## Введение

Отличительной особенностью ИнИС является способность определять и использовать наилучший из числа возможных алгоритмов измерения, способность трансформации алгоритма измерений в процессе его выполнения. Важным элементом таких ИнИС является аналого-цифровой преобразователь (АЦП), к которому предъявляются, высокие требования по точности и надежности. Поэтому для работы в ИнИС АЦП должны обладать, в том числе и надлежащим запасом отказоустойчивости, т.е. способностью продолжать функционирование при наличии отказавших компонентов. Широкое распространение находят АЦП на основе активной отказоустойчивости, когда при помощи средств самоконтроля (ССК) осуществляется автоматическое обнаружение неисправностей, происходящих в АЦП, с последующим их устранением за счет реконфигурации устройства или за счет замены отказавших АЦП на резервные. С одной стороны, ССК позволяют сократить период скрытого отказа, уменьшают количество таких отказов и повышают эффективность структурного резервирования. С другой стороны, реализация функций самоконтроля и самодиагностики требует определенных затрат ресурсов, что приводит к росту суммарной интенсивности отказов и времени выполнения измерений, т.е. к снижению безотказности. В связи с этим весьма актуальной является разработка функциональных схем высокоточных, отказоустойчивых АЦП, имеющих высокие значения достоверности самоконтроля, самодиагностики, обладающих способностью производить автокоррекцию погрешностей измерения и имеющих встроенные средства самоколибровки.

Обычно интеллектуальный датчик имеет АЦП и ЦАП в составе кремниевых чипов. Однако в реальности существуют серьезные технологические трудности, при которых совершенно необходимо разъединение сенсора (датчика) от интеллектуальной части.

Тогда возникает необходимость приборных интеллектуальных АЦП. Обычно принято классифицировать АЦП на последовательные, параллельно-последовательные и параллельные, в том числе:

«Умные» AISП.

Отказоустойчивые последовательные АЦП (ДО АЦП).

Резервируемый АЦП с реконфигурацией.

АЦП с автоматической коррекцией динамических погрешностей и самоконтролем.

АЦП повышенной точности и достоверности самоконтроля.

АЦП со встроенным тестовым самоконтролем.

АЦП с функциональным контроле.

Самоконтролирующие АЦП с замещением и другие.

## Принцип работы АЦП последовательного приближения

Принцип работы АЦП последовательного приближения основан на последовательном сравнения измеряемой величины с 1/2, 1/4,1/8 и т.д. от возможного максимального её значения.

Структура АЦП представлена на рис.1. В состав АЦП входят регистр последовательного приближения (РПП), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), компаратор напряжений. Выходы РПП соединены с входами ЦАП. Компаратор сравнивает входное напряжение, преобразуемое в код, и выходное напряжение ЦАП. Выход компаратора соединен с входом РПП. Работа АЦП тактируется импульсами с выхода генератора тактовых импульсов.

АЦП работает следующим образом. После подачи на РПП сигнала «Старт» и прохождения 1 тактового импульса на выходе старшего разряда РПП устанавливается 0, а на остальных выходах – 1, на выходе ЦАП формируется напряжение, равное половине преобразуемого диапазона входных напряжений. Компаратор сравнивает его с входным, и если входное напряжение превышает напряжение с выхода ЦАП, на его выходе устанавливается 1, если меньше - на выходе компаратора устанавливается 0.2 тактовый импульс записывает состояние выхода компаратора в выходной триггер старшего разряда и на выходе следующего разряда РПП устанавливается 0 и снова компаратор сравнивает входное напряжение и напряжение на выходе ЦАП. Далее процедура повторяется со следующими разрядами РПП и после 13 такта на выходе РПП образуется двоичный двенадцатиразрядный код преобразованного входного напряжения и формируется сигнал «Готовность», сигнализирующий об окончании преобразования, и по которому производится запись кода в выходной регистр.

## Структура АЦП

АЦП состоит из восьмиканального блока входных повторителя, мультиплексора входных каналов, активного фильтра низких частот, блока автоматического выбора пределов измерения, блока определения знака, масштабирующего усилителя, двухполупериодного выпрямителя среднего значения, устройства выборки-хранения, регистра последовательных приближений, ЦАП, компаратора, схемы управления, тактового генератора.

Блок входных повторителей напряжения необходим для получения требуемого входного сопротивления.

Схема определения знака составлена на компараторе, который переключается при переходе входного сигнала через ноль.

Схема выбора пределов измерения автоматически изменяет коэффициент передачи, т.е. приводит значение входного сигнала к основному пределу измерения равному 1В.

Выпрямитель среднего значения собран на двух операционных усилителях и дает на выходе напряжение, постоянная составляющая которого пропорциональна среднему значению выпрямленного входного напряжения.

Устройство выборки хранения выдает постоянное напряжение на входе АЦП в течение времени преобразования.

Расчет числа разрядов цифрового устройства.

Разрядность АЦП определяется исходя из заданного класса точности. Согласно техническому заданию класс точности преобразователя равен 0.05/0.02. Пределы допускаемой относительной основной погрешности преобразования определяются по формуле:



гдеXmax – больший (по модулю) из пределов измерения;

X – значение измеряемой величины.

Относительная основная погрешность преобразования в конце шкалы прибора не должна превышать 0.05%. Можно определить максимальный шаг квантования ЦАП:



Поскольку максимальный предел преобразователя равен 1В, то максимальный шаг квантования равен 0.5 мВ. Определим разрядность АЦП.



Откуда

= 10.967



Поскольку трудно найти 11-разрядные АЦП, возьмем 12-разрядный АЦП. Тогда шаг квантования будет равен

= 0.244 [мВ]



## Расчет необходимого значения частоты дискретизации

Для исключения потери информации после преобразования и устранения избыточности информации в устройстве применяется фильтр низких частот (ФНЧ). Спектральная характеристика ФНЧ должна быть такой, чтобы в полосе пропускания находилось не менее 95% от спектральной мощности входного сигнала. Спектральная мощность оценивается по площади спектра. Расчет площади спектра производится по формуле:



S = 83290 условных единиц.

Частоты f1, f2 и f3 определены в техническом задании и соответственно равны 40, 60 и 220 кГц.

Площадь спектра, ограниченная ФНЧ должна быть не менее 0.95·S = 79130 условных единиц. Путем расчета в программе MathCad 2000 Professional определим, что данное условие достигается на частоте среза fc = 181.5. [кГц].

Согласно теореме Котельникова, минимальная частота дискретизации определяется:

,



гдеfв – верхняя граничная частота, равная 181.5. [кГц]

Однако, может наблюдаться эффект наложения спектров и данный спектр входного сигнала имеет некомпактный вид, поэтому введем коэффициент запаса, равный 1.7.

= 617.1 [кГц]



Значение частоты дискретизации выбираем 625 кГц.

Период дискретизации будет равен

= 1.6. [мкс]



Расчет частоты дискретизации по теореме Бернштейна:

= 22.35 [МГц]



Где Δap – погрешность аппроксимации при восстановлении сигнала по его дискретным значениям. Примем равным 4/3 от шага квантования.

Следовательно, при использовании fд по Котельникову спектр выходного сигнала потерян не будет, но на верхних частотах будет большая погрешность аппроксимации при восстановлении сигнала.

Расчет входной части

В качестве входной части используется повторитель напряжения на операционном усилителе для обеспечения необходимого значения входного сопротивления.



Рис. 1. Повторитель напряжения.

В данной схеме входное сопротивление определяется значением резистора R1. Для обеспечения единичного коэффициента усиления номинал резистора R3 будет равен номиналу резистора R1. Но последовательно с резистором R2 включен подстроечный резистор R4, поэтому номинал резистора R3 необходимо уменьшить на значение, равное половине значения номинала подстроечного резистора R4. Резистор R2 не влияет на значение коэффициента усиления и вводится для уменьшения изменений выходного напряжения, вызванных временными или температурными колебаниями входных токов. Значение R2 выбирают из условия



В качестве операционного усилителя используется К140УД26. Усилитель содержит на входе схему защиты входных дифференциальных каскадов от перегрузок и пробоя высоким входным напряжением.

Расчет фильтра низких частот

В качестве ФНЧ выберем фильтр Баттерворта, так как он имеет гладкую спектральную характеристику, без пульсации в зонах пропускания и заграждения, описываемую функцией [Гут]:



где – относительная (безразмерная) частота;



ωc – частота среза;

n – порядок фильтра.

В качестве фильтра низких частот применим фильтр Баттерворта на основе операционных усилителей со структурой Салена-Ки четвертого порядка, который представляет собой последовательное соединение двух фильтров низких частот второго порядка. Частота среза фильтра fс вычислена выше и составляет 181.5. кГц.

Рис 2. Схема фильтра низких частот.



Согласно методике, предложенной в [Гут], расчет производится следующим образом:

Для первого звена: A = 1; b = 0.7654; c = 1.

= 55.1 [пФ]



= 8.1 [пФ]



= 41.59 [кОм]



= 41.59 [кОм]



Для второго звена: A = 1; b = 1.8478; c = 1.

= 55.1 [пФ]



= 47.03 [пФ]



= 17.23 [кОм]



= 17.23 [кОм]



Схема определения знака

Схема определения знака реализована на быстродействующем компараторе, неинвертирующий вход которого подключен к выходу фильтра низких частот, а инвертирующий вход заземлен. Выход компаратора выведен на внешний порт. При положительной полярности сигнала компаратор выдаст высокий уровень, а при отрицательной – низкий.



Рис.3 Схема определения полярности сигнала

Расчет схемы автоматического выбора пределов измерения



Рис 4. Масштабирующий усилитель.

Устройство автоматического выбора предела измерения служит для приведения значения входного сигнала к основному пределу измерения 1В. Принцип действия устройства основан на изменении коэффициента передачи усилителя в зависимости от величины входного напряжения.

Входной сигнал Uвх поступает на входа операционного усилителя DA9 и преобразователя амплитудных значений (ПАЗ), сигнал с которого идет далее на сторожевые компараторы DA4 и DA5, изменяющие коэффициент усиления операционного усилителя DA9 с помощью мультиплексора MUX DA8.



Рис 5. Структурная схема ПАЗ.

ПАЗ работает следующим образом. Преобразуемое переменное напряжение подается на неинвертирующий вход ОУ DA3. Если Uвх > 0, диод VD1 смещается в прямом направлении, подключая С18 к выходу ОУ DA3. Конденсатор С18 заряжается до амплитудного значения Uвх с постоянной времени, определяемой емкостью С18 и малым выходным сопротивлением ОУ DA3 с единичной отрицательной обратной связью. При уменьшении Uвх диод VD1 смещается в обратном направлении, отключая С18 от выхода усилителя. Скорость разряда определяется значениями конденсатора С18 и резистора R10. Диод VD2 фиксирует выходное напряжение ОУ DA3 на уровне, равном –Uд, что уменьшает время, необходимое для перехода от режима разряда конденсатора С18, к режиму заряда. Погрешность преобразования определяется неидеальностью ОУ DA3, конечным значением обратного сопротивления диодов и наличием тока утечки конденсатора С18. Номинал конденсатора С18 определяется из условия:



где τраз – постоянная времени разряда ПАЗ.

Постоянная времени разряда ПАЗ должна быть в 2 – 3 раза меньше периода дискретизации. Номинал резистора R10 примем равным 2 кОм.

= 156.2 [пФ]



Опорное напряжение задается источником опорных напряжений DA2 и равно 1.25В. Если Uвх менее 0.01В, то оба компаратора закрыты, если находится в пределах 0.01…0.1В, DA2 открывается, если более 0.1В, то оба компаратора открыты. Исходя из этого условия определим значения резисторов R11, R12 и R13.



Откуда находим, что R12 = 9·R13 и R11 = 115·R13.

R13 примем равным 100 Ом, тогда R12 = 900 Ом и R13 = 11.5. кОм.

Значения R14…R16 находят исходя из значения коэффициента усиления.



Значение R20 примем равным 47 кОм. При отрытых компараторах ток обратной связи усилителя будет протекать через R8 = 47 кОм (Ku = 1), при открытом DA2 – через R7 = 470 кОм (Ku = 10), при закрытых компараторах – через R6 = 4.7. МОм (Ku = 100). Значение резистора R21 можно принять равным 47 кОм.

Расчет преобразователя средневыпрямленных значений

В качестве преобразователя средневыпрямленных значений выберем двухполупериодный преобразователь средневыпрямленных значений с заземленной нагрузкой.



Рис.6 Структурная схема ПСЗ

Выходное напряжение данного преобразователя определяется из условия

при Uвх < 0



при Uвх > 0



При выполнении условия



коэффициенты преобразования полуволн напряжений равны и имеют равные знаки. В результате выходное напряжение Uвых будет однополярным и пропорциональным средневыпрямленному значению напряжения.

Чтобы сопротивление R24 не оказывало влияние на работу усилителя DA10, его целесообразно принять равным 50 ÷ 200 кОм, выбираем R24 = 100 кОм. Для получения единичного коэффициента преобразования DA2 выбираем R24 = R27 = R29.

Сопротивление R28 находится из уравнения

,



откуда

= 33.3. [кОм]



В качестве выпрямительных элементов целесообразно использовать универсальные и импульсные диоды. Выбираем диоды КД522А. Сопротивление R26 должно быть в 100 ÷ 200 раз больше прямого сопротивления диодов VD3 и VD4 []. У диодов КД522А сопротивление при прямом включении равно 15 Ом, принимаем R26 = 2 кОм

Коэффициент усиления DA10 для положительной полуволны примем равным 2, тогда R26 = 2 R22. R22 = 1 кОм

Сопротивление R23 определяется из

= 660 Ом



Погрешности преобразования зависят от точности выполнения условия и смещения нуля ОУ DA11.

Устройство выборки-хранения



рис 7. Структурная схема устройства выборки-хранения

## Список использованной литературы

1. «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ». Учебное пособие – (База необходимых знаний для подготовки бакалавров, дипломированных специалистов, магистров) – М.: Издательство МГОУ,
2. Электроника и микропроцессорная техника: Учебник для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высш. шк., 2004.
3. Аванесян Г.Р., Левшин В.П. Интегральные микросхемы ТТЛ, ТТЛШ: Справочник. – М.: Машиностроение, 1993.
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Бирюков С.А. Применение интегральных микросхем серий ТТЛ. – М.: "Патриот", МП "Символ-Р", "Радио", 1992.
6. Аналоговые измерительные устройства: Учебное пособие / В.Г. Гусев, А.М. Мулик; Уфимск. гос. авиац. техн. у-нт. Уфа, 1996.
7. Основы метрологии и электрические измерения: Учебник для вузов / Б.Я. Авдеев, Е.М. Антонюк, Е.М. Душин и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1987.
8. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры и применение. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
9. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А.Г. Алексеенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. – М.: Радио и связь, 1985.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. – М.: Мир, 1982.
11. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Резисторы, конденсаторы, провода, припои, флюсы: Справочное пособие. – М.: "Солон-Р", 2000.
12. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1987.
13. Каталог "Чип индустрия". Осень 2003. www. chipindustry. ru
14. Справочные материалы фирмы Maxim.
15. www. maxim-ic. com
16. Справочные материалы фирмы Analog Device. www. analog. com
17. Справочные материалы фирмы Intersil. www. intersil. com
18. ГОСТ 2.701-84. Единая система конструкторской документации. Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению.
19. ГОСТ 2.702-75. Единая система конструкторской документации. Правила выполнения электрических схем.