



<https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-1-42-51>

УДК 621.317.18

Повышение точности АЦП с промежуточным преобразованием в частоту

В. В. Добрынин

Акционерное общество «Арзамасский приборостроительный завод им П.И. Пландина»,
Арзамас, Российская Федерация

В статье предложен способ повышения разрешающей способности интегрирующих аналого-цифровых преобразователей (АЦП) с промежуточным преобразованием в частоту (ПНЧ). При частоте дискретизации 1 кГц достигнуто эффективное число разрядов АЦП (ENOB) от 12 до 16. Также предложен способ компенсации нелинейности преобразования напряжения в частоту. В диапазоне измеряемых напряжений от 100 мВ до 8 В достигнута погрешность измерения напряжения не более $\pm 0,025\%$, что соответствует пяти с половиной разрядному вольтметру. Предлагаемое устройство реализовано исключительно на серийно выпускаемых микросхемах. Шесть независимых каналов АЦП, реализованных на микросхемах ПНЧ 1316ПП1АУ, обслуживаются одним микроконтроллером 1986ВЕ91, при этом загрузка процессора поставленной задачей повышения точности составляет не более 10 %.

Ключевые слова: аналого-цифровой преобразователь, сигма-дельта, разрешающая способность, преобразование напряжения в частоту.

Для цитирования: Добрынин В. В. Повышение точности АЦП с промежуточным преобразованием в частоту // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 1. С. 42–51. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-1-42-51>

For citation: Dobrynin V. V. Increasing the accuracy of an analogue-to-digital converter (ADC) with an intermediate voltage-to-frequency conversion // Vestnik Koncerna VKO "Almaz – Antey". 2021. No. 1. P. 42–51. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-1-42-51>

Поступила 08.12.2020 Отрецензирована 25.12.2020 Одобрена 16.01.2021 Опубликована 17.02.2021

Введение, актуальность проблемы

Точность электромеханических приборов определяется точностью датчиков первичной информации и электрических измерений. При постоянном повышении точности первых актуально также повысить точность и электрических измерений.

В настоящее время в мировой практике для получения оцифрованных с высокой точностью данных с датчиков обычно используются сигма-дельта аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с высокой разрядностью. К сожалению, в Российской Федерации имеются проблемы с серийным выпуском высокоточных сигма-дельта АЦП. Наряду с этим возможен вариант АЦП, основанного

на промежуточном преобразовании напряжения в частоту (ПНЧ). Например, нашей «рабочей лошадкой» в серийно выпускаемых изделиях является микросхема 1316ПП1АУ [1, 2]. У данной микросхемы имеются существенные недостатки:

- низкая разрешающая способность;
- наличие зоны нечувствительности в области перехода через ноль.

Влияние зоны нечувствительности на работу гироскопических приборов подробно проанализировано А. А. Захаровым [3].

В соответствии с последними современными тенденциями используемые датчики становятся все более и более интеллектуальными – в них начинают встраивать микроконтроллеры, тем самым расширяют функциональные возможности, вводят

© Добрынин В. В., 2021



компенсацию погрешностей, самоконтроль и т.д. Одновременно можно возложить на примененный микроконтроллер задачу «облагораживания» ПНЧ: подняв его разрешающую способность, введя калибровку и компенсацию присущей ему нелинейности.

В первой части статьи предложен способ одновременного повышения разрешающей способности микросхемы ПНЧ и устранения зоны нечувствительности. Этот способ защищен патентом на изобретение RU2731168.

Во второй части статьи предложен способ калибровки ПНЧ с компенсацией S-образной зависимости ошибки измерения от величины входного напряжения.

Повышение разрешающей способности АЦП на основе ПНЧ – «нониус»

Функциональная схема устройства приведена на рисунке 1.

Для понимания сути предлагаемого способа сначала рассмотрим работу АЦП на основе ПНЧ на примере микросхемы 1316ПП1АУ [2] без использования повышения разрешающей способности.

Входное напряжение непрерывно интегрируется. Напряжение на выходе интегратора сравнивается с опорными уровнями.

При превышении напряжения интегратора уровня U_{th+} формируются выходной счетный импульс и импульс сброса интегратора. При снижении выходного напряжения интегратора ниже уровня U_{th-} формируются вторые аналогичные импульсы. Во время действия импульса сброса на вход интегратора подается высокостабильный ток полярности, соответствующий противоположной полярности входного сигнала. Количество выходных импульсов сброса как положительной, так и отрицательной полярности подсчитывается реверсивным счетчиком.

Выходной код счетчика считывается по внешнему импульсу «Sample», и счетчик обнуляется.

Таким образом, масштабный коэффициент преобразования определяется опорными напряжениями и отношением сопротивлений резистора на входе интегратора к сопротивлению резисторов в цепи сброса интегратора.

Недостатками данного технического решения являются низкая разрешающая способность и наличие зоны нечувствительности в области перехода через ноль.

Приведем численный пример. Для микросхем ПНЧ при увеличении тактовой частоты уменьшается точность. В частности,

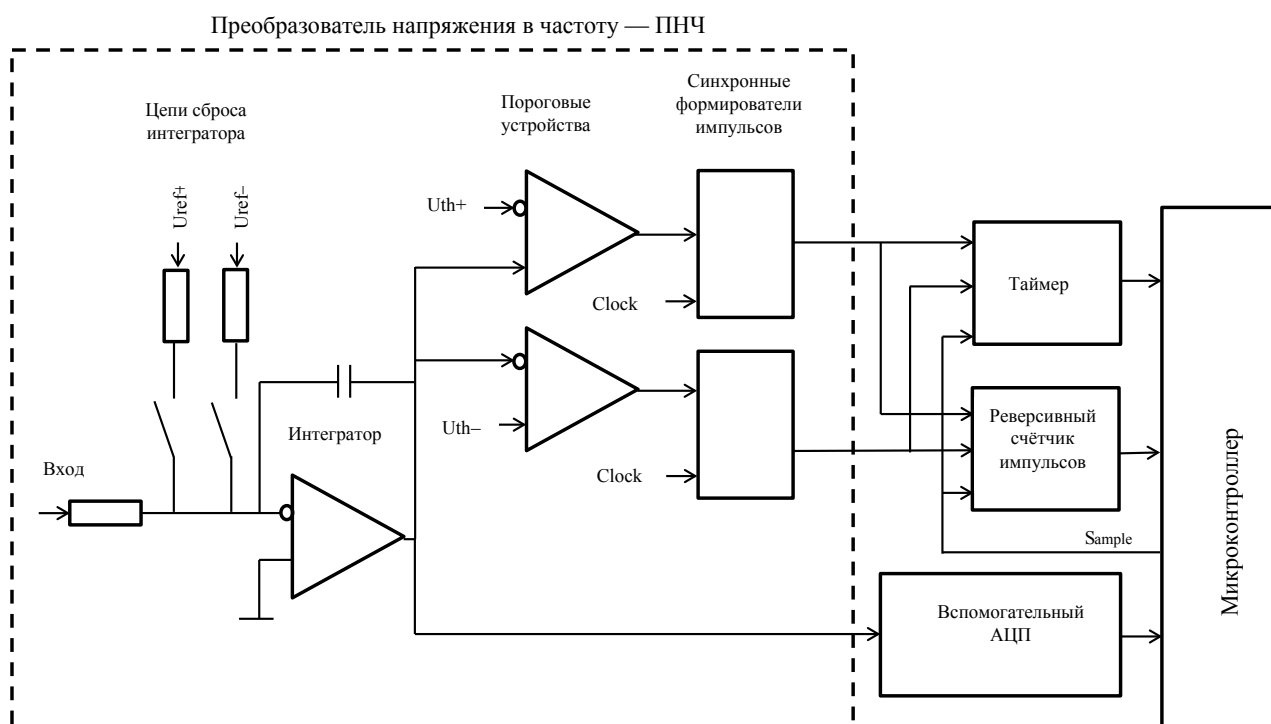


Рис. 1. Функциональная схема устройства

для микросхемы 1316ПП1АУ при $f_c = 8$ МГц, $K = 20$ Гц/мВ выходная частота при заземленном входе составляет 3Гц, и, соответственно, напряжение смещения, приведенное к входу, составит 150 мкВ. При $f_c = 4$ МГц, $K = 10$ Гц/мВ, соответственно, 0,5 Гц, и напряжение смещения, приведенное к входу, составит 50 мкВ. Таким образом, для получения максимальной точности целесообразно выбирать $K = 10$ Гц/мВ. Следовательно, при частоте дискретизации раз в миллисекунду вес одного счетного импульса равен 100 мВ или более процента от максимальной измеряемой величины.

Давно известен способ повышения разрешающей способности – оцифровка напряжений на выходе интегратора, входящего в состав ПНЧ, во время импульса считывания вспомогательным АЦП. Из разности напряжения в начале и в конце периода дискретизации вычисляют доли счетных импульсов [4, 5, 9].

На рисунке 2 изображены осциллограммы напряжения на выходе интегратора ПНЧ. Если за период между двумя импульсами считывания не было ни одного счетного импульса, но напряжение на выходе интегратора изменилось, то по изменению напряжения на выходе интегратора определяется входное напряжение. Также с учетом разности напряжений

в начале и в конце интервала измерения поднимается разрешающая способность преобразователя.

Точное значение частоты следования счетных импульсов с учетом «нониуса» определяем по формуле:

$$F = \frac{Q_n + \frac{U_i - U_{i-1}}{U_h}}{T}, \quad (1)$$

где Q_n – количество счетных импульсов, или сколько раз за время T проходит сброс интегратора.

Но и этот способ имеет недостаток. Если импульс считывания «Sample» совпадет с временем действия импульса сброса интегратора, то напряжение, зафиксированное вспомогательным АЦП, не будет соответствовать тому, что изображено на рисунке 2, и, соответственно, получится сбойный результат. Осциллограммы напряжения для описываемого случая приведены на рисунках 3 и 4.

Для устранения этого недостатка измеряем время прихода счетных импульсов Δt . Если импульс считывания попадает на время сброса интегратора и счетный импульс был сосчитан, то рассмотрим рисунок 3.

Для того чтобы результат, полученный по формуле (1), был корректен, вместо



Рис. 2. Осциллограммы напряжения на выходе интегратора ПНЧ

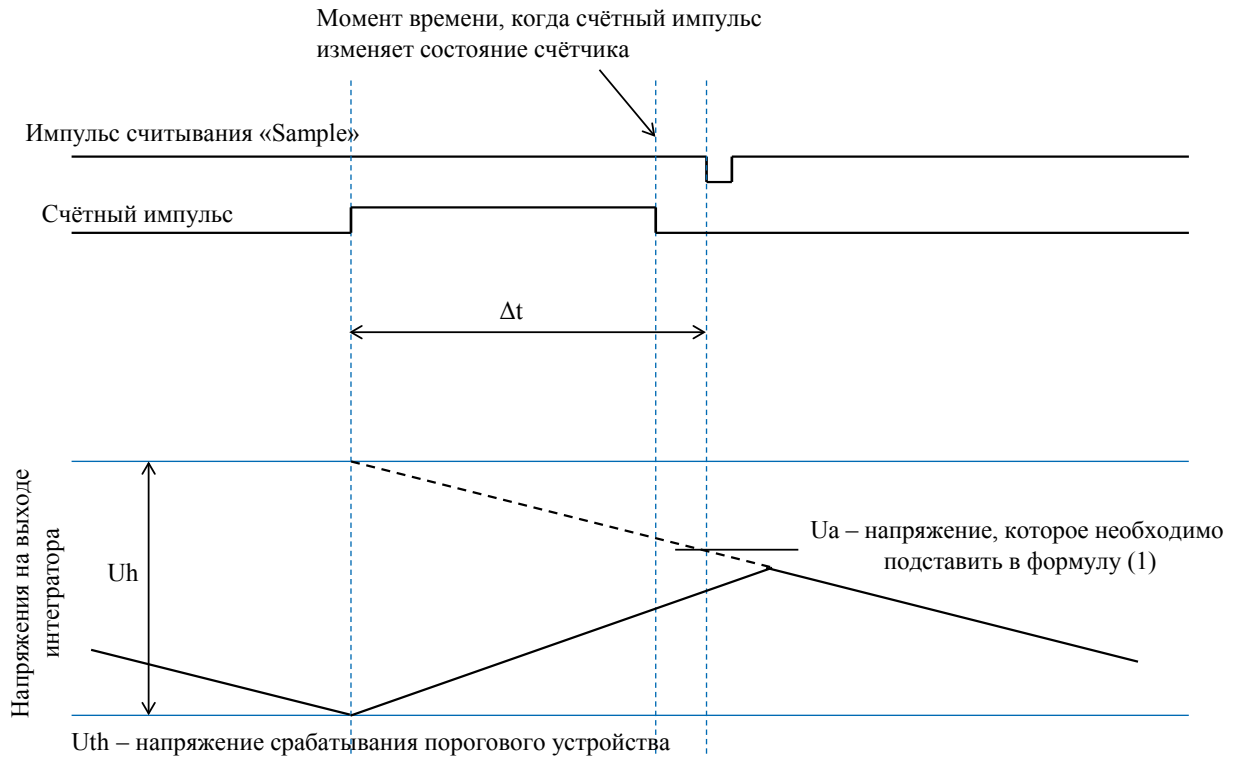


Рис. 3. Осциллограммы напряжения на выходе интегратора ПНЧ, когда импульс считывания попадает на время сброса интегратора и счётный импульс сосчитан до прихода импульса считывания

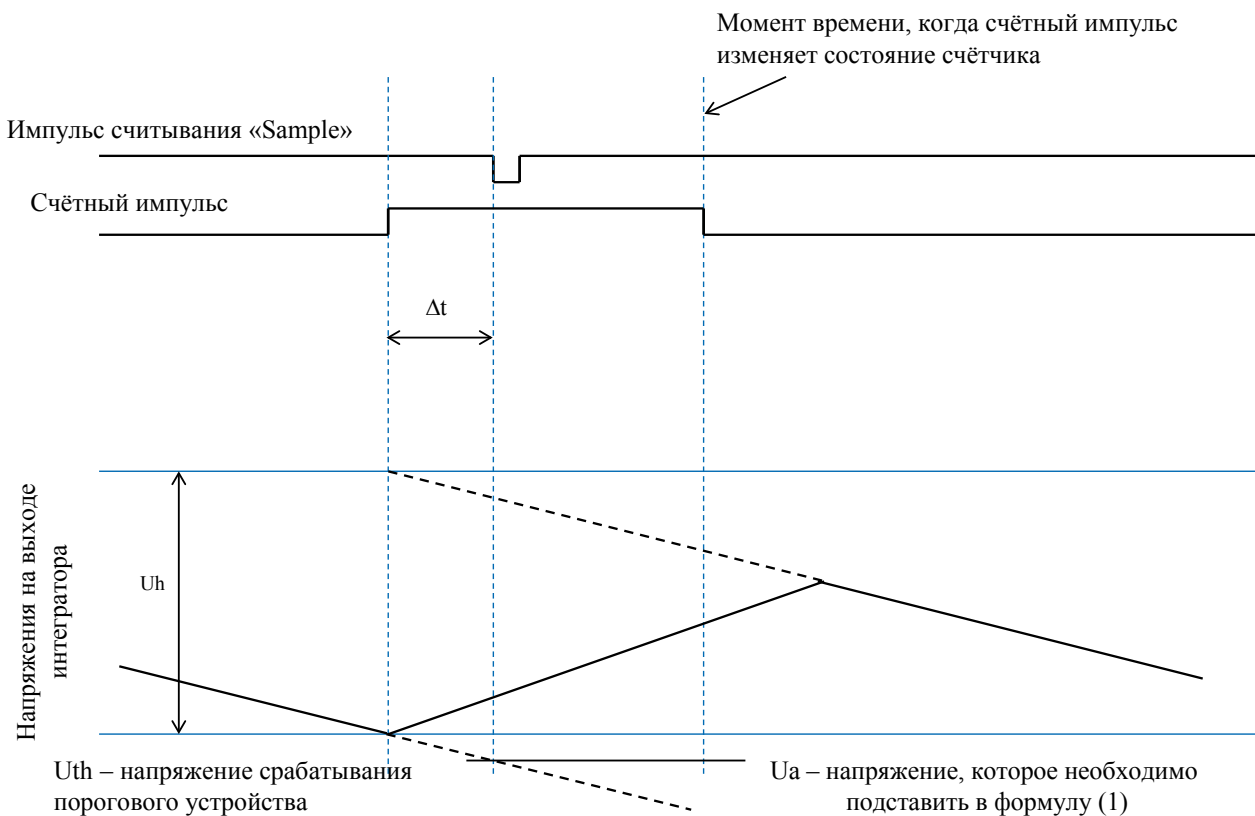


Рис. 4. Осциллограммы напряжения на выходе интегратора ПНЧ, когда импульс считывания попадает на время сброса интегратора и счётный импульс не был сосчитан до прихода импульса считывания

показаний вспомогательного АЦП подставляем значение U_a , полученное по формуле (2):

$$U_a = U_{th} + U_h - \frac{U_h Q_n \Delta t}{T}. \quad (2)$$

В случае если счетный импульс не сосчитан, рассмотрим рисунок 4.

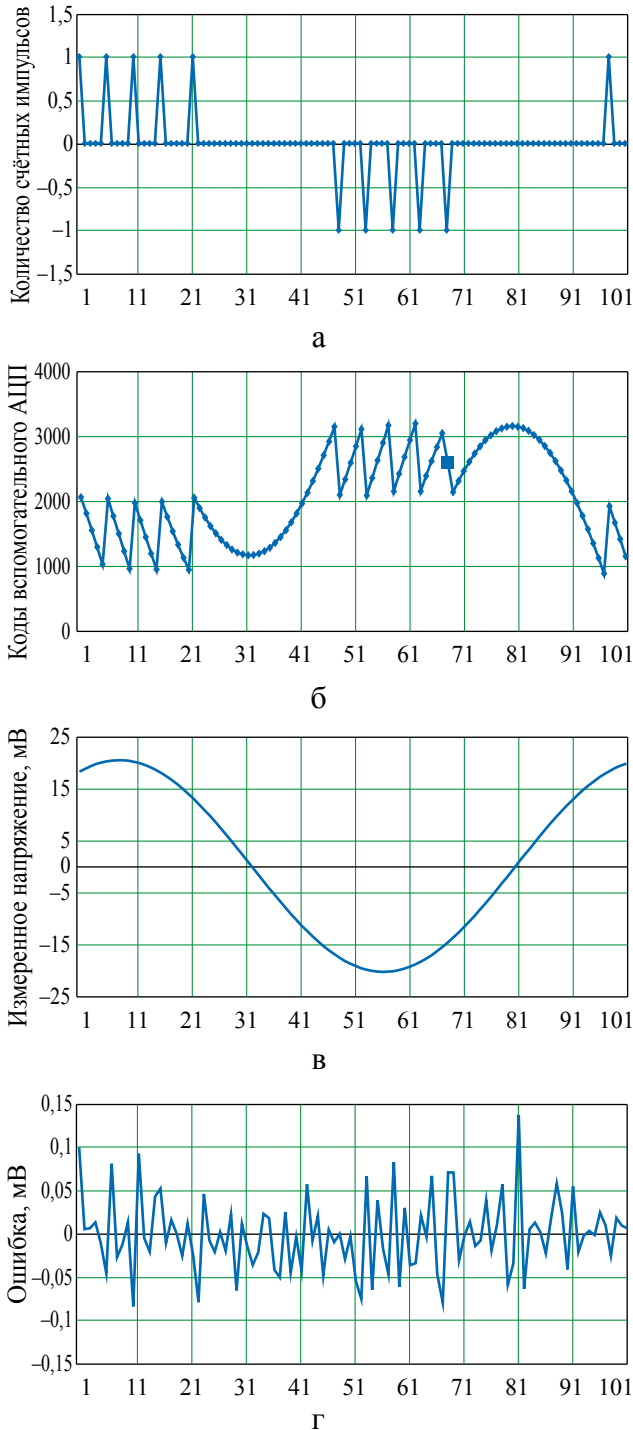


Рис. 5. Работа при синусоидальном сигнале 20 мВ, 10 Гц
 а – количество счётных импульсов, б – коды вспомога-
 тельного АЦП, в – измеренное напряжение, мВ,
 г – ошибка, мВ

Аналогично вместо показаний вспомога-
 тельного АЦП подставляем значение U_{a1} ,
 полученное по формуле (3):

$$U_{a1} = U_{th} - \frac{U_h Q_n \Delta t}{T}. \quad (3)$$

На предлагаемое техническое решение
 получен патент на изобретение № RU2731168.

Была разработана печатная пла-
 та, в которой к одному микроконтроллеру
 1986BE91 было подключено 6 преобразова-
 телей 1316ПП1АУ. Дополнительное услож-
 нение аппаратуры минимально и заключается
 всего лишь в согласовании диапазона выход-
 ных напряжений интегратора ± 5 В и входного
 диапазона вспомогательного АЦП от 0 до 3 В.
 В микроконтроллере была реализована про-
 грамма, которая выполняет алгоритм повы-
 шения разрешающей способности. При опро-
 се раз в 1 мс время выполнения программы
 составляет не более 10 % процессорного вре-
 мени. Таким образом, в микроконтроллере
 остаются достаточные вычислительные мощ-
 ности, которые можно использовать для дру-
 гих целей.

Для иллюстрации предлагаемого спосо-
 ба был проведен следующий эксперимент.
 На вход преобразователя 1316ПП1АУ подавал-
 ся синусоидальный сигнал амплитудой 20 мВ
 и частотой 10 Гц. Информация с преобразова-
 теля снималась с периодом 1,024 мс и запи-
 сывалась в файл. На рисунке 5 представлен
 фрагмент результатов за 100 отсчетов.

На рисунке 5а представлено количество
 счетных импульсов за каждый из отчетов. Это
 соответствует режиму работы без увеличения
 разрешающей способности «нониуса». Из ри-
 сунка 5а видно, что теряется всякая информа-
 ция о реальной форме входного сигнала и име-
 ется большая зона нечувствительности вблизи
 перехода через ноль.

На рисунке 5б представлено напряжение
 на выходе интегратора, входящего в состав
 преобразователя 1316ПП1АУ. Напряжение
 было оцифровано с помощью вспомога-
 тельного АЦП из состава микроконтроллера
 1986BE91.

При входном сигнале положительной по-
 лярности напряжение на выходе интегратора



постепенно уменьшается со скоростью, пропорциональной входному напряжению. При достижении порогового напряжения происходит сброс интегратора и одновременно генерируется счетный импульс. В зоне перехода входного напряжения через ноль скорость изменения напряжения интегратора уменьшается и меняет знак после изменения полярности входного напряжения. После достижения второго порогового напряжения опять происходит сброс интегратора и, соответственно, генерируются счетные импульсы другой полярности.

Особо необходимо отметить отсчет, отмеченный на рисунке 5б большим квадратным маркером. В данный момент измерение вспомогательного АЦП происходило во время сброса интегратора.

На рисунке 5в представлен результат алгоритма измерения напряжения. Как видно, была восстановлена форма входного синусоидального сигнала. Особо необходимо подчеркнуть, что в случае, когда опрос совпал со сбросом интегратора, алгоритм заменил показания вспомогательного АЦП на информацию о времени прихода счетного импульса и в результате не произошло сбоя.

Для оценки зашумленности выходной сигнал методом наименьших квадратов был аппроксимирован идеальным синусоидальным сигналом. Из измеренного сигнала был вычтен идеальный, и их разность представлена на рисунке 5г. Как видно, ошибка существенно менее одного милливольт. Стандартное отклонение сигнала ошибки, представленного на рисунке 5г, составляет 50 мкВ,

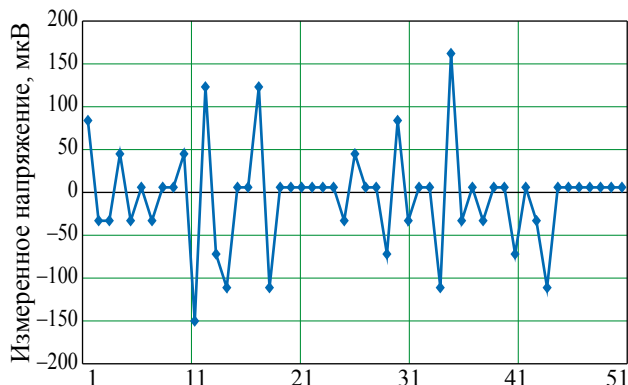


Рис. 6. «Нулевой» сигнал при коротком замыкании на входе

что соответствует эквивалентному числу разрядов (ENOB) 16.

Также для оценки шумовых характеристик были записаны результаты при постоянном входном напряжении. На рисунке 6 представлен «нулевой» сигнал при коротком замыкании на входе. На рисунке 7 представлен сигнал при постоянном напряжении 8 В.

Из сравнения рисунка 7 с рисунками 6 и 5г видно, что при больших величинах входного напряжения абсолютная величина переменной составляющей увеличивается.

Для объяснения данной особенности рассмотрим механизмы возникновения шумов при разных режимах работы.

При малой величине входного напряжения в большинстве случаев результат в большей части находится на основании показаний вспомогательного АЦП. В редких случаях, когда импульс считывания попадает на время сброса интегратора, член, зависящий от Δt в формулах (2) и (3), мал. Следовательно, дискретность измерения Δt вносит малый вклад в общий шум.

При большой величине входного напряжения измеряемая частота велика и вероятность попадания импульса считывания на время сброса интегратора велика. Таким образом, в большинстве случаев будут применены формулы (2) или (3) и, как следствие, основной вклад в шум измерения будет вносить дискретность измерения Δt . В микросхеме 1316ПП1АУ время формирования счетных импульсов привязано к тактовой частоте 4 МГц.

Например, при измеряемом напряжении 8 В и частоте импульсов 80 кГц ошибка

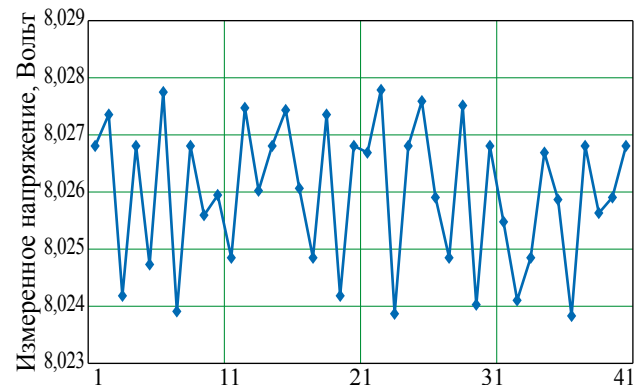


Рис. 7. Сигнал при постоянном напряжении 8 В



измерения Δt в 250 нс приведет ошибке измерения частоты 20 Гц.

Результаты, представленные на рисунке 7, подтверждают данные расчеты. Получено среднеквадратическое отклонение в 1 мВ и соответствующее эквивалентное число разрядов 12.

Шумовая ошибка, возникающая при работе предложенного алгоритма, характеризуется определенной статистической особенностью. При увеличении времени измерения в N раз ошибка измерения напряжения уменьшается в N же раз. Данная статистика проверена в диапазоне 1, 2, 4, 8 мс и сохраняется примерно до одной секунды.

Температурная стабильность компенсации «нониуса»

Основной вклад в нестабильность калибровочной константы U_h вносит изменение постоянной времени интегратора. Постоянная времени равна произведению емкости конденсатора на сопротивление резистора.

Типовой ТКС внутренних резисторов микросхемы 1316ПП1АУ – 500 ppm. Нестабильность – не более 100 ppm. Для обеспечения максимальной стабильности исключаем температурные уходы внутреннего конденсатора интегратора и применяем внешний керамический конденсатор группы температурной стабильности МПО.

Если не вводить температурной компенсации, то изменение температуры от нормальных условий до минус 60 °С приведет к дополнительному шуму 4 % от 100 мВ, что составит 4 мВ. Если такой уровень дополнительного

шума недопустим, то можно выполнить дополнительную температурную калибровку U_h и свести его к минимуму.

Сравнение полученного результата с российскими и мировыми аналогами

Сравнение эффективного числа разрядов микросхем отечественного и импортного производства при частоте дискретизации 1 кГц приведено в таблице.

Охарактеризуем микросхемы, выпускаемые в Российской Федерации.

К сожалению, во вновь разрабатываемых многоканальных микросхемах ПНЧ 1316НХ035 [7] и 5400ТР065-012 [8] невозможно применить повышение разрешающей способности «нониуса» по причине того, что необходимые для этого сигналы не выведены за пределы кристаллов.

В первой строчке таблицы для сравнения приведено эффективное число разрядов микросхемы 1316ПП1АУ без применения «нониуса».

Второй строчкой приведена микросхема трехканального ПНЧ 5400ТР065-012, параметры которого соответствуют параметрам 1316ПП1АУ.

Для микросхемы 1316НХ035, как и для 1316ПП1АУ, при увеличении тактовой частоты точность уменьшается. Поэтому для получения максимальной точности целесообразно выбирать минимальную частоту – $f_c = 8$ МГц и, соответственно, коэффициент преобразования 50 кГц/В. При частоте дискретизации 1 кГц, соответственно, вес одного импульса будет 20 мВ. При проведении

Таблица

Сравнение эффективного числа разрядов микросхем отечественного и импортного производства

Страна	Фирма-изготовитель	Технология	Тип микросхемы	Эффективное число разрядов
Российская Федерация	Миландр	ПНЧ	1316ПП1АУ	7,3
	ДЦ «Союз»	ПНЧ	5400ТР065-012	7,3
	Миландр	ПНЧ	1316НХ035	8,6
	НПО «СКТБ ЭС»	Сигма-дельта АЦП 24 разряда	1273ПВ1Р, 1273ПВ8Р, 1273ПВ9Р	10,5
	Миландр	Сигма-дельта АЦП 24 разряда	MLDR116	15,9
США	Analog Devices	Сигма-дельта АЦП 24 разряда	AD7710	10,5
	Texas Instruments	Сигма-дельта АЦП 24 разряда	ADS1248	17,2
	Texas Instruments	Сигма-дельта АЦП 31 разряда	ADS1283	20



эксперимента, результаты которого приведены на рисунке 5, для возможности сравнения была выбрана амплитуда сигнала именно 20 мВ.

В технических условиях на микросхемы 1273ПВ1Р, 1273ПВР, 1273ПВ9Р, в отличие от зарубежного аналога AD7710, не нормированы напряжения смещения, что делает затруднительными их применение для измерения постоянного напряжения. Кроме того, имеются большие сроки поставок данных микросхем.

На время написания статьи работы по проекту 24-разрядного сигма-дельта АЦП MLDR 116 приостановлены. Для справки приведены предварительные данные на MLDR 116.

Из сравнения с таблицей видно, что полученный результат лучше, чем у всех выпускающихся в Российской Федерации микросхем, и приближается к лучшим мировым образцам.

Устранение нелинейности

После реализации повышения разрешающей способности появилась возможность проводить точные измерения в течение небольшого времени, например за одну секунду. Это сделало актуальной работу по более точной калибровке преобразователя в качестве измерителя напряжения.

Интегрирующий преобразователь имеет нелинейную S-образную зависимость ошибки измерения от величины входного напряжения.

Основной причиной появления S-образной характеристики являются зависимость K_u в усилителе интегратора от выходного напряжения и изменение динамических характеристик усилителя.

Обнаружено, что характеристика хорошо аппроксимируется полиномами 2-й степени.

При проведении калибровки на вход платы последовательно подавался ряд напряжений в диапазоне 0,25; 0,5; 1...8 В. Результаты усреднялись в каждом из режимов в течение 1 секунды, и методом наименьших квадратов по критерию минимизации относительных ошибок в процентах находились коэффициенты полинома 2-й степени.

Калибровка повторялась как для положительной, так и для отрицательной полярности

входного напряжения. Для каждой полярности получался свой набор коэффициентов.

Результаты измерения напряжения для шести каналов приведены на рисунке 8а. Как видно, ошибка измерения напряжения укладывается в пределы $\pm 0,025\%$.

Сравнение результатов калибровки полиномами 1-й и 2-й степени приведено на рисунке 8б. Погрешности при калибровке полиномами 1-й степени имеют характерную S-образную форму и достигают величины нескольких милливольт. При калибровке полиномом 2-й степени остаются только случайные иррегулярные погрешности.

Выводы

Предложен способ повышения разрешающей способности интегрирующих АЦП с промежуточным преобразованием в частоту (ПНЧ). Применение предлагаемого способа позволяет получить разрешающую способность

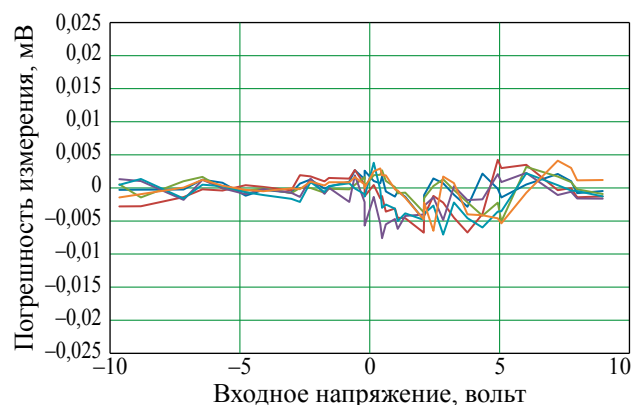


Рис. 8а. Зависимость относительной погрешности измерения от входного напряжения

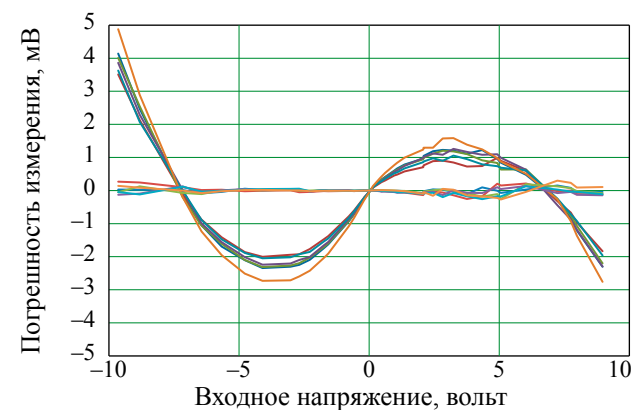


Рис. 8б. Сравнение абсолютных погрешностей измерения при калибровке полиномами 1-го и 2-го порядка



выше, чем у всех серийно выпускающихся в Российской Федерации микросхем, и приближается к лучшим мировым образцам. При времени дискретизации 1 мс эффективное число разрядов (ЕНОВ) улучшено с 7,3 до 12–16. Для сравнения, лучшие российские прецизионные АЦП обеспечивают ЕНОВ 10,5.

Также предложен способ калибровки АЦП полиномами 2-й степени с получением точности измерения напряжения в пределах $\pm 0,025\%$.

Реализация данного устройства возможна с использованием серийно выпускаемых микросхем. При этом дополнительное усложнение аппаратуры минимально (добавляются несколько резисторов и вводятся несколько дополнительных связей на печатной плате).

Предлагаемый способ также может быть использован во вновь разрабатываемых многоканальных микросхемах АЦП.

Список литературы

1. Агрич Ю.В., Лифшиц В.Б. Разработка прецизионного преобразователя напряжения в частоту // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2010. № 1. С. 521–526.
2. ТСКЯ.431321.001СП Микросхемы прецизионного интегрирующего преобразователя напряжения в частоту и параллельный двоичный код 1316ПП1АУ, К1316ПП1АУ, 1316ПП1БУ, К1316ПП1БУ. Спецификация. М.: АО «ПКК Миландр», 2019. 17 с.
3. Захаров А. А. Модель преобразователя двухполярного напряжения в частоту при его работе на малых напряжениях в условиях фоновой помехи и температурных изменений (совместно с компенсационным гиротактометром) [Эл. ресурс] // Труды МАИ. 2010. № 40. URL: http://trudymai.ru/upload/iblock/520/model-preobrazovatelya-dvukhpolyarnogo-napryazheniya-v-chastotu-pri-ego-rabote-na-malykh-napryazheniyakh-v-usloviyakh-fonovoy-pomekhi-i-temperaturnykh-izmeneniy-_sovместно-s-kompensatsionnym-girotakhometrom_.pdf (дата публикации: 01.03.2010).
4. Patent US5101206 USA, Integrating analog to digital converter / RIEDEL RONALD J; Applicant HEWLETT PACKARD CO. US19890446232; 05.12.1989; 31.03.1992.
5. Patent US5117227 USA, Continuously integrating high-resolution analog-to-digital converter / GOEKE WAYNE C; Applicant HEWLETT PACKARD CO. US19910767006; 27.09.1991; 26.05.1992.
6. Патент 2731168 Российская Федерация. МПКН03М1/60(2006.01). Прецизионный аналогово-цифровой преобразователь с промежуточным преобразованием в частоту и способ преобразования напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием в частоту / Добрынин В. В.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Арзамасский приборостроительный завод имени П. И. Пландина» – АО «АПЗ». – 2019123379; заявл. 25.07.2019; опубл. 31.08.2020 Бюл. № 25. – 16 с.
7. Прецизионный многоканальный преобразователь напряжения в частоту 1316НХ035 [Эл. ресурс] – URL: https://ic.milandr.ru/products/atsp_i_tsap/1316nkh035/ дата публикации: 10.08.2020.
8. 5400ТР065-012. 3-хканальный преобразователь напряжения в частоту [Эл. ресурс] – URL: <https://dcsouyz.ru/search/art/1681> (дата публикации: 05.08.2020).
9. Integrating ADC [Эл. ресурс] – URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Integrating_ADC#Continuously-integrating_converter

Об авторе

Добрынин Валерий Витальевич – инженер Акционерного общества «Арзамасский приборостроительный завод имени П.И. Пландина», Арзамас, Российская Федерация.
Область научных интересов: электромеханические приборы и преобразования.



Increasing the accuracy of an analogue-to-digital converter (ADC) with an intermediate voltage-to-frequency conversion

Dobrynin V. V.

Plandin Arzamas Design Plant, Arzamas, Russian Federation

The article proposes an approach to increasing the resolution of integrated analogue-to-digital (ADC) converters with intermediate voltage-to-frequency conversion (VFC). At sampling rate 1 kHz was achieved effective number of bits (ENOB) from 12 to 16. In addition, an approach to compensating for the non-linearity of voltage-to-frequency conversion was proposed. Across the range of measured voltages from 100 mV to 8 V, the voltage measurement error comprised no more than $\pm 0.025\%$, which corresponds to a five-and-a-half-bit voltmeter. The proposed device was implemented exclusively on mass-produced chips. The six independent ADC channels, implemented on 1316PP1AU VFCs, are serviced by a single 1986VE91 microcontroller, with the processor loading with the task of improving accuracy being no more than 10%.

Keywords: analog-digital converter, sigma delta, resolution, voltage-to-frequency conversion

Information about the author

Dobrynin Valery Vitalevich – Engineer, Plandin Arzamas Design Plant.

Research interests: electromechanical devices and transformations.