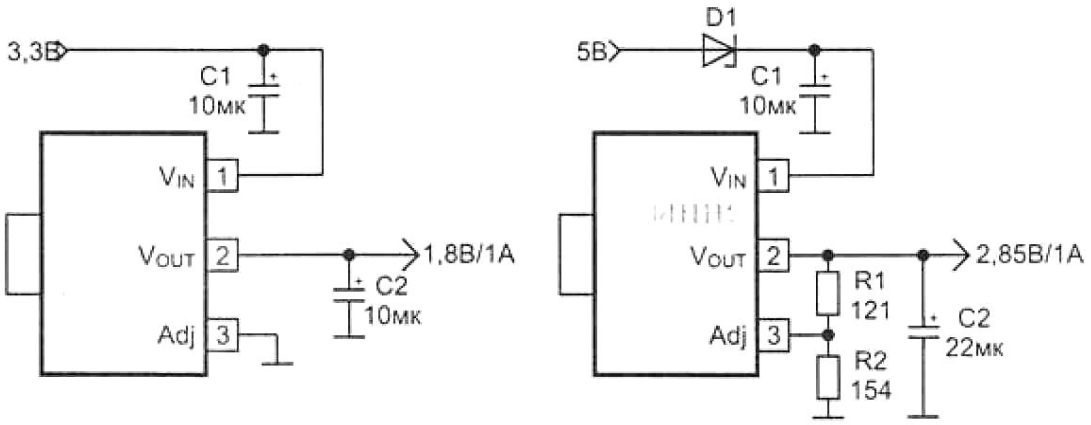
7 Лекция №7. Источники напряжений, токов и тестовых сигналов

Цель лекции: изучение основных микросхем источников опорного напряжения, тока, стабилизаторов напряжения, преобразователей DC-DC и генераторов тестовых сигналов.

7.1 Источники напряжения

7.1.1 Микросхемы источников опорного напряжения.

В измерительных устройствах применяются источники опорного напряжения (ИОН) на основе специализированных интегральных схем. Интегральные схемы низковольтного опорного напряжения выпускает также фирма MAXIM (Dallas Semiconductor). Они имеют напряжение стабилизации 2,5 или 5 В с погрешностью 2, 5 или 10 мВ. На рисунке 7.1 показаны основные схемы включения микросхем серии MAX606.



а) нерегулируемого; б) регулируемого.

Рисунок 7.1 - Схемы включения ИОН MAX606

Микросхемы имеют малый уровень шумов. Для снижения уровня шумов на высоких частотах рекомендуется шунтировать выход качественным конденсатором большой емкости - десятки или сотни нФ.

Выпускаются также микросхемы источников регулируемого опорного напряжения REF01/02, позволяющие получать заметно более высокие напряжения - от 5 до 10 В с погрешностью не более ±3% без подстройки. К таким микросхемам относятся микросхемы REF01/02. Схема на рисунке 7.2,а

является основным вариантом. С помощью переменного резистора достигается регулировка и установка точного уровня выходного напряжения.

На схеме рисунка 7.2,б показано построение источника с положительным и отрицательным (инвертированным) выходными напряжениями. Подобные преобразователи часто используются в мультиметрах, имеющих возможность измерения температуры.

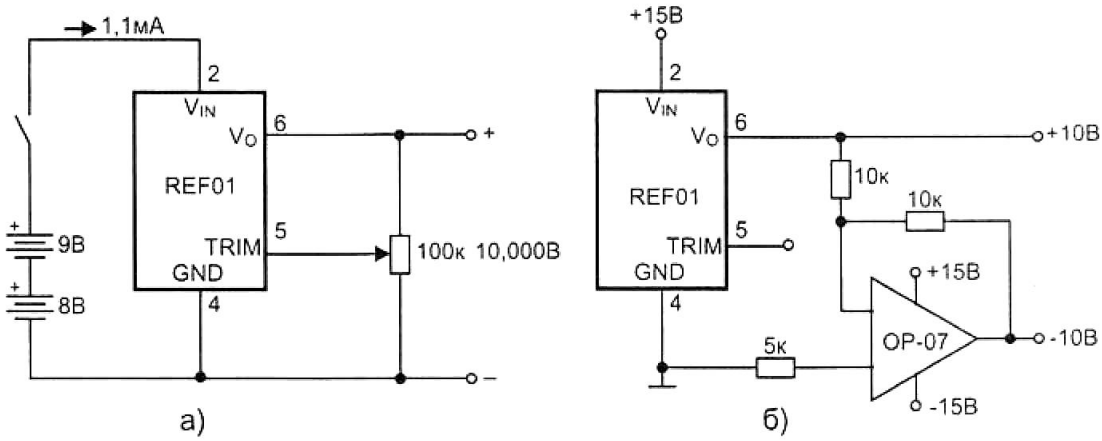


Рисунок 7.2 - Некоторые схемы применения микросхем REF01

7.1.2 Микросхемы последовательных стабилизаторов.

Узлы измерительных приборов и испытуемой аппаратуры требуют, как правило, питания от высокостабильных источников питающего напряжения. Их создают с помощью микросхем стабилизаторов постоянного напряжения. Такие микросхемы делятся на три основных класса:

- последовательные стабилизаторы напряжения;
- параллельные стабилизаторы напряжения;
- импульсные преобразователи и стабилизаторы напряжения.

Большинство микросхем относится к первому типу, и их работа основана на хорошо известной схеме последовательного стабилизатора напряжения, в которой в качестве усилителя согласования применяется интегральный операционный усилитель. Это позволят получить коэффициент стабилизации порядка многих сотен и даже тысяч.

$$K_{ст} = (\Delta U_{вх}/U_{вх})/(\Delta U_{вых}/U_{вых}). \qquad (7.1)$$

У таких стабилизаторов (например, LM320) обычно $\Delta U_{вх} > \Delta U_{вых}$ поскольку часть напряжения падает на регулирующем элементе - мощном биполярном или полевом транзисторе.

На рисунке 7.3 представлено включение последовательного стабилизатора микросхемы с нерегулируемым выходом и малым падением напряжения на регулирующем элементе. Оно составляет от 0,4 до 1,3. В зависимости от выходного напряжения (от 1,8 до 3,3 В).

Фирма International Rectifier (IR) выпускает и многоканальные стабилизаторы напряжения.

Недостатки: опасность короткого замыкания выхода, поэтому многие микросхемы оснащены средствами зашиты от короткого замыкания.

7.1.3 Микросхемы параллельных стабилизаторов.

Параллельные стабилизаторы основаны на шунтировании регулирующим элементом нагрузки, подключенной к питающему напряжению через токоограничивающий резистор. При повышении напряжения на нагрузке компаратор стабилизатора открывает сильнее транзистор шунтирующий нагрузку и напряжение на ней падает до заданной величины.

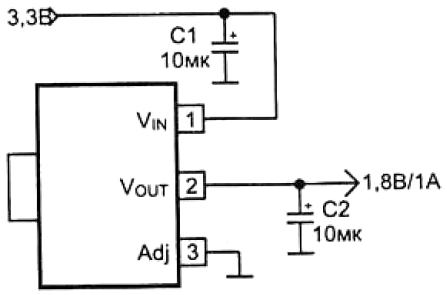


Рисунок 7.3 - Схема включения микросхемы серии. IRU для получения фиксированного выходного напряжения

Такие стабилизаторы не боятся короткого замыкания нагрузки и могут использоваться как аналоги обычного стабилитрона (рисунок 7.4), лишенные многих недостатков последнего.

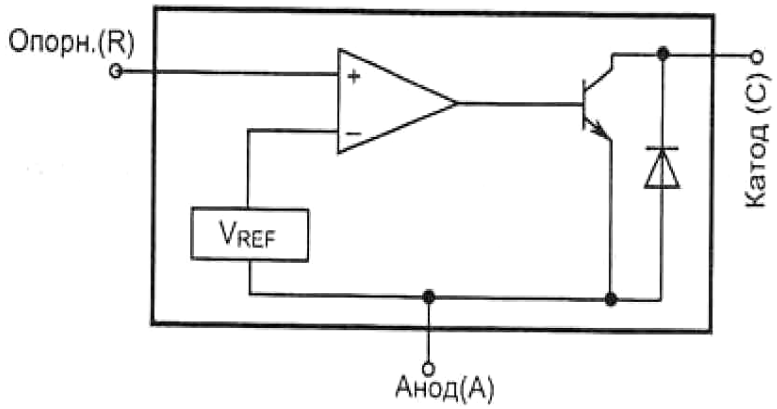


Рисунок 7.4 - Функциональная схема К1156ЕР1П - аналога стабилитрона

Известность получили микросхемы параллельных стабилизаторов Kl156EP1П. Эти микросхемы имеют встроенный источник опорного напряжения V_{REF} = 1,24 В ±1%, операционный усилитель сравнения и

параллельный регулирующий транзистор. Если вход R соединен с катодом, то получается двухполюсник, подобный по функциональному назначению стабилитрону с неизменным напряжением стабилизации и очень малым динамическим выходным сопротивлением - от 0,2 до 0,5 Ом.

Если подключить вход R через делитель из двух резисторов, то можно менять напряжение стабилизации в пределах от V_{REF} до 20 В. Допустимая рассеиваемая мощность микросхемы около 0.8 Вт, так что ее применение ограничено маломощными устройствами.

7.1.5 Микросхемы импульсных преобразователей DC-DC.

Основной недостаток линейных последовательных и параллельных стабилизаторов напряжения заключается в низком коэффициенте полезного действия (КПД), который составляет 30-60%. Его повышение до 70-90% возможно при применении ключевых методов регулирования электроэнергии. При этом с помощью ключа входное постоянное напряжение превращается в импульсное напряжение достаточно высокой частоты. Оно может понижаться или повышаться с помощью трансформатора и после выпрямления использоваться в качестве выходного напряжения.

Для эффективного импульсного преобразования постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня служат микросхемы преобразователей DC-DC. Они делятся на однотактные (рисунок 7.5,а) и двухтактные (рисунок 7.5,б).

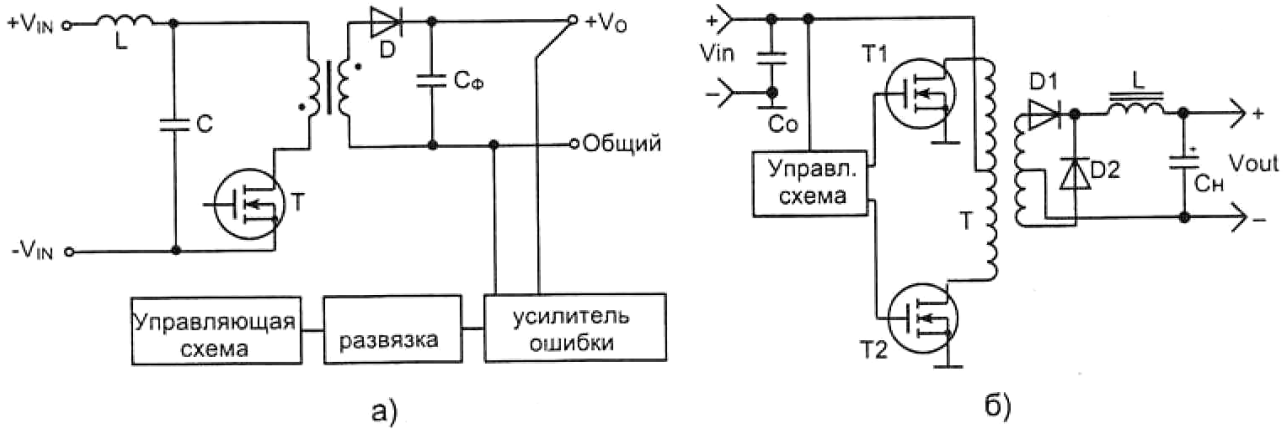


Рисунок 7.5 - Функциональные схемы однотактного (а) и двухтактного (б) преобразователей DC-DC

Однотактные преобразователи просты и строятся на одном мошном полевом транзисторе Т. Напряжение со входа преобразователя (рисунок 7.5,а) подается через фильтр LC. При отрытом транзисторе в индуктивности первичной обмотки трансформатора накапливается энергия, а при закрытом транзисторе она через вторичную обмотку, и диод Д передается в накопительный конденсатор $C_ф$. Выходное напряжение сравнивается с опорным напряжением, и его разность после усиления усилителем

рассогласования используется для управления широтно-импульсным модулятором (ШИМ), импульсы которого подаются на затвор транзистора Т. Таким образом, преобразователь является замкнутой системой регулирования, стабилизирующей выходное напряжение V_{out}.

Требования к транзисторам значительно снижаются в двухтактных преобразователях (рисунок 7.5,б). Кроме того, такая схема имеет больший КПД и обеспечивает меньшие пульсации выходного напряжения, происходящие с удвоенной частотой, поскольку применяется двухполупериодный выпрямитель на диодах $Д_1$ и $Д_2$.

Частоты преобразования лежат в пределах от 25 до 200 кГц.

7.3 Источники синусоидальных сигналов

7.3.1 Типы источников синусоидального напряжения.

В измерительной технике применяются три основных типа источников генераторов синусоидального напряжения:

– низкочастотные RC-генераторы;

– высокочастотные LC-генераторы;

– генераторы с пьезокристаллическими, кварцевыми и электромеханическими резонаторами.

Самыми лучшими избирательными свойствами обладают кварцевые резонаторы. На них строятся наиболее стабильные кварцевые генератора на диапазон частот от десятков кГц до сотен МГц. Высокочастотные резонаторы часто используются в схемах умножения частоты.

Благодаря обратному пьезоэффекту, кварцевая пластина колеблется при приложении к ней переменного напряжения. Если частота его приближается к частоте механического резонанса, то амплитуда механических колебаний резко увеличивается и, благодаря прямому пьезоэффекту в кварце, возникает электрическое поле, усиливающее ток, протекающий через кварцевую пластину. При этом резонатор ведет себя как последовательный LCR-контур очень высокой добротности Q - до нескольких миллионов (у обычных LCR-контуров она составляет десятки-сотни). С учетом собственной емкости обкладок пластин эквивалентная схема кварцевого резонатора приобретает вид, показанный на рисунке 7.6.

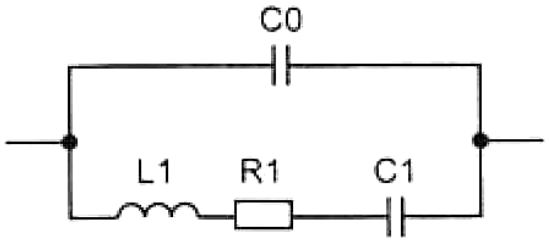


Рисунок 7.6 - Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Резонанс кварца может быть обусловлен как последовательным, так и параллельным эквивалентным колебательным контуром. Расчеты показывают,

что резонансные частоты очень близки, но все же немного различаются. Выпускаются кварцы, у которых частота резонанса ориентирована или на последовательный или на параллельный резонанс, что также надо учитывать при выборе резонатора.

При установке кварцевого резонатора на печатную плату надо учитывать емкости монтажа (нагрузки) CL_1 и CL_2 - рисунок 7.7,а. В результате эквивалентная схема кварцевого резонатора приобретает вид, показанный на рисунке 7.7,б.

Частоты последовательного f_s и параллельного f_p резонансом кварцевого резонатора соответственно равны:

$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad \text{и} \quad f_P = f_S\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0 + C_L}}\,. \tag{7.2}$$

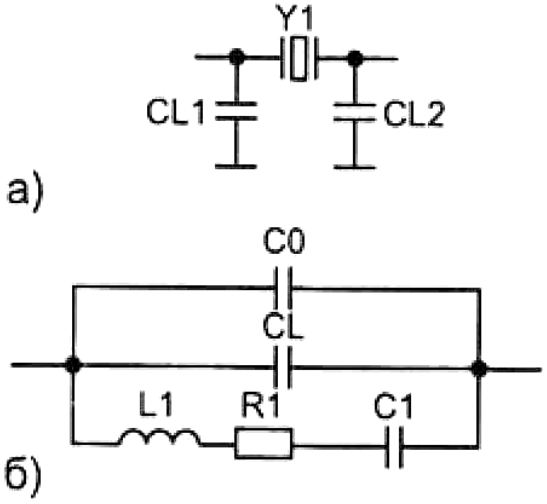


Рисунок 7.7 - Схема кварцевого резонатора, установленного на печатную плату (а) и эквивалентная схема (б)

В паспортных данных на кварцевые резонаторы обычно указывается частота параллельного резонанса и емкость нагрузки. С помощью формулы для f_p нетрудно оценить отклонение частоты параллельного резонанса от паспортного значения при несоответствии емкости C_L ее номинальному значению. Меняя емкость нагрузки C_L, можно в некоторых (очень небольших) пределах менять частоту резонанса кварцевого резонатора.

Благодаря прекрасной стабильности механических свойств кварцевого резонатора и высокой добротности его эквивалентных контуров, типичная нестабильность частоты кварцевых автогенераторов составляет 10^{-5}-10^{-4}, а для кварцевых резонаторов размещаемых в термостатах даже 10^{-8}-10^{-6}. По этому параметру кварцевые генераторы намного превосходят все другие, за исключением уникальных молекулярных и лазерных генераторов.

8 Лекция №8. Преобразователи магнитного поля

Цель лекции: изучение принципа работы преобразователя магнитного поля, элемента Холла, характеристик и область применения магниторезисторов, магнитодиодов, магнитотранзисторов и датчика Виганда.

8.1 Характеристики ПМП

В результате синтеза микроэлектроники и интегральных магниточувствительных элементов возникло новое научно-техническое направление - микромагнитоэлектроника. Изделия микромагнитоэлектроники используются в системах управления производственными процессами, в автомобильной электронике, измерительной и вычислительной технике, в дефектоскопии, медицинских и бытовых приборах и т.п.

Основным элементом приборов, использующих магнитное поле, является преобразователь магнитного поля (ПМП), обеспечивающий преобразование магнитного поля в электрический сигнал. При создании ПМП используются различные физические явления, возникающие в полупроводниках и металлах, при воздействии магнитного поля.

Преобразователь магнитного поля представляет собой магниточувствительный элемент (МЧЭ), размещенный на подложке-держателе и снабженный выводами, необходимыми для соединения с электронной схемой усиления и обработки сигналов.

Наибольшим спросом пользуются МЧЭ, реализованные в виде элементов Холла, магниторезисторов, магнитодиодов и магнитотранзисторов.

Основным критерием, характеризующим ПМП, является его выходная характеристика, определяющая зависимость выходного сигнала от величины индукции воздействующего магнитного поля.

Коэффициент нелинейности преобразования ПМП определяют графическим путем, для чего используют характеристику, приведенную на рисунке 8.1.

Через начало координат выходной характеристики проводят прямую таким образом, чтобы максимальное отклонение (е) над прямой и под ней, по возможности, было одинаковым. Например, для элементов Холла это соответствует использованию оптимального сопротивления нагрузки, когда $R_н = R_{опт}$. Максимальное отклонение вычисляется по следующей формуле:

$$\varepsilon = \Delta U_{ВЫХ} = U_1 - U_2 . \qquad (8.1)$$

Коэффициент нелинейности ΔF характеристики определяется по выходной характеристике чувствительности

$$\Delta F = (\varepsilon / U_{ВЫХ.МАКС}) \times 100\% , \qquad (8.2)$$

где $U_{выхмакс}$- напряжение на выходе ПМП при B = $B_{макс}$.

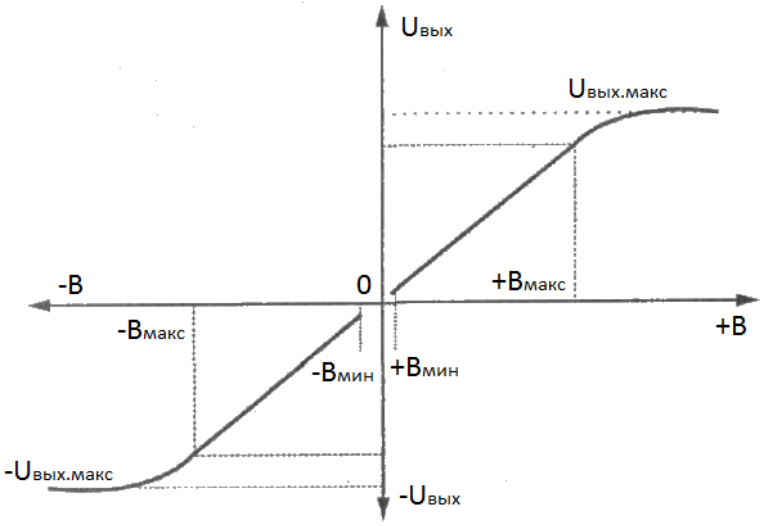


Рисунок 8.1 - Выходная характеристика ПМП

По характеристике, приведенной на рисунке 8.1, определяют диапазон индукций магнитного поля, в котором характеристика преобразователя линейна. Этот диапазон лежит в пределах от -$B_{макс}$ до +$B_{макс}$. Величина динамического диапазона D_B рассчитывается по формуле:

$$D_B = B_{МАКС} / B_{МИН} . \quad (8.3)$$

Минимальный порог чувствительности преобразователя регламентируется так называемой «мертвой зоной», расположенной в диапазоне от -$B_{мин}$ до +$B_{мин}$.

Эта зона для различных типов преобразователей магнитного поля определяется их параметрами и характеристиками. Например, для элемента Холла «мертвая зона» регламентируется величиной его остаточного напряжения $U_{0СТ}$ и уровнем его собственных шумов.

В зависимости от режимов работы ПМП, магнитоэлектронные устройства (МЭУ) можно условно разделить на три группы.

Назначением ПМП первой группы является индикация магнитной индукции. В данной группе устройств используются элементы Холла, магниторезисторы, магнитодиоды, ГМР-преобразователи и магнитотранзисторы. К ней также относятся бесконтактные реле; индикаторы положения перемещающихся объектов; бесконтактные клавиши для ручного ввода информации; преобразователи угла поворота типа «угол-код»; бесколлекторные двигатели постоянного тока; бесконтактные коммутаторы и др.

Ко второй группе относятся МЭУ, в которых ПМП служат для измерения магнитной индукции, воздействующей на них. К указанной группе относятся измерители напряженности магнитных полей; измерители

электрических токов и напряжений; измерители очень малых перемещений; устройства для магнитодефектоскопии; воспроизводящие магнитофонные головки; головки для считывания информации, записанной на магнитных носителях и др.

К третьей группе относятся устройства, в которых используется свойство ПМП служить аналоговым перемножителем электрических сигналов; измерители электрической мощности и энергии; измерители механической мощности; измерители электромагнитной мощности электрических машин; смесители и преобразователи частот; анализаторы периодических и случайных процессов и др.

8.2 Элементы Холла

Элементы Холла, часто называемые датчиками Холла, являются самыми распространенными преобразователями магнитного поля.

Действие этих элементов основано на эффекте Холла, который заключается в возникновении поперечной разности потенциалов при прохождении электрического тока в поперечном ему магнитном поле (рисунок 8.2).

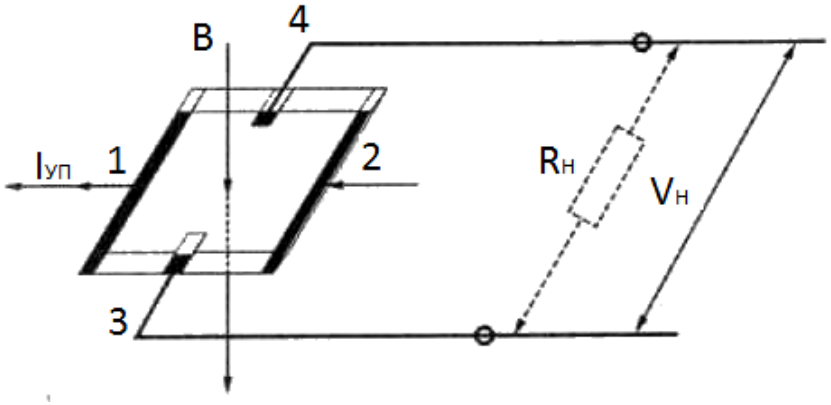


Рисунок 8.2 - Схема элемента Холла

Элемент Холла (ЭХ) представляет собой пластину из полупроводникового материала толщиной, по четырем сторонам которой расположены контакты. Контакты 1, 2 называются токовыми, а контакты 3,4 - выходными или измерительными.

Через контакты 1 и 2 пропускают управляющий ток $I_{уп}$, а с контактов 3 и 4 снимают напряжение Холла $V_н$.

В общем виде выражение для напряжения Холла (VH) должно быть записано как

$$V_H = (R_H / d) \times (I_{УП} \times B), \ (B / A \times Тл), \qquad (8.4)$$

где $R_н$ - постоянная Холла (коэффициент Холла);

d - толщина элемента;

$I_{уп}$- ток управления;

B - индукция воздействующего магнитного поля.

Основные параметры элементов Холла зависят от температуры.

Магнитная чувствительность элемента Холла является функцией угла α между вектором напряженности электрического и магнитного полей

$$\gamma_\alpha = \gamma_B \times B \times \sin\alpha . \qquad (8.5)$$

Магнитная чувствительность элемента Холла достигает максимума при угле, равном 90°. При использовании концентраторов и других элементов магнитных систем зависимость может быть иной.

Для изготовления МЧЭ элементов Холла наиболее широко используются: кремний (Si), германии (Ge), арсенид индия (InAs), антимонид индия (InSb), арсенид галлия (GaAs), то есть полупроводниковые материалы.

Элементы Холла (ЭХ) могут питаться и от источников переменного напряжения (или тока).

На рисунке 8.3 в качестве ПМП используется кремниевый элемент Холла типа ДХК-0,5, который подключается к цепи питания через два ограничительных резистора R1, R2. В качестве усилителя сигнала ЭХ применяется микросхема операционного усилителя 740УД2Б.

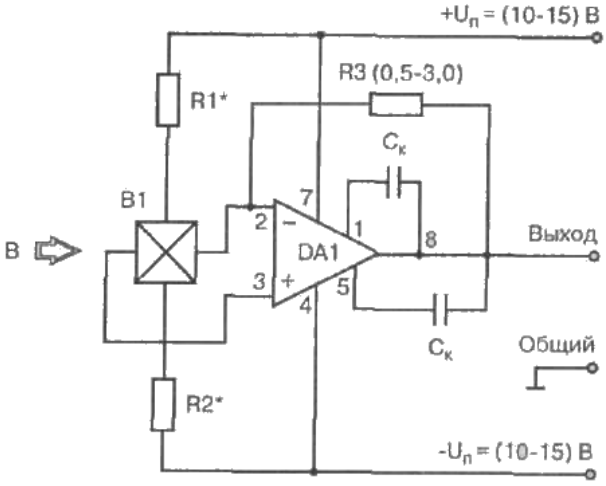


Рисунок 8.3 - Схема входного каскада магнитоприемного устройства с использованием кремниевого ЭХ и ОУ

8.3 Магниторезисторы

Магниторезисторы - электронные компоненты, действия которых основано на изменении электрического сопротивления полупроводника (или металла) при воздействии на него магнитного поля. Характеризуются такими параметрами, как магнитная чувствительность, номинальное сопротивление, рабочий ток, термостабильность, быстродействие и диапазон рабочих температур. По конструкции различаются на монолитные и пленочные.

Магниторезисторы н устройства на их основе могут работать при постоянном и модулированном (переменном) магнитном поле.

На рисунке 8.4 в качестве примера приведены схемы питания и режима термостабилизации тонкопленочного магниторезистора (МР) типа GMRC6.

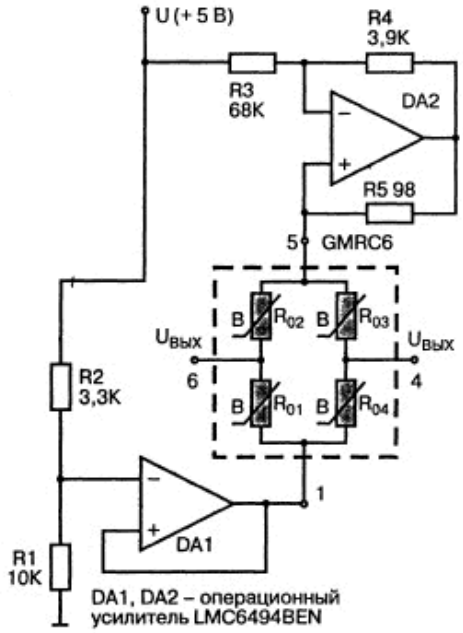


Рисунок 8.4 - Схема питания и режима термостабилизации МР типа GMRC6

Магниторезисторы применяются в датчиках: скорости и направления вращения, угла поворота и положения, линейного перемещения, расхода жидкости и газа, электрического тока и напряжения и т.п. Их используют в бесконтактной клавиатуре ПК, бесконтактных переменных резисторах, вентильных электродвигателях, электронных модуляторах и преобразователях, измерителях магнитного поля, металлоискателях, электронных навигаторах, в бытовой электронной аппаратуре, системах автоматического управления, устройствах считывания информации, определителях подлинности банкнот и др.

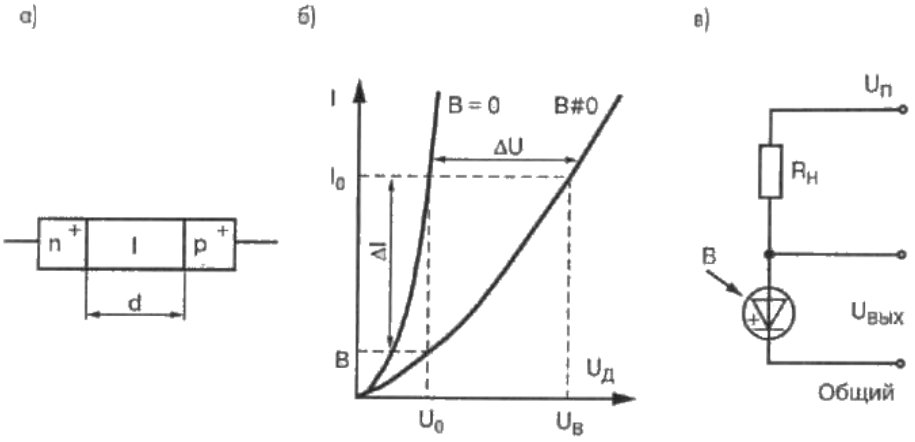
8.4 Магнитодиоды

Магнитодиодом называется преобразователь магнитного поля, принцип действия которого основан на магнитодиодном эффекте.

Вольтамперная характеристика магнитодиода приведена на рисунке 8.5,б. Схема включения магнитодиода показана на рисунке 8.5,в.

Магнитодиод представляет собой полупроводниковый прибор с p-n переходом и невыпрямляющнмн контактами, между которыми находится область высокоомного полупроводника (рисунок 8.5,а). Отличие от обычных полупроводниковых диодов состоит в том, что магнитодиод изготавливается из высокоомного полупроводникового материала, проводимость которого

близка к собственной, а ширина базы d в несколько раз больше диффузионной длины пробега носителей L, в то время как в обычных диодах d < L. В «длинных» диодах при прохождении электрического тока определяющими становятся процессы, зависящие от рекомбинации и движения неравновесных носителей заряда в базе и на поверхности.



а - конструкция перехода; б - ВАХ; в - схема включения.

Рисунок 8.5 - Магнитодиод

В прямом направлении при высоких уровнях инжекции проводимость магнитодиода определяется инжектированными в базу неравновесными носителями. Падение напряжения происходит не на p-n переходе, как в диоде, а навысокоомной базе.

8.5 Магнитотранзисторы

Матитотранзисторами называются транзисторы, конструктивные и рабочие параметры которых оптимизированы для получения максимальной чувствительности коллекторного тока к магнитному полю. В зарубежной литературе магнитотранзисторы иногда называют магнисторами.

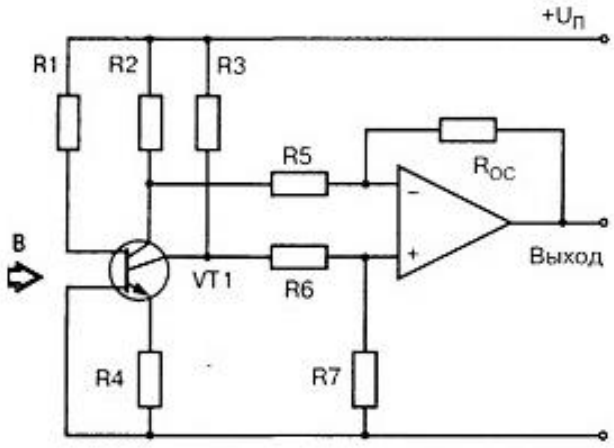


Рисунок 8.6 - Схема двухколлекторного магнитотранзистора с ОУ

В зависимости от того, к перпендикулярной или параллельной (относительно технологической поверхности) составляющей магнитного поля чувствительны магнитотранзисторы, они делятся на поперечные и продольные.

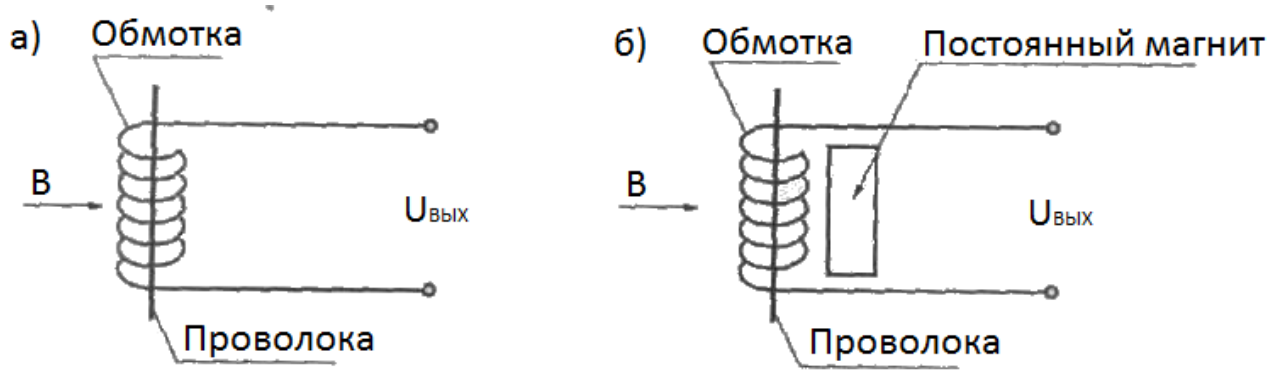
8.6 Датчик Виганда

Принцип действия датчика основан на так называемом эффекте Виганда - если ферромагнитную проволоку, имеющую специальный химический состав и физическую структуру, внести в магнитное поле, то произойдет спонтанное изменение ее магнитной поляризации, как только напряженность поля превысит некоторое пороговое значение. Этот предел называется порогом зажигания. Изменение состояния проволоки можно регистрировать при помощи обмотки, намотанной вокруг проволоки или размещенной рядом с ней.

Конструкция простейшего датчика Виганда приведена на рисунке 8.7. Датчик состоит из проволоки, изготовленной из ферромагнитного сплава типа викаллой (10% ванадия, 52% кобальта и железа) и обмотки.

Проволока Виганда представляет собой ферромагнитный цилинр, состоящий из магнитомягкой сердцевины и магнитотвердой внешней оболочки. Диаметр проволоки 0,2-0,3 мм, длина - 5 - 40 мм.

Обмотка датчика обычно составляет 1000-2000 витков медного провода диаметром 0,05-0,1 мм.



а - с обмоткой; б - с постоянным магнитом.

Рисунок 8.7 - Датчик Виганда

Область их применения простирается от задач измерения и контроля до систем управления доступом, в которых они служат носителями информации в идентификационных картах.

9 Лекция №9. Системы технического зрения

Цель лекции: изучение классификации датчиков изображения, принципов преобразования изображения в электрический сигнал.

9.1 Основы формирования и передачи изображения

Основной вклад в технику передачи изображения внесли С. Катаев и двое русских эмигрантов - В. Зворыкин в США и И. Шоэнберг в Англии.

На первом этапе преобразования информации в СТЗ происходит непосредственно формирование изображения, т. е. определение яркости Y(x, y) и цвета каждой конкретной его точки. Собственно изображение представляет собой распределение яркости и цвета объектов сцены в пространственной области, а его сигнал - развертку этого распределения во времени. Формирование изображения осуществляют датчиками - телевизионными и видеокамерами, используемыми также для передачи изображения на расстояние.

9.1.1 Способы кодирования цвета.

Многочисленные эксперименты привели к следующей эмпирической зависимости:

$$Y = 0{,}59\ G + 0{,}3\ R + 0{,}11\ B, \qquad (9.1)$$

где Y- яркость, характеризующая амплитуду черно-белого изображения;

G, R, B - соответственно зеленая, красная и синяя составляющие спектра излучения.

Представления о черном и белом весьма субъективны, поэтому возникла необходимость установить понятие «белый цвет». Согласно принятому международному определению, белым называется цвет свечения абсолютно черного тела при температуре 6500 °С.

Цветовую модель RGB используют для описания *источников излучения.* Если же освещается объект, он является *приемником света*, отряжающим волны. Большинство предметов отражают либо солнечные лучи, либо лучи других источников освещения. Так, если объем кажется красным, это означает , что он отражает только длинные волны, поглощая все остальные.

При передаче цветных изображений в большинстве СТЗ применяются устройства аддитивного цветового синтеза, основанные на модели RGB. К ним относятся и телекамеры, и мониторы. Сигнал яркости Y передается непосредственно, а информация о цвете кодируется двухкомпонентным вектором цветности. В этой модели, получившей название YUV, к уже известной формуле расчета яркости Y добавляются еще две, определяющие проекции U и V вектора цветности:

$$U = R - Y,\ V = B - Y. \qquad (9.2)$$

Такой видеосигнал получил название композитного. При приеме в цветном кинескопе осуществляется обратный процесс восстановления (декодирования) сигналов:

$$\varepsilon_R = \varepsilon_\gamma + \varepsilon_U \text{, или } \varepsilon_R = \varepsilon_\gamma + \varepsilon_{R-\gamma};$$
$$\varepsilon_B = \varepsilon_\gamma + \varepsilon_V \text{, или } \varepsilon_B = \varepsilon_\gamma + \varepsilon_{B-\gamma};$$
$$\varepsilon_G = \varepsilon_\gamma - 0.509\varepsilon_U - 0.194\varepsilon_V \text{, или}$$
$$\varepsilon_G = \varepsilon_\gamma - 0.509\varepsilon_{R-\gamma} - 0.194\varepsilon_{B-\gamma}. \qquad (9.3)$$

В настоящее время в эксплуатации находятся три совместимые системы цветного телевидения:

– американская NTSC (National Television System Color);
– германская PAL (Phase Alternation Line);
– французская SECAM (Sequentiel couleur a memoire).

Методы кодирования и передачи сигналов цветности в этих системах существенно различаются.

Во всех системах к цветному изображению добавляется сигнал звукового сопровождения, образуя так называемый низкочастотный телевизионный сигнал. Этот сигнал передается через эфир путем модуляции несущей частоты одного из пяти допустимых частотных диапазонов.

9.2 Датчики изображения

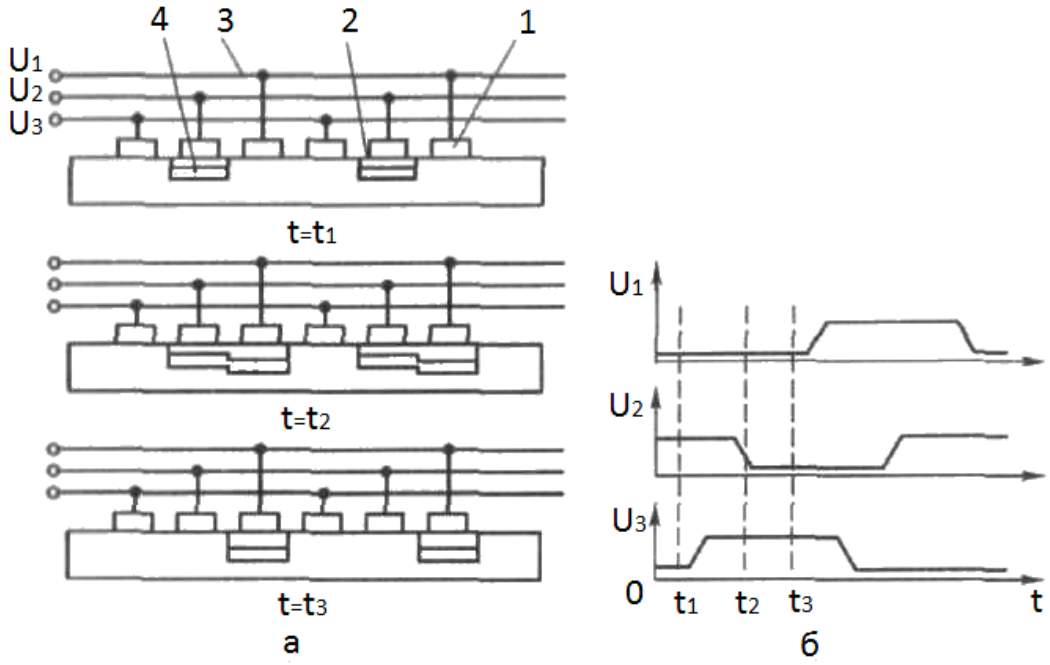
9.2.1 Телекамеры на ПЗС.

Основными достоинствами телекамеры с приборами с зарядовой связью (ПЗС) являются жестко заданный растр, исключающий проблему геометрических искажений, относительная температурная стабильность параметров и высокая надежность.

В основе работы ПЗС лежит принцип храпения локализованного заряда в потенциальных ямах, образуемых в полупроводниковом кристалле под действием внешнего поля, и передачи зарядовых пакетов из одной потенциальной ямы в другую при изменении управляющих воздействий. Основным элементом ПЗС, в котором происходит накопление и храпение заряда, является структура «металл-оксид-полупроводник» (МОП-структура) или контакт с барьером Шоттки. Эти элементы расположены максимально близко один к другому, чтобы их потенциальные ямы сливались, образуя зарядовую связь. В то же время между отдельными элементами не должно быть самопроизвольного растекания зарядов, для чего они разделены стоп-каналами. Группы из двух-трех элементов ПЗС (их количество зависит от числа фаз управления) образуют ячейку ПЗС (рисунок 9.1, а).

Перед началом работы в ПЗС индуцируется p-n-переход путем подачи положительного напряжения на его поверхность. При определенных фазовых напряжениях U_1, U_2, U_3 под электродами поочередно создаются потенциальные ямы для неосновных носителей, благодаря чему p-n-переход

начинает работать в режиме накопления заряда. Если один из элементов ячейки ПЗС выполнить прозрачным, то при облучении световым потоком в нем накапливается заряд, пропорциональный освещенности элемента и времени экспозиции. Другие элементы ячейки ПЗС являются непрозрачными. Для переноса заряда в закрытую от света зону управляющие сигналы U_1, U_2, U_3 поочередно образуют потенциальные ямы в других элементах ячейки (рисунок 9.1, б).



1 - прозрачный электрод; 2 - подложка; 3 - фазы управления;
4 - потенциальная яма.

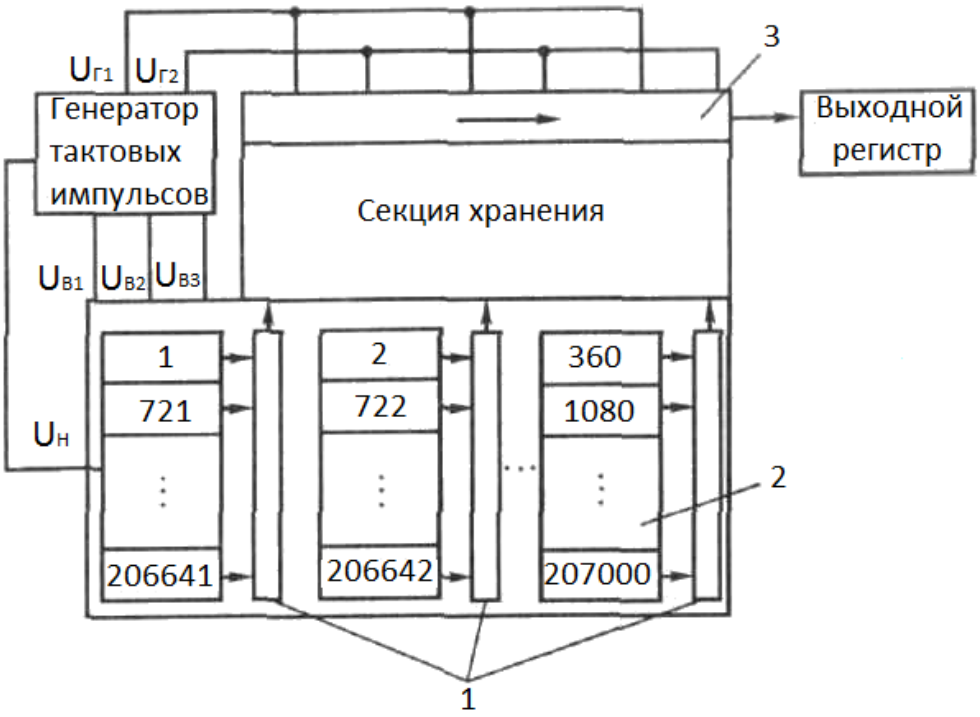
Рисунок 9.1 - Структура (а) и временные диаграммы (б) трехфазного элемента ПЗС

В датчиках изображения элементы ячеек ПЗС обычно объединяют в две секции: накопления и хранения, каждая из которых выполнена в виде матрицы ячеек. Секция накопления представляет собой светочувствительную поверхность, секция хранения расположена в закрытой от света зоне. Для перемещения зарядов и формирования строк развертки служит секция переноса, представляющая собой набор сдвиговых регистров.

В зависимости от способа развертки различают матрицы *со строчным переносом, с кадровым и строчно-кадровым переносом заряда.* Поскольку время считывания всех ячеек матрицы должно быть согласовано с периодом развертки кадра, считывание строки следует проводить во время прямого хода луча, а экспозицию (освещение ячейки) - во время гасящего импульса (около 12 мкс). Однако малое время экспозиции не позволяет обеспечить требуемую чувствительность матрицы. Увеличения времени экспозиции при сохранении периода развертки можно добиться путем уменьшения времени переноса заряда в секцию хранения. Например, в матрице со строчным переносом

заряда, разработанной фирмой Sony, секция хранения отсутствует и заряды ячеек из секции накопления поступают в секцию переноса (в виде строки сдвиговых регистров) и далее последовательно передаются в выходной регистр матрицы.

Bi разработанной фирмой Sony матрице ПЗС со строчно-кадровым переносом заряда реализован режим чересстрочной развертки кадра (рисунок 9.2).



1 - регистры вертикального сдвига; 2 - секция накопления; 3 - регистр горизонтального сдвига.

Рисунок 9.2 - Схема матрицы ПЗС со строчно-кадровым переносом заряда

Рассмотрим процедуру вывода нечетного полукадра. Сигнал $U_н$ генератора тактовых импульсов инициирует параллельный перенос зарядов, содержащихся в ячейках нечетных строк секции накопления 2, в регистры вертикального сдвига 1. Заряды, соответствующие этому полукадру, сигналами $U_{в1}$, $U_{в2}$ и $U_{в3}$ переносятся в секцию хранения и далее в регистр горизонтального сдвига 3. Перемещение зарядов вдоль него к выходному регистру осуществляется сигналами $U_{г1}$ и $U_{г2}$. Затем весь процесс повторяется для четного полукадра. Перенос зарядов из секции хранения в выходной регистр выполняется за время гасящего импульса, а считывание их из секции накопления в течение последующей экспозиции.

Телекамера на ПЗС обычно содержит матрицу со строчно-кадровым переносом заряда, устройство управления и выходной каскад, содержащий полевой транзистор, видеоусилитель, генератор служебных сигналов и смеситель. На выходе транзистора формируется последовательность видеоимпульсов, которая после усиления поступает на смеситель, где к ней

подмешиваются гасящие и синхронизирующие импульсы, образуя композитный видеосигнал..

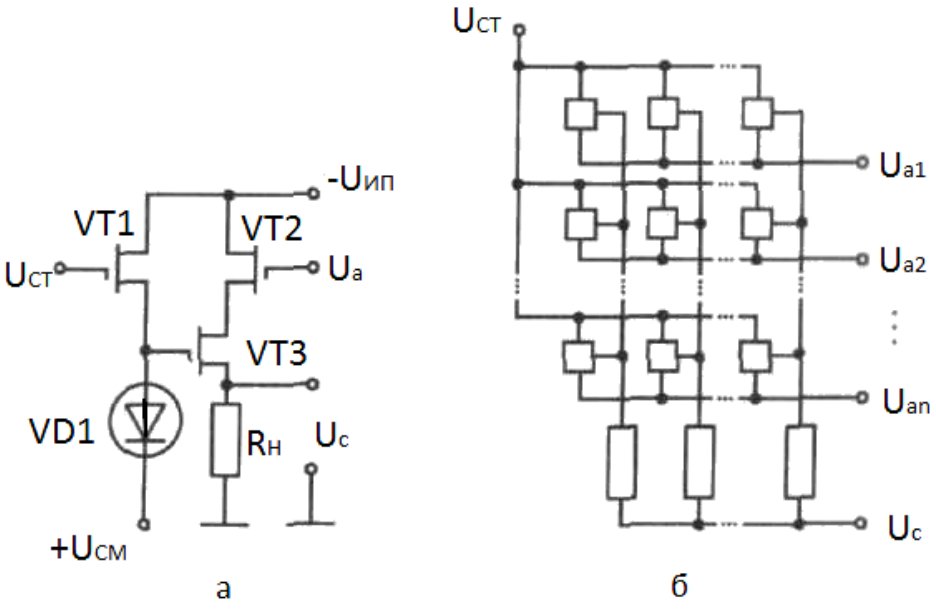
Для обозначения размера матрицы на ПЗС используют параметр «формат», который соответствует диаметру видикона с такой же площадью светочувствительной поверхности. Чем больше формат матрицы, тем больше ячеек ПЗС она содержит и тем выше ее разрешающая способность. Телекамеры на ПЗС имеют матрицы форматом 1/4, 1/3, 1/2, 2/3 и 1 дюйм. Формат матрицы влияет также и на угловое поле: при одинаковых объективах камера с матрицей форматом 1/2 дюйма имеет большее поле, чем с форматом 1/3 дюйма.

К достоинствам телекамер на ПЗС можно отнести высокое быстродействие, возможность запоминания изображения, устойчивость к внешним возмущающим воздействиям, а также малые габаритные размеры и вес. Недостатки: относительно невысокая чувствительность и разрешающая способность.

9.2.2 Телекамеры с фотодиодной матрицей.

Фотодиодные матрицы также относятся к приборам с переносом заряда. Их основные достоинства - поэлементная адресация и параллельный вывод данных. В основе работы фотодиодной матрицы лежит свойство обратно смещенного p-n-перехода накапливать заряд, пропорциональный падающему на переход световому потоку. Датчики этого типа широко используют в оптических преобразователях, сканерах, принтерах и др.

Основным элементом фотодиодной матрицы является ячейка, содержащая фотодиод VD_1 и три полевых транзистора VT_1, VT2 и VT_3 (рисунок 9.3,а).



а - электрическая схема ячейки; б - схема фотодиодной матрицы.

Рисунок 9.3 - Фотодиодной матрица

Ячейка работает в двух режимах: запись заряда и вывод сигнала. В начале режима записи на транзистор VT_1 поступает открывающий его импульс стирания $U_{ст}$, в результате чего по цепи от $+U_{см}$ до $-U_{ип}$ протекает ток и внутри фотодиода (который в этом режиме подобен конденсатору) начинает накапливаться заряд. Режим вывода сигнала начинается с закрытия транзистора VT_1 и открытия через некоторый промежуток времени $t_{нак}$ транзистора VT_2 адресным импульсом U_a. При этом через сопротивление нагрузки $R_н$ начинает течь ток, величина которого зависит от степени открытия транзистора VT_3 потенциалом фотодиода.

Таким образом, сигнал U_c на выходе ячейки зависит от ее освещенности. Ячейки объединяют в матрицу и ,следовательно, совокупность сигналов с выходов всех ячеек дает информацию о распределении освещенности на светочувствительной поверхности (рисунок 9.3, б).

Новый цикл записи начнется с подачи очередного импульса стирания от внешнего формирователя одновременно на все ячейки матрицы. При этом емкости фотодиодов снова заряжаются, стирая сохранившиеся в них заряды. Адресный импульс подается на выбранную строку матрицы, и все ячейки этой строки считываются параллельно. Таким образом, в фотодиодной матрице организуется параллельно- последовательное считывание информации..

Структурная схема телекамеры с фотодиодной матрицей представлена на рисунке 9.4.

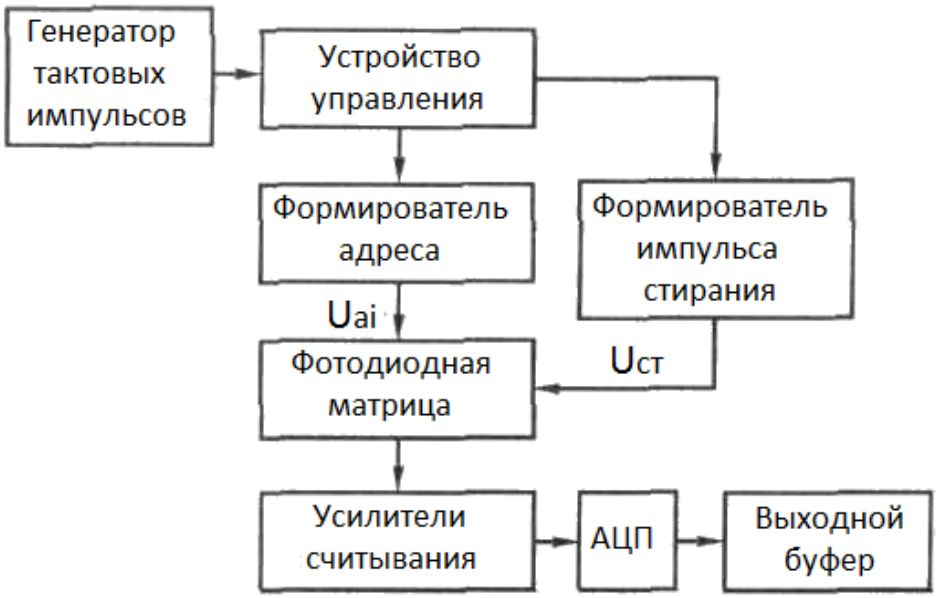


Рисунок 9.4 - Структурная схема фотодиодной телекамеры

Генератор тактовых импульсов устанавливает рабочую частоту, а устройство управления определяет последовательность опроса ячеек матрицы. Формирователь адреса устанавливает амплитуду и длительность адресных импульсов и распределяет их по адресным входам матрицы в соответствии с заданным порядком считывания. Данные из ячеек поступают через усилители

считывания и АЦП в буферное устройство, используемое для согласования последовательности и скорости вывода данных из камеры и их ввода в процессор обработки изображения. Частота вывода кадров определяется временем $t_{нак}$ и варьируется в диапазоне 200...5000 Гц.

Достоинства: возможность поэлементной адресации, высокое быстродействие, малые масса и габаритные размеры, высокая механическая прочность и надежность.

Недостатки: малая разрешающая способность и шум сигнала (вследствие различия фотоэлектрических характеристик отдельных ячеек).

10 Лекция №10. Моделирование тепловых режимов

Цель лекции: изучение методов моделирования тепловых режимов печатных плат и узлов приборов и систем, определение критических температур и способов отвода тепловых потоков.

10.1 Общие положения и понятия

Тепловые режимы в значительной степени определяют электрические, надежностные, топологические и другие характеристики приборов.

Для полупроводниковых приборов - транзисторов и выпрямительных диодов - характерны температурные зависимости теплового тока I_o и тока термогенерации I_g:

$$I_{об}(T) = I_g(T) + I_0(T) = I_{g0} \cdot \exp(B_1 \cdot (T - T_0)) + B_2 \cdot I_{00} \cdot \exp(B_3 \cdot (T - T_0)), \quad (10.1)$$

где $I_{об}$ _ обратный ток p-n-перехода;

I_{go}, I_{oo} - величины тока термогенерации и теплового тока при нормальных условиях;

B_1, B_2, B_3 - аппроксимирующие коэффициенты (например, для кремниевых p-n-переходов: $B_1 = 0{,}07$, $B_2 = 0{,}001$,$B_3 = 0{,}13$).

Для транзисторов, работающих в ключевом режиме, и выпрямительных диодов характерна также температурная зависимость времени их включения и выключения, которое определяется температурной зависимостью постоянной времени p-n-перехода - $\tau_{p\text{-}n}$:

$$\tau_{p-n} = \tau_{0p-n} \cdot 10^{C_1(T-T_0)}, \quad (10.2)$$

где $\tau_{op\text{-}n}$ - постоянная времени перехода при нормальных условиях;

C_1 - аппроксимирующий коэффициент.

Тепловой режим элементной базы в значительной степени определяет ее надежность. Так, например, увеличение температуры РЭА с 60 до 80°С (рисунок 10.1) снижает среднее время наработки на отказ почти в 2 раза.

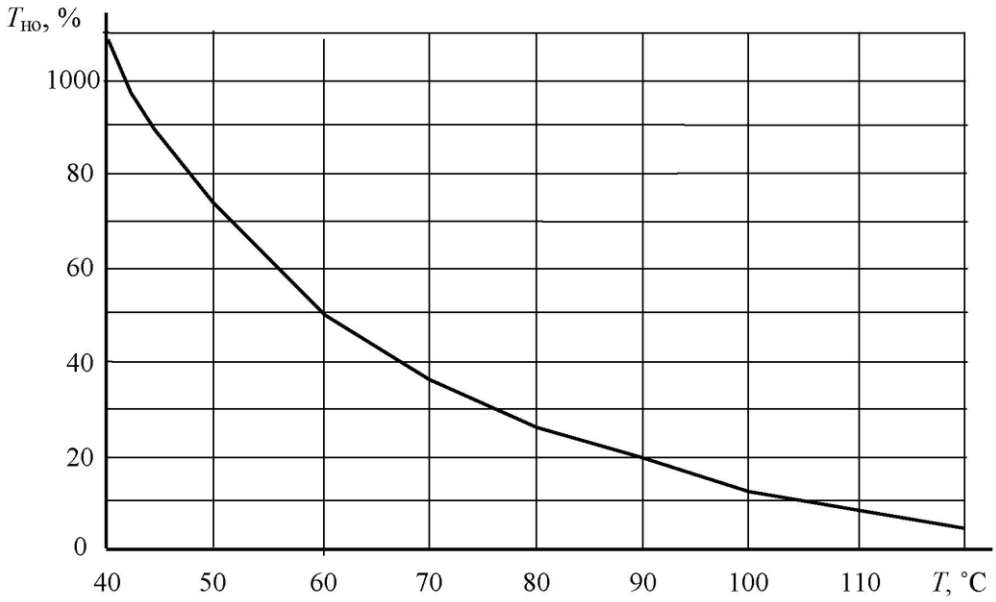


Рисунок 10.1 - Зависимость наработки на отказ $T_{но}$ ПС от температуры РЭА

В ПС, которые подвержены жестким тепловым и вибрационным воздействиям, значительные тепловые нагрузки приводят к изменению физико-механических (диссипативных и жесткостных) параметров материалов печатных плат. Это, в свою очередь, приводит к изменению механических характеристик печатных узлов.

10.2 Конструктивные особенности печатных узлов

С точки зрения протекания тепловых процессов в конструкциях печатных узлов информацию о их конструктивно-технологических особенностях можно формализовать следующим образом:

1) Несущая конструкция печатного узла (ПУ) может иметь сложную структуру (например, слоистую), в которой могут присутствовать вырезы, теплостоки и т.п.

2) На несущей конструкции ПУ располагается большое количество электронных компонентов (ЭК), а также дополнительных конструктивных элементов таких, как мини-радиаторы, ребра жесткости, тепловые шины, экраны и т. п. Мощности тепловыделяющих ЭК могут достигать 20–30 Вт.

3) ЭК крепятся на несущую конструкцию случайным образом с использованием как стандартных, так и нестандартных вариантов установки.

Печатные узлы устанавливаются в ПС, как правило, при помощи направляющих и разъемов (рисунок 10.2), при помощи шпилек (рисунок 10.3) или с использованием специальных теплостоков.

Печатные узлы охлаждаются в составе блоков или могут иметь индивидуальные, дополнительные средства охлаждения (мини-вентиляторы, тепловые трубы, микрохолодильники и т. п.).

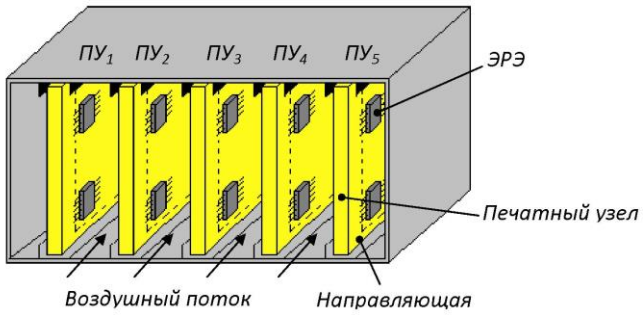


Рисунок 10.2 - Конструкция кассетного блока

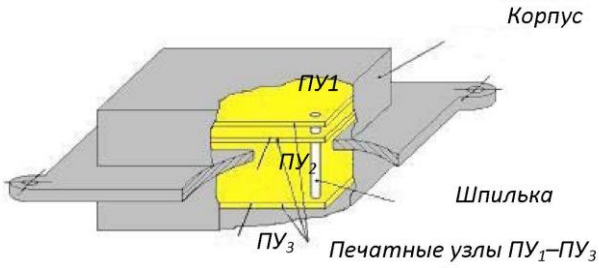


Рисунок 10.3 - Конструкция этажерочного блока

10.3 Электротепловая аналогия

Для исследования тепловых процессов в технических объектах используются различные методы. Одним из таких методов, позволяющих с достаточной для инженерных расчетов точностью исследовать тепловые поля в конструкциях ПС с учетом особенностей их конструктивного построения и условий охлаждения, является метод электротепловой аналогии (ЭТА). Метод ЭТА позволяет представить тепловые процессы, протекающие в конструкциях ПС, в виде эквивалентной электрической цепи, которая в дальнейшем анализируется при помощи хорошо отработанного математического аппарата по численному анализу на ЭВМ электрических цепей. Математически такой прием можно представить заменой дифференциального уравнения в частных производных, описывающего тепловые процессы, – уравнениями в конечных разностях. Рассмотрим такой подход на примере применения дифференциального уравнения Фурье -Кирхгофа к твердым изотропным телам при решении стационарной задачи. Такое уравнение в декартовой системе координат имеет вид:

$$\lambda \nabla^2 T + q_V = 0, \qquad (10.3)$$

где q_v - удельная мощность внутренних источников энергии;

λ - коэффициент теплопроводности изотропного твердого тела ($\lambda=\lambda x=\lambda y=\lambda z$);

T - температура;

$\nabla^2 = \frac{d^2}{dx^2} + \frac{d^2}{dy^2} + \frac{d^2}{dz^2}$ – оператор Лапласа.

Запись уравнения (10.3) в конечных разностях основана на допущении возможности замены непрерывного процесса дискретным, т. е.

$$\lambda\left[\frac{\Delta^2 T}{\Delta x^2}+\frac{\Delta^2 T}{\Delta y^2}+\frac{\Delta^2 T}{\Delta z^2}\right]+q_V=0\,. \qquad (10.4)$$

Для наглядности дальнейших рассуждений разобьем условно-твердое тело на ряд объемов (параллелепипедов) с размерами Δx, Δy, Δz.

Рассмотрим совокупность объемов в направлении оси 0_x. Для этого выделим в твердом теле объем V_0 и его соединения с объемами V_1, V_2 (рисунок 10.4). Температуры центров соответствующих условно-изотермических объемов обозначим T_0, T_1, T_2.

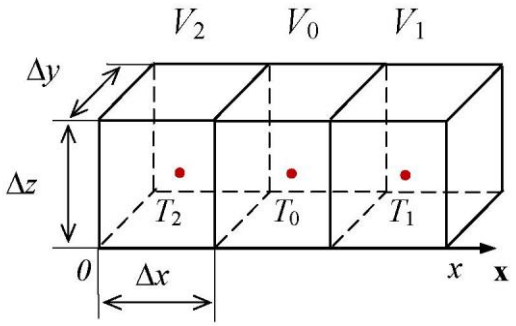


Рисунок 10.4 - Условно-твердое тело, разбитое на множество объемов и выделение совокупности объемов вдоль оси 0_x

В объеме V_0 имеются внутренние источники энергии с удельной мощностью q_0. Тогда для объема V_0 составляющая по оси 0_x (с использованием разности вперед) уравнение (10.4) примет вид:

$$\frac{\Delta^2 T}{\Delta x^2}=\frac{\dfrac{T_1-T_0}{\Delta x}-\dfrac{T_0-T_2}{\Delta x}}{\Delta x}=\frac{T_1-T_0}{\Delta x^2}-\frac{T_0-T_2}{\Delta x^2}=\frac{T_1-2T_0+T_2}{\Delta x^2}\,. \qquad (10.5)$$

Аналогичным образом рассмотрим совокупность объемов по осям 0_y и 0_z (рисунок 10.4).

Запишем разностные аналогии для составляющих уравнения вдоль осей 0_y и 0_z соответственно:

$$\frac{\Delta^2 T}{\Delta y^2}==\frac{T_3-T_0}{\Delta y^2}-\frac{T_0-T_4}{\Delta y^2},$$
$$\frac{\Delta^2 T}{\Delta z^2}==\frac{T_5-T_0}{\Delta z^2}-\frac{T_0-T_6}{\Delta z^2}. \qquad (10.6)$$

С учетом (10.5) и (10.6) уравнение (10.4) можно записать в следующем виде:

$$\lambda\left[\left(\frac{T_1-T_0}{\Delta x^2}-\frac{T_0-T_2}{\Delta x^2}\right)+\left(\frac{T_3-T_0}{\Delta y^2}-\frac{T_0-T_4}{\Delta y^2}\right)+\left(\frac{T_5-T_0}{\Delta z^2}-\frac{T_0-T_6}{\Delta z^2}\right)\right]+q_0=0. \quad (10.7)$$

Умножив обе части уравнения (10.7) на объем $V_0 = \Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z$, получим:

$$\left[\frac{\lambda\cdot\Delta y\cdot\Delta z}{\Delta x}\cdot(T_1-T_0)-\frac{\lambda\cdot\Delta y\cdot\Delta z}{\Delta x}\cdot(T_0-T_2)\right]+$$
$$\left[\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta z}{\Delta y}\cdot(T_3-T_0)-\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta z}{\Delta y}\cdot(T_0-T_4)\right]+$$
$$\left[\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta y}{\Delta z}\cdot(T_5-T_0)-\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta y}{\Delta z}\cdot(T_0-T_6)\right]+Q_0=0, \quad (10.8)$$

где $Q_0 = q_0 \cdot \Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z$ - тепловая мощность, рассеиваемая в объеме V_0.
Введем в уравнение (10.6) параметры:

$$\sigma_x=\frac{\lambda\cdot\Delta y\cdot\Delta z}{\Delta x},\quad \sigma_y=\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta z}{\Delta y},\ \sigma_z=\frac{\lambda\cdot\Delta x\cdot\Delta y}{\Delta z}. \quad (10.9)$$

Параметры σ_x, σ_y, σ_z имеют физический смысл и размерность тепловых проводимостей (Вт/К) между соседними объемами твердого тела по осям 0_y и 0_z (рисунок 10.4). Уравнение (10.8) с учетом введенных параметров примет вид

$$[\sigma_x\cdot(T_1-T_0)-\sigma_x\cdot(T_0-T_2)]+[\sigma_y\cdot(T_3-T_0)-\sigma_y\cdot(T_0-T_4)]+$$
$$[\sigma_z\cdot(T_5-T_0)-\sigma_z\cdot(T_0-T_6)]+Q_0=0. \quad (10.10)$$

Конечно-разностное уравнение (10.10), описывающее теплообмен в элементарном объеме твердого тела, аналогично уравнению, записанному на основе 1-го закона Кирхгофа для суммы токов 0-го узла электрической цепи, представленной на рисунке 10.5.

Рассмотрим теперь граничный объем твердого тела, например, по оси 0_x (объем V_1 на рисунке 10.6). На рисунке показано, что узел №1 находится за границей твердого тела - в окружающей среде (объем V_1 на рисунке 10.6). Шаг Δx за границу твердого тела введен искусственно.

Перепишем также уравнение (10.7), введя в него параметр $\lambda_г$:

$$\frac{\lambda_Г(T_1-T_0)}{\Delta x^2}-\frac{\lambda(T_0-T_2)}{\Delta x^2}+\lambda\left[\left(\frac{T_3-T_0}{\Delta y^2}-\frac{T_0-T_4}{\Delta y^2}\right)+\left(\frac{T_5-T_0}{\Delta z^2}-\frac{T_0-T_6}{\Delta z^2}\right)\right]+q_V=0, \quad (10.11)$$

где $\lambda_г$ - коэффициент теплопроводности не материала твердого тела, а теплопроводность интервала, в который входит и граница твердого тела с окружающей средой.

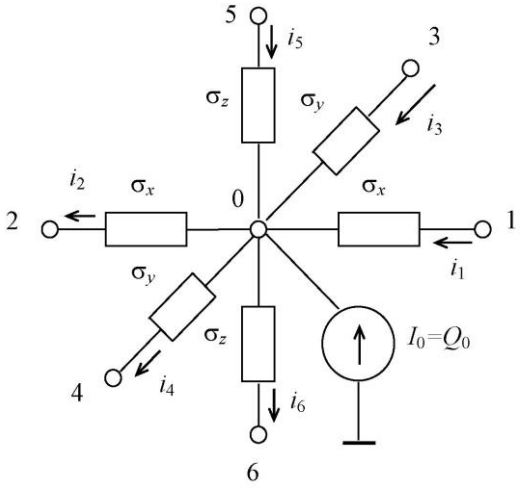


Рисунок 10.5 - Фрагмент электрической цепи, моделирующей процессы теплопередачи через элементарный объем V_0

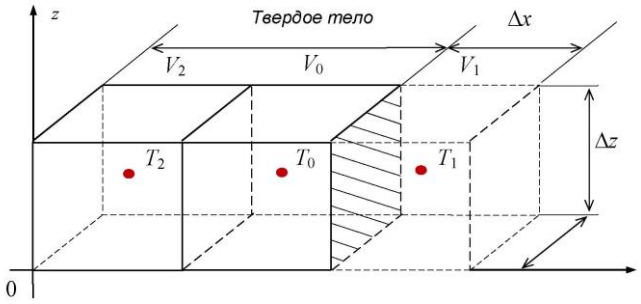
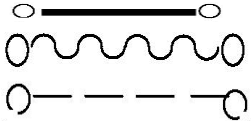


Рисунок 10.6 - Граничный элементарный объем V_1 твердого тела (объемы V_0 и V_2)

При экспериментальных изучениях теплопроводящих свойств границ раздела, при определении закона теплообмена между поверхностью тела и окружающей средой устанавливают непосредственное отношение $\lambda_т/\Delta x$, которое называют коэффициентом теплоотдачи или коэффициентом теплообмена α.

Применение аналитических моделей для вычисления параметров ветвей модели тепловых процессов (МТП) позволяет вычислять их через геометрические и теплофизические параметры конструкции, что дает возможность учитывать любые особенности конструкции. На рисунках 10.7-10.8 приведены обозначения некоторых компонентов моделей тепловых процессов.

Диссипативность – переход кинетической энергии в тепловую.



контактный теплообмен;

тепловое излучение;

естественная конвекция в окружающую среду.

Рисунок 10.7 - Обозначения диссипативных компонентов топологических МТП

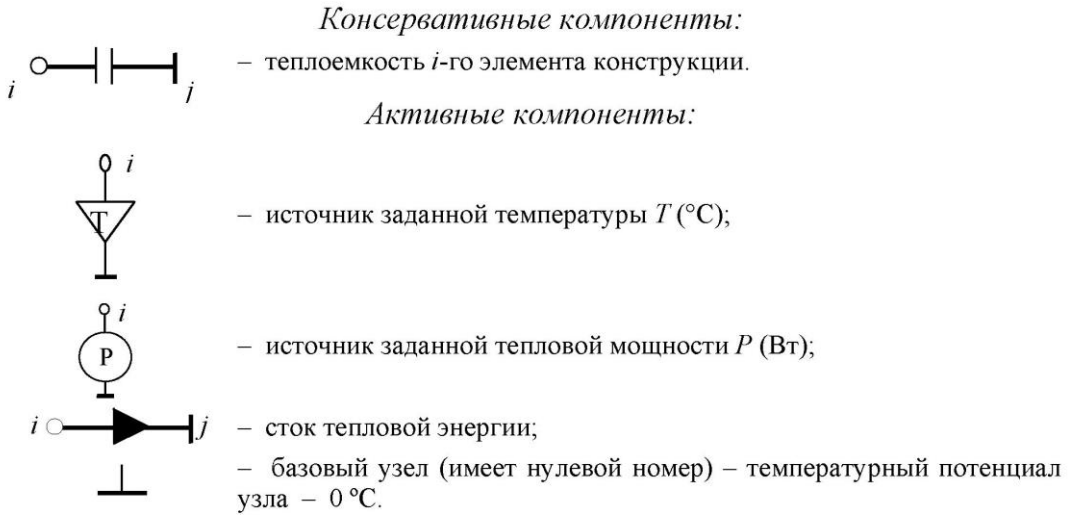


Рисунок 10.8 - Обозначения консервативных и активных компонентов

После вычисления тепловых проводимостей, применив метод аналогий, можно перейти к матричной форме записи математической модели тепловых процессов, например, используя базис узловых потенциалов.

Для наглядности приведем пример тепловой модели активного элемента (транзистора, усилителя, микросхемы) электрической схемы.

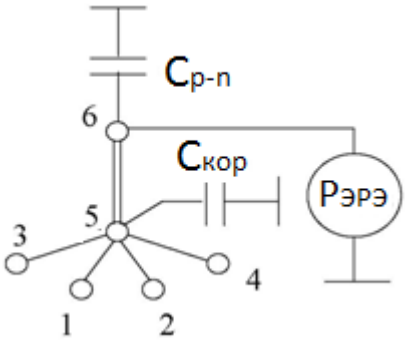


Рисунок 10.9 - Тепловая\ модель активного элемента электрической схемы

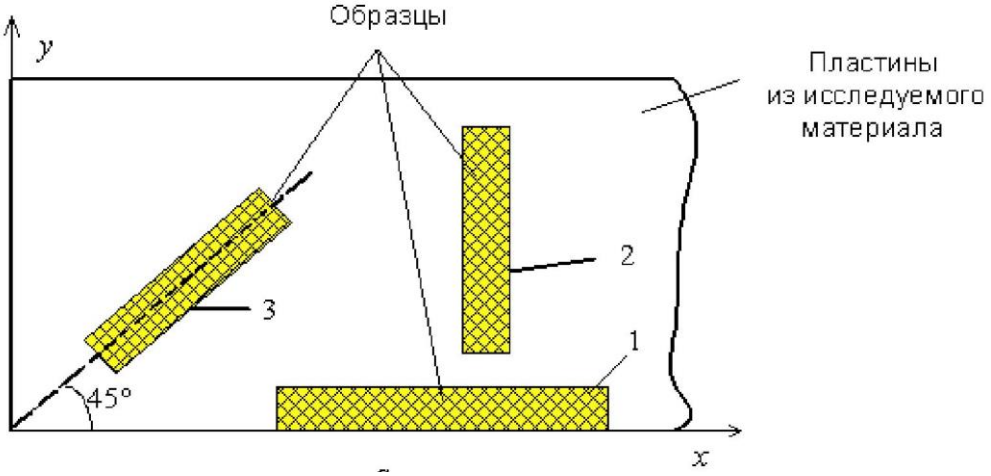
11 Лекция №11. Моделирование механических режимов

Цель лекции: изучение способов и методов моделирования механических нагрузок на печатные платы и узлы приборов и систем для обоснованного выбора типов амортизаторов.

11.1 Модель механических процессов печатного узла

Стеклотекстолит является основой для изготовления ПП, подвергающихся интенсивным механическим воздействиям, и представляет собой структуру из нескольких слоев стекловолокна, уложенных во взаимно перпендикулярных направлениях и пропитанных полимеризующейся смолой.

В связи с такой структурой стеклотекстолит обладает анизотропными свойствами (зависимость прочности от изменения структуры материала). На рисунках 11.1-11.3 приведен эскиз раскройки пластины из стеклотекстолита и из сплава АМГ-6, размеры образцов и схемы их испытания.



1 – в продольном направлении; 2 – в поперечном направлении; 3 – в направлении под 45°.

Рисунок 11.1 - Эскиз раскройки материала

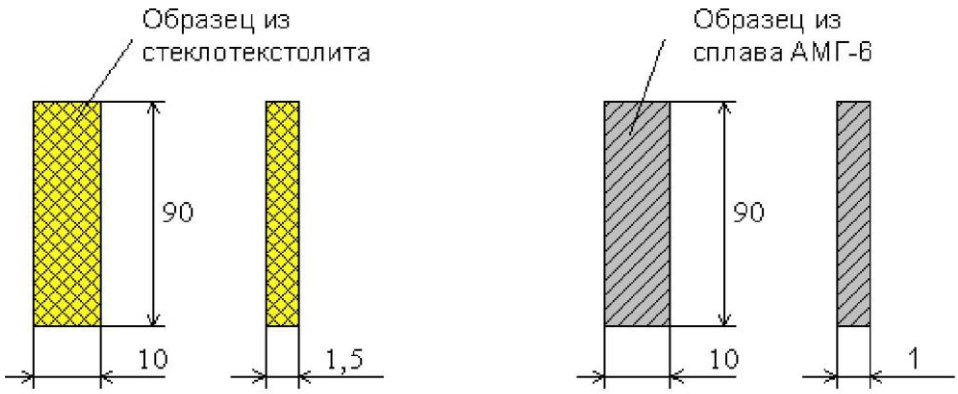


Рисунок 11.2 - Размеры образцов

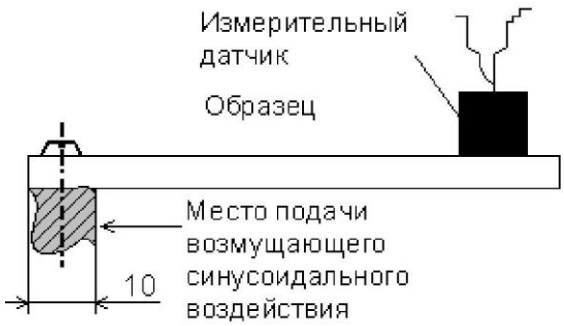


Рисунок 11.3 – Эскиз крепления исследуемого образца и датчика

В результате испытаний для каждого образца была получена зависимость виброускорения от воздействующей частоты синусоидального воздействия (рисунок 11.4).

Из рисунков 11.4-11.6 видно, что жесткостные свойства стеклотекстолита в направлении под углом 45° отличаются от его жесткостных свойств в продольном и поперечном направлениях.

Это объясняется отличием, примерно на 20 %, первых (f_{01}) и вторых (f_{02}), резонансных частот исследуемых образцов.

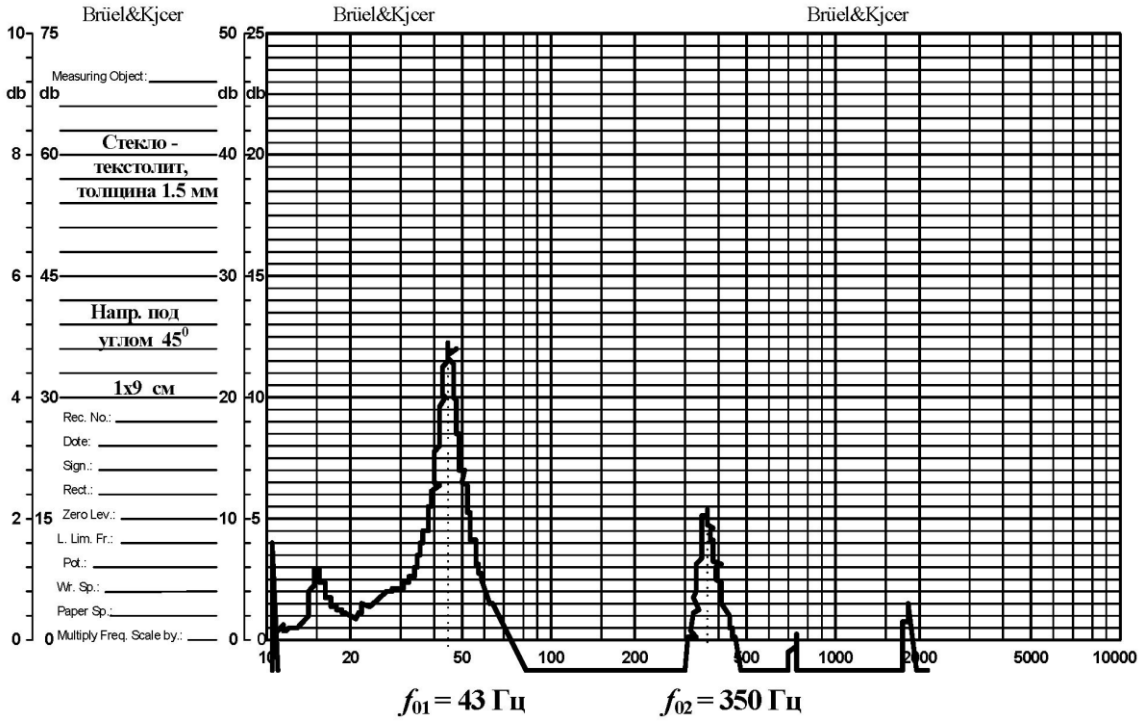


Рисунок 11.4 - АЧХ стеклотекстолита

С учетом вышеизложенного механические характеристики печатных плат, подвергающихся интенсивным механическим воздействиям, можно задавать набором следующих параметров:

E_1 - модуль упругости образца материала ПП при изгибе по оси 0_x или 0_y;

E_{45} - модуль упругости образца материала ПП, вырезанного под углом в 45° к основе;

μ_1,μ_{45} - коэффициенты Пуассона при деформации осей 0_x или 0_y и под углом в 45° к основе;

ρ - плотность материала ПП;

ψ - коэффициент рассеивания энергии в материале при вибрационной деформации.

Коэффициент рассеивания энергии в материале при вибрационных воздействиях имеет сложную зависимость от параметров, являющихся следствием внешних механических воздействий, от величины механических

напряжений в материале, частоты вибрационных воздействий и температуры материала.

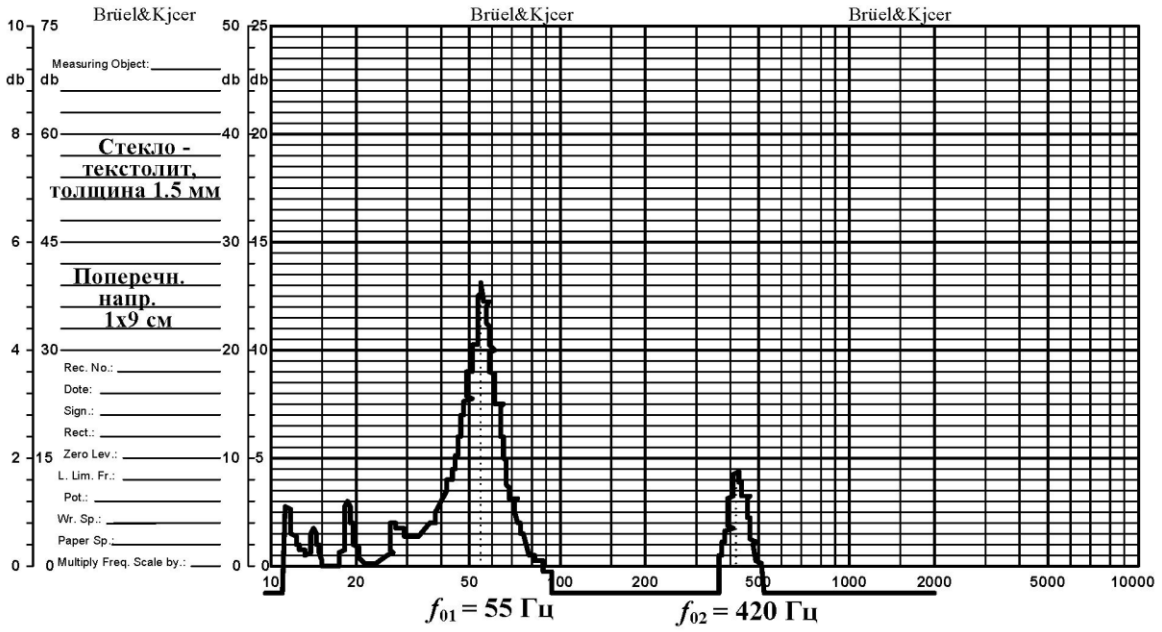


Рисунок 11.5 - АЧХ стеклотекстолита

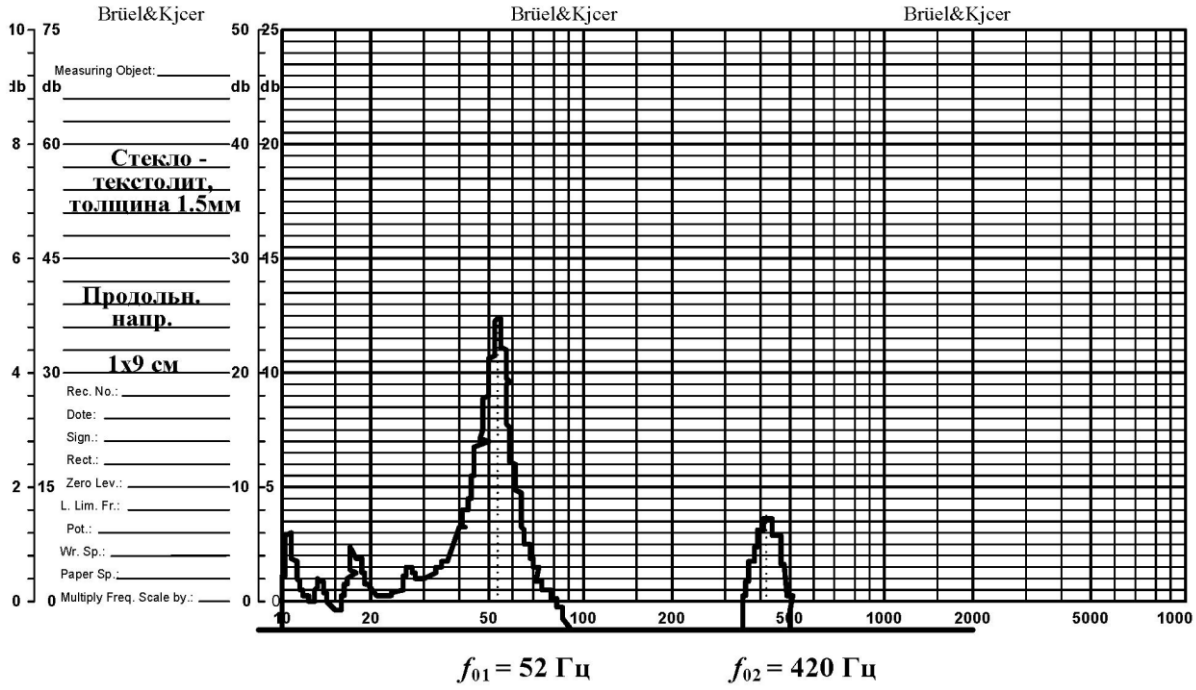


Рисунок 11.6 - АЧХ стеклотекстолита

В целом, конструкцию ПУ можно охарактеризовать как анизотропную пластину, усиленную локально размещенными на ней ЭК, ребрами жесткости и т. п., вносящими также и дополнительную массу.

11.2 Параметры вибрационных воздействий

Вибрационные воздействия на ПС можно классифицировать на гармонические (детерминированные), полигармонические и случайные.

Гармоническое воздействие является периодическим колебательным процессом, который характеризуется амплитудой X_m и периодом Т колебаний. При этом мгновенное значение перемещения в момент времени τ определяется как

$$X(\tau) = X_m \cdot \sin(2pt/T + j) = X_m \cdot \sin(\omega\tau + j), \quad (11.1)$$

где ω = 2π/Т - круговая частота, φ - фаза гармонического колебания.

Амплитуда ускорения при гармоническом воздействии вычисляется как

$$A = \omega^2 \cdot X_m. \quad (11.2)$$

Полигармоническое вибрационное воздействие является воздействием, которое может быть представлено в виде суммы нескольких гармонических воздействий:

$$X(\tau) = \sum_{i=1}^{M} X_{mi} \cdot \sin(\omega_i \tau + j_i), \quad (11.3)$$

где X_{mi}, ωi, φi - амплитуда, круговая частота и начальная фаза i-го гармонического колебания;

М - количество гармонических составляющих.

Гармонические воздействия, как правило, возникают на объектах установки ПС, в которых имеются различные одиночные мощные вращающиеся механизмы (электродвигатели, турбинные двигатели и т. п.). Возникновение полигармонических воздействий характерно при наличии на объекте установки ПС нескольких разных по количеству оборотов механических устройств.

Случайные процессы можно разделить на две группы: 1-я группа – стационарные (характеристики не зависят от начала отсчета); 2-я группа – нестационарные (характеристики зависят от начала отсчета).

Стационарный случайный процесс характеризуется тем, что каждая его реализация обладает одинаковыми характеристиками, в то время как реализации нестационарного процесса могут не обладать одинаковыми характеристиками.

Стационарный случайный колебательный процесс обладает частотным спектром. Однако этот процесс нельзя представить в виде суммы гармонических составляющих с определенной амплитудой и фазой, поскольку реализации случайного процесса одинаковы и изменяются случайным образом. В связи с этим описание спектра случайного колебания удобно производить с

точки зрения мощности вибрации, приходящейся на единицу частоты диапазона вибрации. На практике для оценки параметров случайной вибрации используют понятие спектральной плотности ускорения G(ω):

$$G(\omega) = \lim_{\Delta\omega \to 0} \frac{a}{D\omega} = \int_{-\infty}^{+\infty} K_X(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \qquad (11.4)$$

где ω - круговая частота;

а - среднеквадратическая величина ускорения $a = \sqrt{D(\omega)}$.

На рисунке 11.7 приведен эскиз конструкции образца функциональной ячейки (металлическое основание толщиной 1,5 мм с установленными на каждую его сторону многослойными печатными платами с ЭК), а на рисунке 11.8 - частотная характеристика контрольной точки №1 функциональной ячейки, полученные в результате испытаний.

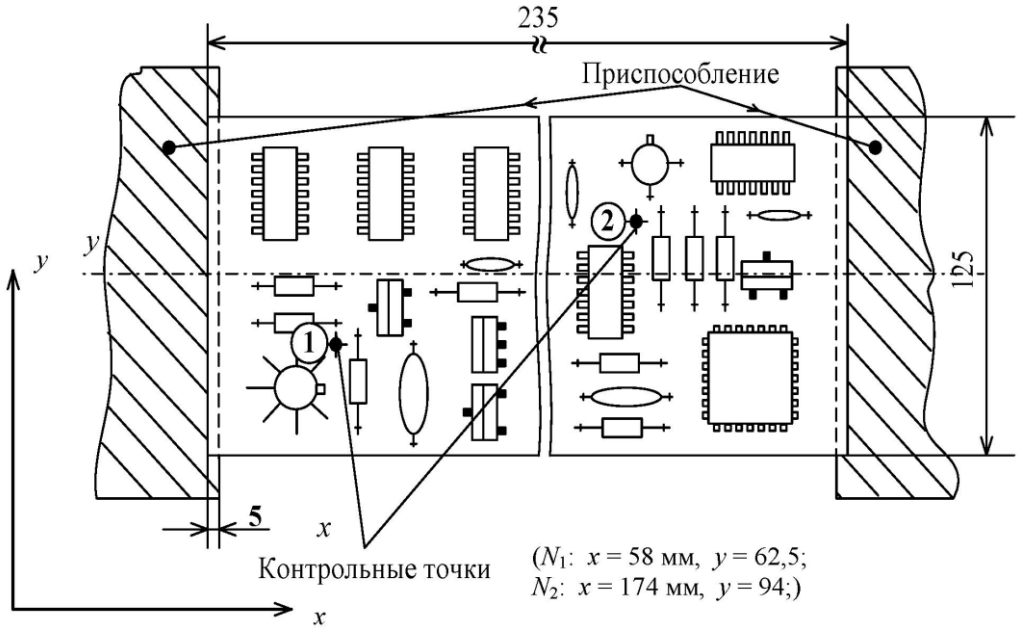


Рисунок 11.7 - Эскиз функциональной ячейки

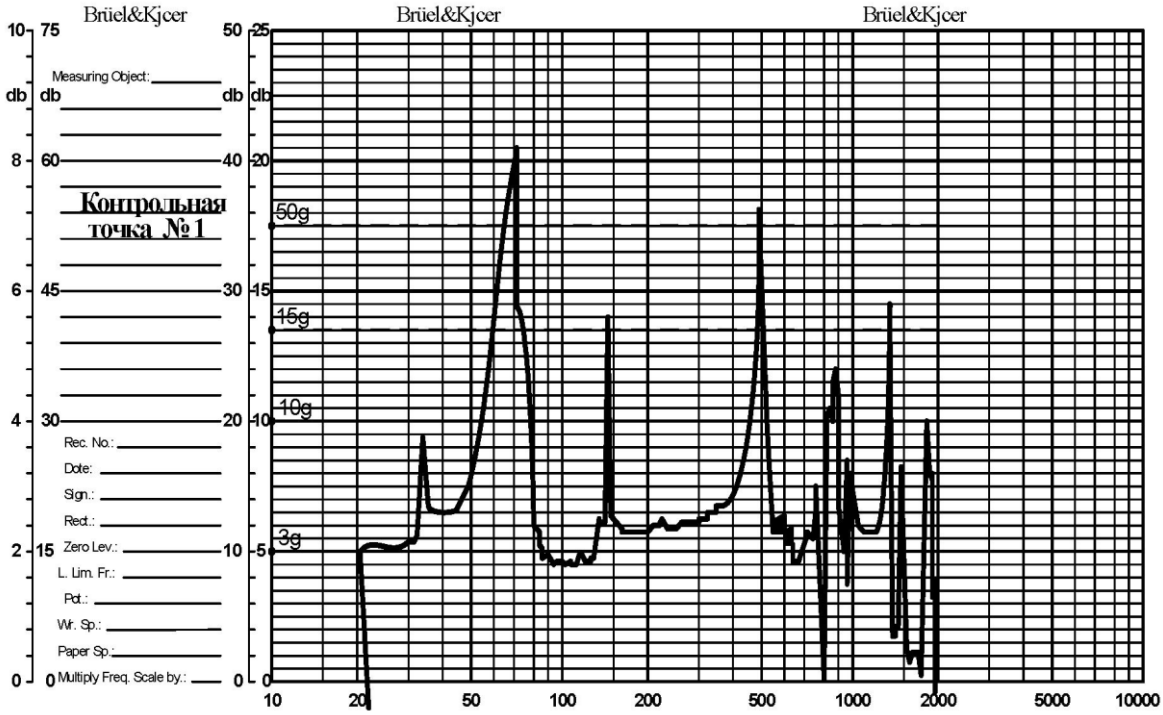


Рисунок 11.8 - АЧХ при гармоническом воздействии в точке 1

Список литературы

1 Бараночников М.Л. Микромагнитоэлектроника. Т.1. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 544 с.

2 Воротников С.А. Информационные устройства робототехнических систем. – М.: Изд – во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 384 с.

3 Грачев А.А. Конструирование электронной аппаратуры на основе поверхностного монтажа компонентов. – М.: НТ Пресс, 2006. – 384 с.

4 Зотов М.Г. Многокритериальное конструирование систем автоматического управления. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 375 с.

5 Колесов Ю.Б. Моделирование систем. Объектно-ориентированный подход. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 192 с.

6 Пирогова Е.В. Проектирование и технология печатных плат. – М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2005. - 560 с.

7 Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: Учебник для вузов /Под ред. Шахнова В.А. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 568 с.

8 Макаров Ю.Н. Перспективные технологии приборостроения. – М.: Экономика, 2011. – 406 с.

Содержание

Введение 3
1 Лекция №1. Системный подход к проектированию приборов 3
2 Лекция №2. Объектно-ориентированное проектирование сенсорных систем .. 8
3 Лекция №3. Интерфейсная электроника и техника измерений 15
4 Лекция №4. Цифро-аналоговые преобразователи 21
5 Лекция №5. Классификация и характеристики АЦП 26
6 Лекция №6. Последовательные интегрирующие АЦП 32
7 Лекция №7. Источники напряжений, токов и тестовых сигналов 38
8 Лекция №8. Преобразователи магнитного поля 44
9 Лекция №9. Системы технического зрения 51
10 Лекция №10. Моделирование тепловых режимов 57
11 Лекция №11. Моделирование механических режимов 63
Список литературы 70

Сводный план 2016 г., поз.268

Бахытжан Сергеевич Байкенов
Зарина Варисовна Абдулина

КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Конспект лекций
для студентов специальности
5В071600 – Приборостроение

Редактор Л.Т. Сластихина
Специалист по стандартизации Н.К. Молдабекова

Подписано в печать__.__.____ Формат 60х84 1/16
Тираж 75 экз. Бумага типографская № 1
Обьем 4,4 уч.-изд. л. Заказ_____Цена 2200 тг.

Копировально-множительное бюро
некоммерческого акционерного общества
«Алматинский университет энергетики и связи»
050013, Алматы, ул. Байтурсынова, 126