

Научная статья

УДК 621.317.322

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-31-36>

Влияние квантования по уровню на погрешность цифрового вольтметра переменного напряжения

Георгий Иосифович Волович

ООО «Челэнергоприбор», Челябинск, Россия, g_volovich@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-3572-1823>

Аннотация. Рассмотрена проблема возникновения методической погрешности цифрового вольтметра, связанная с конечной разрядностью аналого-цифрового преобразователя вольтметра. Актуальной является оценка влияния конечной разрядности аналого-цифрового преобразователя на погрешность измерений цифрового вольтметра. Приведены результаты исследования влияния квантования по уровню на точность измерения переменного напряжения цифровым вольтметром. Показано влияние частоты дискретизации и вида цифрового фильтра на эффективную разрядность преобразования в случае синхронной и асинхронной дискретизаций. Оценена погрешность цифрового вольтметра при представлении погрешности квантования центрированным шумом с равномерным распределением. Представлены результаты компьютерного моделирования процесса преобразования переменного напряжения цифровым вольтметром.

Ключевые слова: цифровой вольтметр, аналого-цифровой преобразователь, точность измерений, квантование по уровню

Для цитирования: Волович Г. И. Влияние квантования по уровню на погрешность цифрового вольтметра переменного напряжения // Измерительная техника. 2021. № 5. С. 31–36. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-31-36>

The influence of quantization on level on an error of the digital voltmeter of alternating voltage

Georgy I. Volovich

ООО "Chelenergopribor", Chelyabinsk, Russia, g_volovich@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-3572-1823>

Abstract. There are given the results of influence the level quantization to the accuracy of measured AC voltage by digital voltmeter. It is shown the influence of sampling frequency and the type of digital filter to effective digit capacity of conversion in case of synchronous and asynchronous sampling. There is obtained an estimate of error by representing the quantization error by centered noise with a uniform distribution. There are presented the results of modeling a digital voltmeter.

Keywords: digital voltmeters, analog-to-digital converter, measurement accuracy, quantization on level

Введение. В настоящее время практически все измерительные приборы основаны на цифровой электронной технике. По сравнению с аналоговыми приборами цифровые устройства отличаются лучшей воспроизводимостью при производстве, большими гибкостью и точностью преобразования сигналов. Однако, если аналоговые устройства принимают входные сигналы непрерывно во времени и по уровню, то цифровые приборы посредством аналого-цифровых преобразователей (АЦП) дискретизируют сигналы как по времени, так и по амплитуде. Это обстоятельство приводит к появлению соответствующих методических погрешностей измерений.

Цифровой способ измерения действующего значения напряжения переменного тока предполагает получение выборок мгновенных значений измеряемого сигнала, пропорционального измеряемому напряжению, и преобразование этих выборок в цифровой код с последующей обработкой

цифровыми методами. Задача измерения действующего значения переменного напряжения включает определение среднеквадратичного значения (СКЗ) сигнала. В частности, после возведения в квадрат гармонического сигнала необходимо выделить постоянную составляющую на фоне второй гармоники основного тона. В более общем случае измеряемый сигнал содержит также высшие гармоники:

$$u(t) = \sum_{k=1}^n U_{m,k} \sin(k2\pi f t + \varphi_k), \quad (1)$$

где $U_{m,k}$, φ_k – соответственно амплитуда и фаза k -й гармоники; f – частота основной гармоники.

Сигналы этого вида относятся к квазидетерминированным, т. е. характер их изменения во времени известен, а неизвестными являются некоторые параметры, в данном случае – частота, а также амплитуды и фазы гармоник.

Квадрат гармонического сигнала $u^2(t)$ содержит в общем случае помимо постоянной составляющей, равной квадрату искомого действующего значения, также гармонические составляющие с частотами из ряда $\pm mf$, $m \in [2, 2n]$.

При измерении действующего значения переменного напряжения цифровым вольтметром возникает методическая погрешность. Эта погрешность связана с дискретизацией по времени и квантованием по уровню, обусловленным конечной разрядностью АЦП из состава цифрового вольтметра. Влияние дискретизации по времени на эту погрешность рассмотрено в ряде работ, например в [1–3].

Цель настоящей работы – оценка погрешности измерения действующего значения напряжения цифровым вольтметром, обусловленной дискретизацией по времени и квантованием по уровню.

Описание цифрового вольтметра. Упрощённая функциональная схема цифрового вольтметра, содержащего АЦП и микроконтроллер (МК), показана на рис. 1. АЦП осуществляет дискретизацию по времени и квантование по уровню входного сигнала. Дискретизированный по времени сигнал представляет собой решётчатую функцию вида

$$u(iT_d) = u(t) \mathbf{1}(t - iT_d). \quad (2)$$

В выражении (2) функция $\mathbf{1}(t)$ – единичный импульс,

$$\mathbf{1}(t) = \begin{cases} 1, & t = 0; \\ 0, & t \neq 0; \end{cases}$$

T_d – период дискретизации, $i = 1, 2, \dots$

Квантование по уровню при биполярном преобразовании сигнала с применением АЦП, который имеет нечётную характеристику преобразования, может быть описано выражением [4]:

$$\hat{u}(i) = E \left\{ \frac{u(iT_d)}{q} + \frac{1}{2} \text{sign}[u(iT_d)] \right\}; \quad (3)$$

$$q = U_{\text{п.ш}} / 2^{N-1}, \quad (4)$$

где функция $E[x]$ – целая часть x ; q – квант по напряжению; $U_{\text{п.ш}}$ – напряжение полной шкалы АЦП; N – разрядность АЦП.

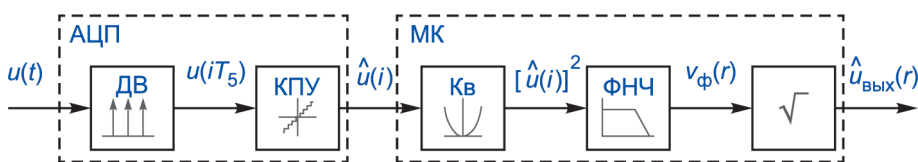


Рис. 1. Функциональная схема цифрового вольтметра: АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; ДВ – дискретизатор по времени; КПУ – квантователь по уровню; Кв – квадратор; ФНЧ – фильтр нижних частот; БИКК – блок извлечения квадратного корня

Fig. 1. Digital voltmeter functional diagram: ADC – analog-to-digital converter; MC – microcontroller; TSU – timesampling unit; LQ – level quantizer; Sq – squaring; LPF – low pass filter; SREU – square root extraction unit

Из АЦП в МК поступает последовательность чисел, значение которых пропорционально входному напряжению. Затем эти значения возводятся в квадрат (в квадраторе) и сглаживаются пульсации полученной последовательности положительных чисел $[\hat{u}(i)]^2$ (с применением цифрового фильтра нижних частот (ФНЧ)). Последовательность $[\hat{u}(i)]^2$ имеет разрядность $2(N-1)$. Работа ФНЧ описывается матричным разностным уравнением в пространстве состояний фильтра:

$$\mathbf{y}(i+1) = \mathbf{A}\mathbf{y}(i) + \mathbf{B}\mathbf{x}(i), \quad (5)$$

где $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$ – n -мерные векторы соответственно входного и выходного сигналов ФНЧ; $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ – матрицы размерностями (n, n) , (n, p) соответственно; n – порядок ФНЧ, $p \leq n$.

На выходе ФНЧ цифровой сигнал может быть прорежен (децимирован) без потери информации, так что для дальнейшей обработки с выхода фильтра поступают сигналы $v_{\phi}(r)$ с интервалом LT_d , где L – натуральное число, обычно $L \gg 1$. Разрядность выходного сигнала ФНЧ значительно выше разрядности АЦП, так что в дальнейшем пренебрежём дискретностью по уровню сигнала $v_{\phi}(r)$, тем более, что в настоящее время доступны недорогие высокопроизводительные 32-битные микроконтроллеры.

В простейшем случае в качестве ФНЧ можно применять цифровой интегратор с разностным уравнением

$$y(i) = y(i-1) + x(i)T_d/T_{\text{и}}, \quad (6)$$

где $T_{\text{и}}$ – длительность интервала интегрирования, в которую должно укладываться целое число полупериодов сигнала (1).

Выходной сигнал ФНЧ $v_{\phi}(r)$, $r = 1, 2, \dots$ проходит операцию извлечения квадратного корня, и полученное значение $\hat{u}_{\text{вых}}(r)$ поступает на выход МК.

На r -м такте относительная погрешность измерения напряжения цифрового вольтметра определяется как

$$\delta(r) = \frac{\Delta U(r)}{U} = \frac{U - q\hat{u}_{\text{вых}}(r)}{U}, \quad (7)$$

где U – действующее значение (СКЗ) сигнала (1).

Оценка необходимой разрядности АЦП. В литературе описаны способы оценки необходимой разрядности АЦП.

В частности, в работе [1] для допускаемых пределов погрешности вольтметра $\pm 0,01\%$ предложено выбрать АЦП разрядностью 14–15 и указано, что увеличение эффективной разрядности от передискретизации незначительно, что, по мнению автора настоящей статьи, не совсем верно. В статье [2] показано, что при представлении погрешности квантования по уровню в виде шума с равномерным распределением [5] эффективная разрядность увеличивается пропорционально $\log(f_d/2f_{\text{пр}})$, где $f_d = T_d^{-1}$ – частота дискретизации; $f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания цифрового ФНЧ. Такой подход даёт

приемлемое приближение для преобразования случайных сигналов с непрерывным частотным спектром, но его лучше не применять в случае преобразования квазидетерминированных сигналов вида (1), имеющих дискретный спектр. В монографии [6] показано, что мощность шума квантования обратно пропорциональна коэффициенту передискретизации.

В работе [7] приведена оценка сверху влияния разрядности АЦП на относительную погрешность измерения СКЗ периодических сигналов:

$$\delta^{\max} = \frac{1}{\pi 2^{N-2}} + \frac{1}{2^{2N}}, \quad (8)$$

причём утверждается, что первое слагаемое правой части даёт лучшее приближение при малом числе выборок за период наблюдения, а второе – при большом числе выборок. Там же описаны экспериментальные результаты, показывающие, что границы оценок по формуле (8) в несколько раз отличаются от реальных значений погрешностей.

Оценка погрешности квантования по уровню по шумовым характеристикам. Если представить погрешность квантования по уровню как дискретный по времени центрированный шум $\eta(i)$ с дисперсией $D = q^2/12$, постоянной спектральной плотностью в диапазоне частот $[-f_d/2; f_d/2]$ и равномерным распределением [5], то можно применить метод, использованный в [8] для оценки влияния внутреннего шума цифрового измерительного прибора на точность измерений. Для выделения постоянной составляющей последовательности цифровых кодов на выходе квадратора используем цифровой ФНЧ с практически прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой и полосой пропускания $f_{\text{пр}} < 2f$. В этом случае напряжение на выходе АЦП представим как

$$\hat{u}(i) = u(iT_d) + \eta(i).$$

Дискретная автокорреляционная функция шума квантования при преобразовании синусоидального сигнала в АЦП достаточно высокой разрядности имеет вид [6]:

$$K_{\eta}[l] = 1[l]q^2/12,$$

где $l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Проделав те же преобразования, что и в [8], оценим относительную погрешность вольтметра при измерении синусоидального напряжения с амплитудой, равной полной шкале АЦП и частотой $f > f_{\text{пр}}/2$, по формуле

$$\delta_{\text{п.ш}} = \frac{1}{3 \cdot 2^{2N}} + \frac{1}{2^{N-1}} \sqrt{\frac{3f_{\text{пр}}}{f_d}}. \quad (9)$$

Значения $\delta_{\text{п.ш}}$, вычисленные по формуле (9) при различной разрядности N при $f_d = 100$ кГц, $f_{\text{пр}} = 4$ Гц и выполнении условия $f > f_{\text{пр}}/2$, представлены в табл. 1.

Моделирование процесса преобразования переменного напряжения цифровым вольтметром. Численный

расчёт погрешности $\delta(r)$ с использованием соотношений (2)–(7) не даёт простого наглядного результата, позволяющего обосновано выбирать частоту выборок и разрядность АЦП исходя из заданной погрешности. Более наглядные результаты можно получить путём моделирования, например, в пакете VisSim [9]. Рассмотрим результаты моделирования процесса преобразования переменного напряжения цифровым вольтметром для определения этой погрешности и оценки влияния на неё вида ФНЧ.

Схема моделирования представлена на рис. 2. Амплитудное значение измеряемого синусоидального напряжения задаётся блоком U_m . Квант q рассчитывается по формуле (4). Для обеспечения нечётности переходной статической характеристики блока квантования вводится смещение, равное $q/2$.

В табл. 1 приведены смоделированные значения относительных погрешностей $\delta(r)$ для АЦП различной разрядности при измерении действующего значения синусоидального напряжения. В качестве ФНЧ использованы цифровой фильтр Баттерворта 10-го порядка, цифровой интегратор по (6) и фильтр скользящего среднего, описанный ниже. Частота входного напряжения $f = 51$ Гц выбрана некратной частоте выборок, чтобы устранить стробоскопический эффект. Полоса пропускания ФНЧ Баттерворта составляет 2 Гц. Частотам выборок $f_{d1} = 10$ кГц, $f_{d2} = 100$ кГц соответствуют погрешности δ_{10} , δ_{100} . Амплитуда входного напряжения принята равной напряжению полной шкалы АЦП. Выходные сигналы имеют периодические колебания на комбинационных частотах, зависящих от частоты измеряемого напряжения и частоты дискретизации, поэтому в табл. 1 представлены наименьшие и наибольшие за период значения погрешностей. Время установления показаний более 4 с.

Частота дискретизации при моделировании с цифровым интегратором в качестве ФНЧ составляет 100 кГц, частота входного напряжения – 50 Гц. Время интегрирования 0,2 с (10 периодов входного сигнала). Моделирование с цифровым интегратором в качестве ФНЧ показало, что относительная погрешность $\delta_{\text{инт}}$ зависит от начальной фазы входного сигнала относительно начала интегрирования, причём эта зависимость увеличивается с увеличением разрядности АЦП. Поэтому в табл. 1 представлены значения погрешности $\delta_{\text{инт1}}$, $\delta_{\text{инт2}}$ соответственно для двух значений начальной фазы $\varphi = \pi n$; $\pi(n+0,5)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Погрешность δ'_{100} получена при моделировании измерения переменного напряжения частотой 51 Гц с использованием трёхкаскадного sinc-фильтра.

Таблица 1

Зависимость погрешностей δ от разрядности N АЦП

N	$\delta_{10}, \%$	$\delta_{100}, \%$	$\delta_{\text{инт1}}, \%$	$\delta_{\text{инт2}}, \%$	$\delta'_{100}, \%$	$\delta_{\text{п.ш}}, \%$
6	$(-7,4 \dots -6,9) \cdot 10^{-2}$	$(-6,84 \dots -6,81) \cdot 10^{-2}$	$-6,4 \cdot 10^{-2}$	$-6,9 \cdot 10^{-2}$	$-6,8 \cdot 10^{-2}$	$3,2 \cdot 10^{-2}$
8	$(-1,3 \dots -0,5) \cdot 10^{-2}$	$(-0,85 \dots -0,76) \cdot 10^{-2}$	$-5,3 \cdot 10^{-3}$	$-1,0 \cdot 10^{-2}$	$-0,8 \cdot 10^{-2}$	$6,6 \cdot 10^{-3}$
10	$(-1,9 \dots -1,4) \cdot 10^{-3}$	$(-1,1 \dots -0,95) \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$-4,9 \cdot 10^{-3}$	$-0,1 \cdot 10^{-2}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$
12	$(-0,6 \dots -4,6) \cdot 10^{-4}$	$(-0,2 \dots -8,5) \cdot 10^{-5}$	$-1,4 \cdot 10^{-3}$	$-6,4 \cdot 10^{-3}$	$(-1,4 \dots -1,3) \cdot 10^{-4}$	$3,8 \cdot 10^{-4}$
14	$(0,7 \dots -1,5) \cdot 10^{-4}$	$(-0,36 \dots -8,00) \cdot 10^{-6}$	$-1,7 \cdot 10^{-4}$	$-5,2 \cdot 10^{-3}$	$(-2,8 \dots -1,7) \cdot 10^{-5}$	$9,5 \cdot 10^{-5}$

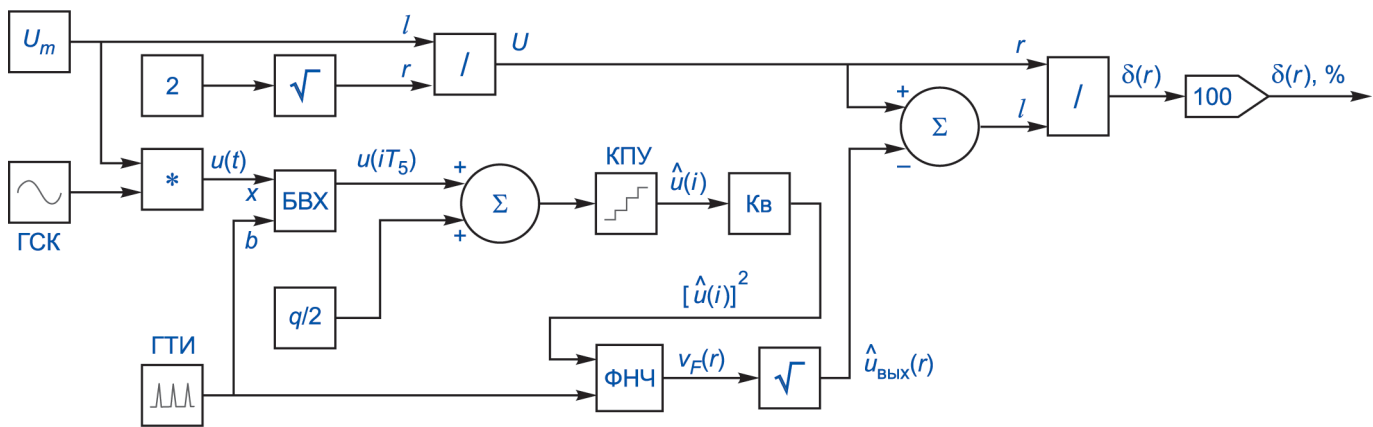


Рис. 2. Схема моделирования цифрового вольтметра:

ГСК – генератор синусоидальных колебаний; ГТИ – генератор тактовых импульсов; БВХ – блок выборки-хранения; остальные обозначения те же, что на рис. 1

Fig. 2. Digital voltmeter simulation diagram:

SWG – sine wave generator; SPG – sampling pulse generator; SHU – sample-hold unit; other symbols are the same as in fig. 1

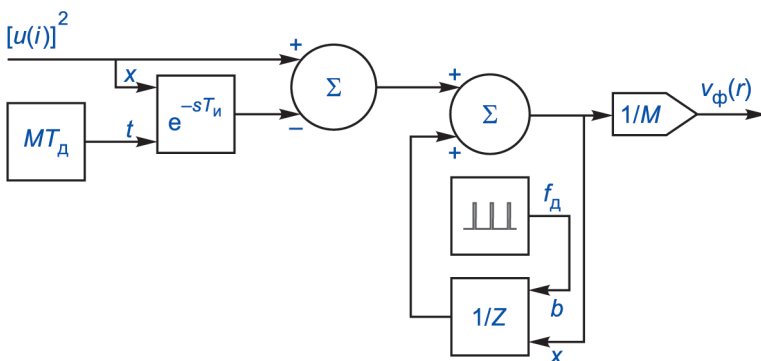


Рис. 3. Модель рекурсивного фильтра скользящего среднего

Fig. 3. Functional diagram of moving average filter

Из табл. 1 следует, что погрешности, вычисленные по формуле (10), в основном имеют тот же порядок, что и полученные компьютерным моделированием.

При использовании цифрового интегратора в качестве ФНЧ время интегрирования T_i не влияет на погрешность, обусловленную конечной разрядностью АЦП. Оно только должно быть кратным полупериоду входного сигнала. Также необходимо, чтобы время интегрирования было кратно периоду дискретизации T_d (так называемая синхронная дискретизация [3]), в противном случае может появиться заметная дополнительная погрешность. Если частота измеряемого напряжения изменяется, то необходимо соответствующим образом изменять время интегрирования и частоту выборок. Это обеспечивается фазовой автоподстройкой частоты, программно реализуемой в МК [10]. В этом случае МК будет генерировать импульсы, запускающие начало преобразования в АЦП последовательного приближения (режим «МК – ведущий, АЦП – ведомый») [11].

Если управление частотой выборок нежелательно (асинхронная дискретизация), то вместо интегратора следует

применять более сложный цифровой ФНЧ. Применение цифровых ФНЧ с бесконечной импульсной характеристикой (см. табл. 1, погрешности δ_{10} , δ_{100}) приводит к заметному разбросу значений погрешности. Погрешность измерения переменного напряжения можно уменьшить путём использования фильтров с конечной импульсной характеристикой, в частности, фильтра с окном Ханна [1]. Применение таких фильтров требует повышенной производительности МК для вычисления весовых коэффициентов фильтра (их можно также вычислить предварительно и хранить в памяти МК) и дополнительных операций умножения.

Другим вариантом фильтра с конечной импульсной характеристикой является sinc-фильтр – фильтр скользящего среднего [12], который входит в состав сигма-дельта АЦП. Разностное уравнение рекурсивного фильтра скользящего среднего имеет вид

$$y(i) = y(i-1) + [x(i) - x(i-M)]/M,$$

где M – порядок фильтра или число текущих значений (выборок) входной величины, по которым производится усреднение.

Часто используют несколько таких фильтров, соединённых каскадно. Схема моделирования рекурсивного фильтра скользящего среднего в пакете VisSim показана на рис. 3.

Обычно каскадно соединяют одинаковые рекурсивные фильтры скользящего среднего. Однако можно снизить требуемую производительность МК, если использовать три таких фильтра, как на рис. 3, и установить для частоты дискретизации АЦП $f_d = 100$ кГц параметры рекурсивных фильтров скользящего среднего по порядку их следования – частоты первого, второго и третьего фильтров составят соответственно $f_{d1} = 100$ кГц, $f_{d2} = 10$ кГц, $f_{d3} = 1$ кГц. Для всех указанных фильтров $M = 1000$. Время установления показаний составило 1,1 с. Применение sinc-фильтра позволило уменьшить разброс погрешностей (см. табл. 1, погрешность δ'_{100})

по сравнению с использованием фильтра с бесконечной импульсной характеристикой.

В табл. 2 представлены значения относительных погрешностей, амплитуд пульсаций погрешности δ_m и эффективных разрядностей $N_{эфф}$, полученных на модели рис. 2 для гармонических сигналов различных частот, АЦП разрядностью $N=8$ и sinc-фильтром в качестве ФНЧ. Если частота входного сигнала f кратна частоте дискретизации f_d , то амплитуда пульсаций погрешности δ_m , происходящих на комбинационных частотах, равна нулю. Если $\delta_m \ll \delta$, то в соответствующей ячейке табл. 2 будет прочерк. На некоторых частотах, кратных частоте дискретизации, наблюдаются выбросы значений δ , вызванные, по-видимому, стробоскопическим эффектом. Значения эффективных разрядностей вычислены по формуле

$$N_{эфф} = 1 - \log_2 \delta.$$

На рис. 4 приведён график изменения погрешности $\delta(r)$ при моделировании измерения СКЗ сигнала частотой 50,1 Гц, на котором наблюдаются периодические пульсации с частотой 0,4 Гц.

Для оценки влияния высших гармоник измеряемого сигнала напряжения проведено моделирование измерения по схеме на рис. 2 в случае присутствия во входном напряжении пятой гармоники:

$$u(t) = U_m \sin 2\pi f t + 0,1 U_m \sin 10\pi f t.$$

Остальные параметры моделирования: $f = 51$ Гц; $f_d = 100$ кГц; $N = 8$; амплитуда $u(t)$ совпадает с напряжением полной шкалы АЦП; в качестве ФНЧ используется sinc-фильтр. В этом случае $\delta = 0,0071\%$.

Таким образом, для обеспечения пределов относительной погрешности $\pm 0,01\%$ цифрового вольтметра теоретически достаточно 8-разрядного АЦП в его составе. Однако следует иметь в виду, что значения интегральной и дифференциальной нелинейности АЦП обычно согласуются с их разрядностью. Например, 8-битный АЦП LTC1196 характеризуется нелинейностью, равной 0,5 младшего значащего разряда, что соответствует примерно 0,2 %. Но некоторые новые модели АЦП имеют более высокую линейность. Так, 12-битный AD7482 по данным изготовителя имеет типичную нелинейность 0,1 младшего значащего разряда, что соответствует 0,005 %. Этого значения может оказаться достаточным для построения

Таблица 2

Зависимости погрешности цифрового вольтметра от частоты

f , Гц	$ \delta $, %	δ_m , %	$N_{эфф}$
45,0	0,0087	—	14,5
49,0	0,0080	—	14,6
50,0	0,0053	0	15,2
50,1	0,0080	0,0025	14,6
57,0	0,0080	0,0005	14,6
60,0	0,0082	—	14,6
100,0	0,0100	0	14,3
105,0	0,0087	—	14,5
243,0	0,0080	—	14,6
500,0	0,0130	0	13,9
999,9	0,0080	—	14,6
1000,0	0,1160	0	10,8
1499,0	0,0080	—	14,6
1500,0	0,0130	0	13,9

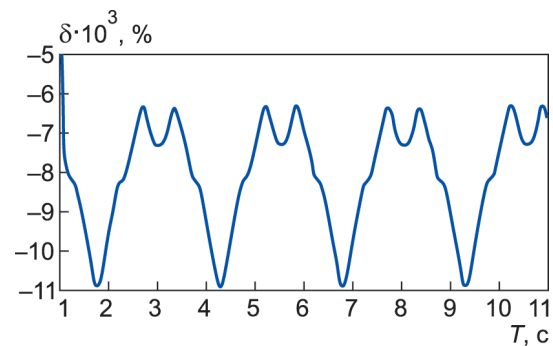


Рис. 4. Погрешность цифрового вольтметра при измерении среднеквадратичного значения сигнала частотой 50,1 Гц для 8-разрядного аналого-цифрового преобразователя

Fig. 4. Error of digital voltmeter at measurement of standard value of signal with frequency 50.1 Hz for 8-bit analog-to-digital converter

прибора класса точности 0,01, даже если использовать для обработки в МК по алгоритмам вычисления СКЗ только 8–10 старших бит.

Заключение. По результатам исследования установлено, что эффективная разрядность цифрового вольтметра при измерении переменного напряжения может быть значительно выше номинальной разрядности АЦП в его составе. Правильный выбор ФНЧ позволяет получить точность измерения СКЗ при асинхронной дискретизации по времени не менее, чем точность при синхронной дискретизации.

Список литературы

1. Гублер Г. Б., Гутников В. С. Алгоритмы цифровой обработки сигналов многофункционального эталонного прибора для измерения электроэнергетических величин // Сборник докладов научно-практической конференции «Метрология электрических измерений в электроэнергетике». М.: НЦ «ЭНАС», 2001. С. 68–71.
2. Волович Г. И. Аналого-цифровое измерение переменного напряжения и теорема Котельникова // Компоненты и технологии. 2010. № 7. С. 144–149.
3. Ратхор Т. С. Цифровые измерения. Методы и схемотехника. М.: Техносфера, 2004. 376 с.
4. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.
5. Bennett W. R., Spectra of quantized signals, *Bell Systems Technical Journal*, July 1948, vol. 27, pp. 446–472.
6. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. С. А. Кулешова. М.: Техносфера, 2006. 858 с.
7. Бабичев М. М., Пасынков Ю. А. Оценки погрешности дискретности при измерении среднеквадратических значений периодических сигналов // Актуальные проблемы электронного приборостроения. Труды XII международной конференции: АПЭП-2014. Новосибирск: НГТУ, 2014. С. 191–194.
8. Волович Г. И. Влияние внутренних шумов на погрешность электронного трансформатора тока // Измерительная техника. 2016. № 2. С. 42–45.

9. Дьяконов В. П. VisSim + MathCad + MATLAB. Визуальное математическое моделирование. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 384 с.

10. Успенко В. Б., Павлов А. Н., Погудин А. Л. Исследование цифровой фазовой автоподстройки частоты // Вестник ПНИПУ. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2015. № 15. С. 5–20.

11. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: ДМК Пресс, 2018. 686 с.

12. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов: Пер. с англ. Под ред. А. А. Власенко / Под ред. У. Кестера. М.: Техносфера, 2010. 326 с.

References

1. Gubler G. B., Gutnikov V. S., *Proceedings of the scientific and practical conference "Metrology of electrical measurements in the electric power industry"*, Moscow, SC "ENAS" Publ., 2001, pp. 68–71. (In Russ.)

2. Volovich G. I., *Components & Technologies*, 2010, no. 7. pp. 144–149. (In Russ.)

3. Rathore T. S., *Digital Measurement Techniques*, 2nd ed., Narosa Publishing House, 2003, 376 p.

4. Besekerskiy V. A., *Cifrovye avtomaticheskie sistemy [Digital Automatic Systems]*, Moscow, Nauka Publ., 1976, 576 p. (In Russ.)

5. Bennett W. R., Spectra of quantized signals, *Bell Systems Technical Journal*, July 1948, vol. 27, pp. 446–472.

6. Oppenheim A. V., Schäfer R. W., Buck J. R. *Discrete-time signal processing*, 2nd ed., Prentice-Hall, Inc., 1999, 870 p.

7. Babichev M. M., Pasyukov Ju. A., *Proceedings of the 12nd International Conference "Topical problems of electronic instrumentation"*, Novosibirsk, NSTU Publ., 2014, pp. 191–194. (In Russ.)

8. Volovich G. I., *Measurement Techniques*, 2016, vol. 59, no. 2, pp. 164–169. <https://doi.org/10.1007/s11018-016-0936-y>

9. D'jakonov V. P., *VisSim + MathCad + MATLAB. Vizual'noe matematicheskoe modelirovanie [VisSim + MathCad + MATLAB. Visual Mathematical Modeling]*, Moscow, SOLON-Press, 2004, 384 p. (In Russ.)

10. Uspalenko V. B., Pavlov A. N., Pogudin A. L., *Vestnik PNIPU. Elektrotehnika, informacionnye tehnologii, sistemy upravleniya*, 2015, no. 15, pp. 5–20. (In Russ.)

11. Volovich G. I. *Shemotehnika analogovyh i analogo-cifrovyyh elektronnyh ustrojstv [Circuitry of the analog and analog-digital electronic devices]*, 4th ed., Moscow, DMC Press Publ., 2018, 636 p. (In Russ.)

12. *Mixed Signal and DSP Design Techniques*, Edited by Walt Kester, Published by Newnes/Elsevier, 2002, 328 p.

Статья поступила в редакцию 16.06.2020; принята к публикации 29.03.2021.