

# Аналого-цифровое измерение переменного напряжения и теорема Котельникова

Георгий ВОЛОВИЧ,  
д. т. н., профессор  
g\_volovich@mail.ru

**В статье обосновываются требования к частоте дискретизации, разрядности аналого-цифрового преобразования и фильтрации сигналов при проектировании цифровых вольтметров переменного тока высокой точности.**

Цифровой способ измерения действующего значения напряжения переменного тока предполагает осуществление выборок мгновенных значений измеряемого сигнала и преобразование этих выборок в цифровой код с последующей обработкой этих выборок цифровыми методами. В процессе разработки прибора нужно решить несколько принципиальных задач.

Во-первых, требуется, исходя из заданной точности измерений, определить частоту выборок (дискретизации) и разрядность квантования по уровню. Во-вторых, необходимо выбрать алгоритм фильтрации (накопления), обеспечивающий заданную точность при приемлемом времени измерения.

Задача измерения действующего значения переменного напряжения сводится к определению среднеквадратического значения сигнала. В частности, для гармонического сигнала после возведения его в квадрат необходимо выделить постоянную составляющую на фоне 2-й гармоники основного тона. В более общем случае измеряемый сигнал содержит также высшие гармоники, так что его можно представить в виде:

$$u(t) = \sum_{k=1}^n (a_k \cos \omega_1 t + b_k \sin \omega_1 t). \quad (1)$$

Квадрат этой величины  $u^2(t)$  содержит в общем случае, помимо постоянной составляющей, равной квадрату искомого действующего значения, и гармонические составляющие с частотами из ряда  $\pm m\omega_1$ ,  $m \in [1, 2n]$ .

Упрощенная блок-схема аналого-цифрового измерителя действующего значения напряжения представлена на рис. 1.

Дискретизация по времени и квантование по уровню величины  $u(t)$  аналого-цифровым преобразователем (АЦП) дает последовательность чисел  $u^*(i)$ , при этом мы не учитываем квантование по уровню:

$$u^*(i) = u(iT_S),$$

где  $T_S$  — период дискретизации по времени. Возведя каждое из этих чисел в квадрат, получим последовательность квадратов выборок  $[u^*(i)]^2$ .

## Выбор частоты дискретизации

Будем полагать частоту дискретизации постоянной, в общем случае не кратной ни частоте измеряемого сигнала, ни частоте считывания результатов. Такая дискретизация называется асинхронной. Синхронная дискретизация, рассмотренная, например, в [1, 2], при которой требуется привязка длительности накопления выборки и периода дискретизации к периоду сигнала (когерентность выборки), хотя и позволяет упростить последующую фильтрацию (можно использовать простое накопление за постоянный период), но требует применения более сложной аппаратной части, в том числе систем фазовой автоподстройки и т. д. Кроме того, на практике обеспечить когерентность выборки при высокой разрядности АЦ-преобразования весьма затруднительно [2]. В [3] показано, что при применении эффективных алгоритмов цифровой фильтрации можно практически устранить влияние некогерентности выборки на результаты измерений.

Обычно при выборе частоты дискретизации цифрового вольтметра исходят из требований теоремы Котельникова: частота дискретизации  $f_S = 1/T_S$  должна более чем в два раза превышать частоту наивысшей гармоники измеряемого сигнала [3]. Однако теорема Котельникова справедлива для сигналов со сплошным (непрерывным) спектром, в то время как периодические колебания переменного напряжения  $u(t)$  имеют дискретный спектр. График амплитудного спектра периодических колебаний представляет собой совокупность дельта-функций (рис. 2). В этом случае наложение спектров при дискретизации, которое может послужить источником погрешности, возможно только при точном совпадении частоты дискретизации или частоты, кратной ей, с частотой какой-либо гармоники измеряемого сигнала и, как следствие, маловероятно. Дискретизация сигнала (1) с частотой  $f_S$  и последующее возведение каждой выборки в квадрат порождает спектральные компоненты с частотами:

$$\pm m f_1 \pm r f_S, \quad m \in [0, 2n], \quad r \in [0, \infty), \quad (2)$$

где  $f_1 = \omega_1/2\pi$ . Только постоянная составляющая ( $m = 0$ ,  $r = 0$ ) несет информацию о действующем значении измеряемого напряжения, остальные компоненты должны быть подавлены усредняющим фильтром нижних частот (ФНЧ).

Пусть коэффициент передачи усредняющего цифрового ФНЧ равен нулю для всех значений частоты  $f$ , лежащих вне интервалов (рис. 3):

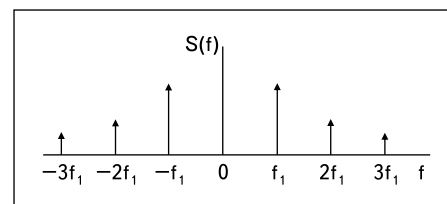


Рис. 2. График спектральной плотности периодического сигнала

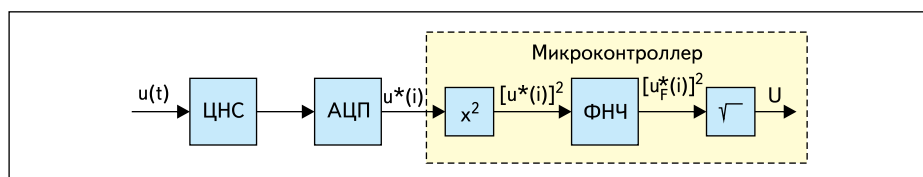


Рис. 1. Упрощенная блок-схема цифрового вольтметра: ЦНС — цель нормализации аналогового сигнала, включающая антиалиазинговый фильтр; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ФНЧ — фильтр нижних частот

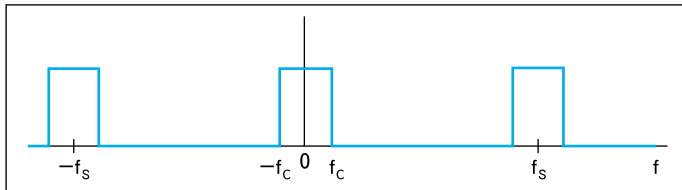


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика цифрового ФНЧ

$$\pm r f_s - f_c < f < \pm r f_s + f_c, r \in [0, \infty).$$

Тогда условие отсутствия погрешности, обусловленной дискретизацией:

$$f_c \leq |\pm m f_s \pm f_s|, \text{ для всех } m \in [1, 2n], r \in [0, \infty). \quad (3)$$

Иначе говоря, в полосу пропускания усредняющего ФНЧ должна попадать только постоянная составляющая временной последовательности  $[u^*(i)]^2$ .

### Разрядность квантования по уровню

Обычно считают, что разрядность АЦП необходимо выбирать такую, чтобы относительная величина его кванта  $h$  была меньше предела допустимой относительной погрешности. Например, если предел допустимой погрешности  $\pm 0,01\%$ , то относительная величина кванта должна быть менее  $10^{-4}$ , что соответствует 15 двоичным разрядам АЦП с учетом знака [3]. Однако, учитывая, что согласно (3) полоса пропускания усредняющего ФНЧ  $f_c$  должна быть много меньше частоты дискретизации  $f_s$ , можно выбрать меньшую разрядность АЦП.

Как показано в классической работе У. Беннета [4], среднеквадратическое значение шума квантования:

$$\bar{\varepsilon} = h / (2\sqrt{3}).$$

Этот шум имеет равномерное распределение плотности вероятности в диапазоне от  $-h/2$  до  $h/2$ , и его спектр более или менее однороден в полосе частот  $0 \leq f \leq f_s/2$  (рис. 4).

Если на входе АЦП — синусоидальный сигнал, двойная амплитуда которого соответствует полной шкале АЦП:

$$u(t) = \frac{h \times 2^N}{2} \sin(2\pi f t),$$

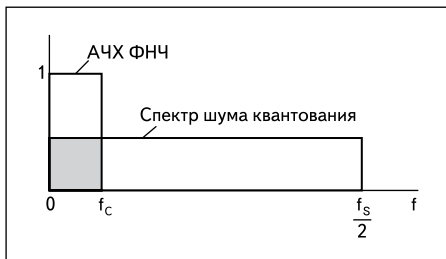


Рис. 4. Спектральная плотность шума квантования

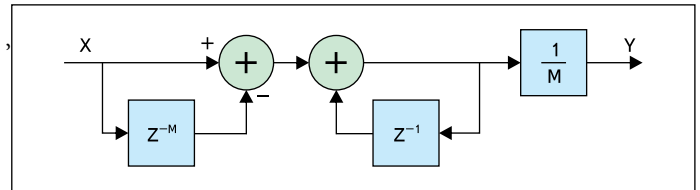


Рис. 6. Блок-схема алгоритма sinc-фильтра

следовательно, его действующее значение равно:

$$(h \times 2^N) / (2\sqrt{2}),$$

то отношение сигнал/шум SNR для идеального  $N$ -разрядного АЦП при полосе пропускания  $0 \leq f \leq f_s/2$ :

$$SNR = 20 \lg \left( \frac{h \times 2^N}{\frac{2\sqrt{2}}{h}} \right) = (6,02N + 1,76) \text{ дБ.}$$

Если для фильтрации шума применить ФНЧ с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) (рис. 2), полоса пропускания которого  $f_c < f_s/2$ , то [5]:

$$SNR = 6,02N + 1,76 + 10 \lg(f_s/2f_c). \quad (4)$$

Эффективная разрядность ENOB определяется формулой:

$$ENOB = (SNR - 1,76) / 6,02. \quad (5)$$

Подставив (4) в (5), получим:

$$ENOB = N + 1,66 \lg(f_s/2f_c). \quad (6)$$

Пусть, например,  $f_s = 12$  кГц,  $f_c = 4$  Гц, тогда:

$$ENOB = N + 5,27,$$

то есть в данном случае эффективная разрядность увеличивается более чем на 5 двоичных разрядов.

### Выбор усредняющего ФНЧ

Простейший путь сглаживания переменных составляющих последовательности выборок  $[u^*(i)]^2$  состоит в накоплении фиксированного числа (группы) выборок и затем нахождении их среднего значения. В теории цифровых фильтров этот алгоритм называется прямоугольным окном. АЧХ фильтра с прямоугольным окном представлена на рис. 5. Такая фильтрация используется, например, в интегральных микросхемах (ИМС) энергомониторов фирмы Cirrus Logic, такой как CS5467 и др. [6]. В этой ИМС для вычисления действующего значения напряжения осуществляется суммирование 4000 квадратов выборок с последующим делением на 4000. Прямоугольное окно реализуется

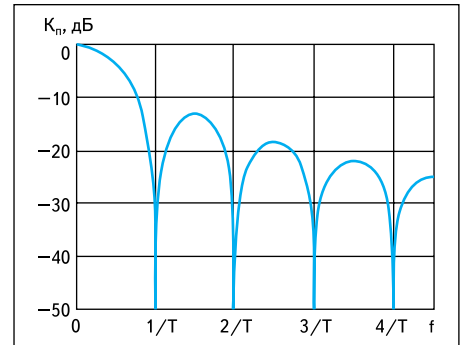


Рис. 5. АЧХ фильтра с прямоугольным окном: T — длительность интервала накопления выборок

наиболее просто и требует минимальных аппаратных затрат. Его недостаток — медленный спад АЧХ за полосой пропускания и, как следствие, увеличение погрешности измерения параметров низкочастотных сигналов.

В [3] для снижения уровня боковых лепестков АЧХ фильтра с накоплением группы выборок предлагается использовать окно Хэннинга-Ханна, имеющее импульсную характеристику вида:

$$g(n) = 0,5 + 0,5 \cos[2\pi n / (M-1)], \text{ при } n = 1, 2, \dots, M-1,$$

где  $M$  — число выборок в группе. Окно Хэннинга-Ханна имеет относительный уровень первого бокового лепестка АЧХ  $-31,5$  дБ, что заметно улучшает сглаживание группы квадратов выборок. Однако такой способ включает выполнение дискретного преобразования Фурье для оценки спектрального состава сигнала, что в свою очередь требует применения цифровых процессоров сигналов с большой вычислительной мощностью.

Рассмотрим применение распространенных цифровых ФНЧ с конечной (КИХ) и бесконечной (БИХ) импульсными характеристиками.

Из КИХ-фильтров наиболее часто применяют sinc-фильтр, который, в частности, встраивают во многие модели сигма-дельта АЦП. Этот фильтр вычисляет текущее среднее значение по  $M$  выборкам. Его передаточная функция:

$$H(z) = \frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})}.$$

Блок-схема алгоритма работы sinc-фильтра представлена на рис. 6. АЧХ sinc-фильтра име-

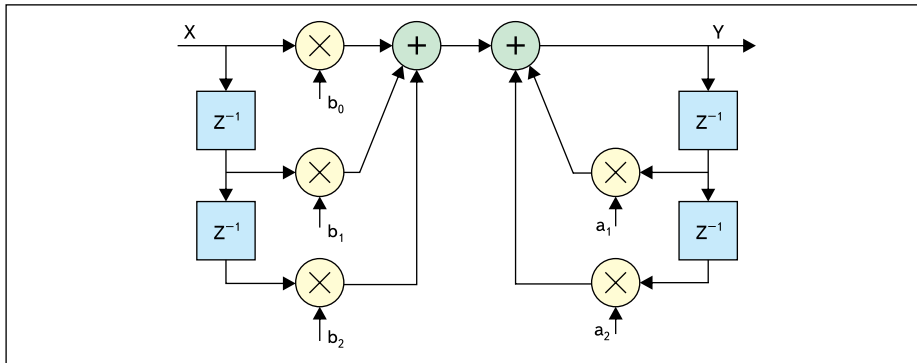


Рис. 7. Блок-схема алгоритма БИХ-фильтра 2-го порядка

ет такой же вид, что и у рассмотренного выше фильтра с прямоугольным окном (рис. 5), но путем каскадирования sinc-фильтров можно значительно улучшить подавление переменных составляющих выборок  $[u^*(i)]^2$ . Например, относительный уровень первого бокового лепестка АЧХ sinc<sup>5</sup>-фильтра (каскад из пяти одинаковых sinc-фильтров) составляет примерно -65 дБ.

Применение sinc-фильтров требует довольно больших объемов оперативной памяти (ОЗУ) микроконтроллера вольтметра. Действительно, для каждого фильтра требуется запоминание всех  $M$  выборок, в отличие от фильтра с прямоугольным окном, где требуется запоминать только сумму. Если ФНЧ представляет собой каскад из  $Q$  sinc-фильтров, то, соответственно, требуется запоминать  $Q \times M$  слов. Число  $M$  определяется отношением  $f_s/f_c$  и может быть значительным. Зато этот алгоритм содержит минимальное количество перемножений и может выполняться микроконтроллером низкой производительности.

Наконец, в качестве ФНЧ может использоваться обычный БИХ-фильтр, например, Баттерворта или Бесселя. Блок-схема алгоритма БИХ-фильтра 2-го порядка приведена на рис. 7. Передаточная функция этого фильтра:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

ФНЧ более высокого порядка может быть образован каскадным соединением фильтров 2-го порядка. Это позволит избежать проблем, связанных с устойчивостью цифровых рекурсивных фильтров высокого порядка.

БИХ-фильтры не требуют большой памяти. Как следует из схемы на рис. 7, для реализации звена второго порядка нужно запоминать всего 4 слова. Но на каждые 2 порядка производится 5 перемножений, поэтому нужен микроконтроллер более высокой производительности, чем для sinc-фильтра. Еще один недостаток: для больших отношений  $f_s/f_c$  требуется представлять коэффициенты  $a_j, b_j$  числами высокой разрядности, что также повышает требования к микроконтроллеру.

### Влияние шума

При измерениях низких напряжений, в том числе измерении параметров сигналов датчиков тока, таких как шунты или трансформаторы тока, становится заметным влияние шума аналоговых цепей измерительного

прибора. Оценим влияние параметров шума на выбор частоты дискретизации.

Пусть сигнал на входе измерительного прибора:

$$u(t) = U_m \cos(\omega_1 t + \varphi) + \eta(t), \quad (7)$$

причем  $\eta(t)$  — стационарный центрированный белый шум с нормальным распределением и спектральной плотностью  $G$ . Если в состав цепи нормализации сигнала (рис. 1) входит антиалиазинговый фильтр с прямоугольной АЧХ, то корреляционная функция шума на входе АЦП:

$$K(\tau) = 2G^2 \frac{\sin \omega_a \tau}{\tau} = \sigma^2 R(\tau), \quad (8)$$

где  $\omega_a$  — полоса пропускания антиалиазингового фильтра;

$$\sigma = G \sqrt{2\omega_a} \quad (9)$$

— среднеквадратическое отклонение шума на входе АЦП;  $R(\tau) = (\sin \omega_a \tau) / (\omega_a \tau)$  — коэффициент корреляции этого шума.

Будем пренебрегать дискретностью квантования по уровню. Тогда после возведения в квадрат выходных данных АЦП получим:

$$[u^*(t)]^2 = [u(t) \times T_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)]^2 = u^2(t) \times [T_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)]^2.$$

Таким образом, мы можем формально переставить по очередности операции возведения в квадрат и дискретизации. В этом случае с учетом (7):

$$u^2(t) = (U_m^2/2) + (U_m^2/2) \cos 2(\omega_1 t + \varphi) + 2\eta_1(t) U_m \cos(\omega_1 t + \varphi) + \eta_1^2(t) \quad (10)$$

где  $\eta_1(t)$  — шум на входе АЦП. Математическое ожидание сигнала (10):

$$m_{u^2} = U_m^2/2 + \sigma^2 \quad (11)$$

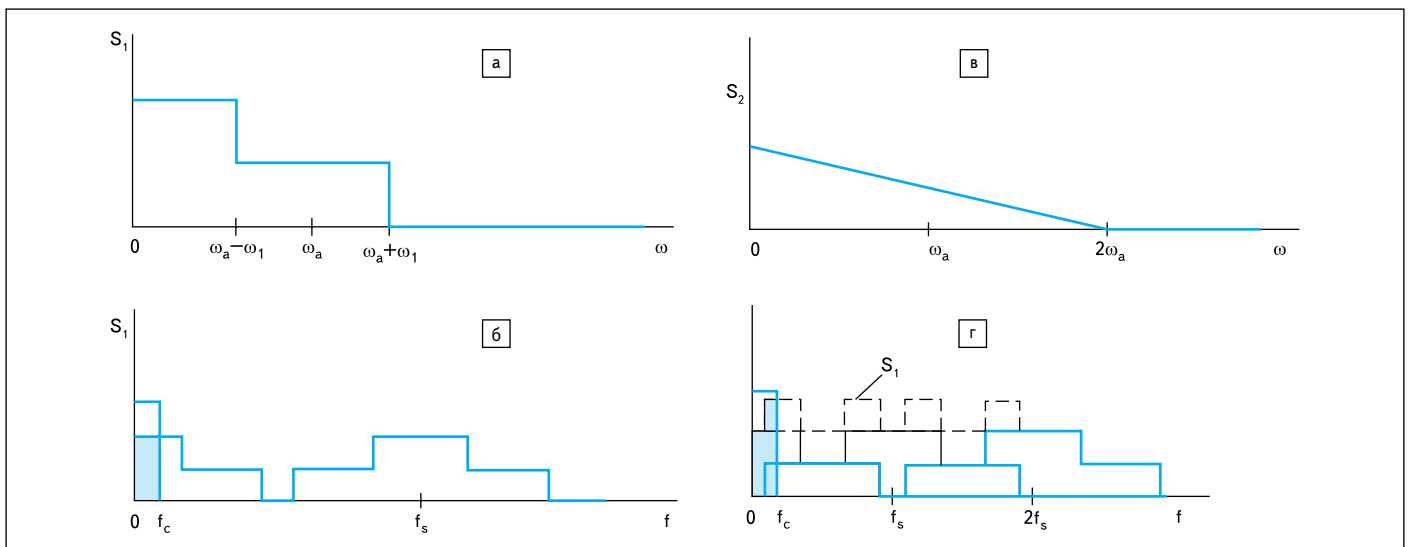


Рис. 8. Графики спектральной плотности шума

представляет собой квадрат действующего значения напряжения на входе АЦП.

Смешанный момент второго порядка функции (10):

$$m_{11}(\tau) = [(U_m^4/4) \times (1+1/2\cos 2\omega_1\tau)] + U_m^2[2K(\tau)\cos\omega_1\tau + \sigma^2] + \sigma^4 + 2K^2(\tau).$$

Отсюда находим корреляционную функцию сигнала (10) [7]:

$$K_{u^2}(\tau) = [m_{11}(\tau) - m_{u^2}^2] = (U_m^4/8)\cos 2\omega_1\tau + 2U_m^2K(\tau)\cos\omega_1\tau + 2K^2(\tau). \quad (12)$$

Для вычисления односторонней спектральной плотности воспользуемся формулой Винера-Хинчина [7]:

$$S_{u^2}(\omega) = 4 \int_0^{\infty} K_{u^2}(\tau)\cos\omega\tau d\tau. \quad (13)$$

После подстановки в (13) корреляционной функции (12), с учетом (8) находим:

$$S_{u^2}(\omega) = (U_m^4/8)\delta(\omega-2\omega_1) + S_1(\omega) + S_2(\omega). \quad (14)$$

Причем

$$S_1(\omega) = \begin{cases} \frac{4\pi\sigma^2 U_m^2}{\omega_a}, & 0 < \omega < \omega_a - \omega_1 \\ \frac{2\pi\sigma^2 U_m^2}{\omega_a}, & \omega_a - \omega_1 < \omega < \omega_a + \omega_1 \\ 0, & \omega > \omega_a + \omega_1 \end{cases} \quad (15)$$

$$S_2(\omega) = \begin{cases} \frac{2\pi\sigma^4}{\omega_a^2}(2\omega_a - \omega), & 0 < \omega < 2\omega_a \\ 0, & \omega > 2\omega_a \end{cases}. \quad (16)$$

Графики  $S_1(\omega)$  и  $S_2(\omega)$  представлены на рис. 8а, б.

Из (14) следует, что спектр  $S_{u^2}(\omega)$  является дискретно-сплошным. Он состоит из дискретной спектральной линии  $2\omega_1$ , обусловленной наличием во входном сигнале гармонического сигнала  $U_m\cos(\omega_1 t + \varphi)$  и двух сплошных составляющих.

Отношение максимальных значений  $S_1(\omega)$  и  $S_2(\omega)$ :

$$S_1(0)/S_2(0) = U_m^2/\sigma^2,$$

поэтому, учитывая, что при точных измерениях  $U_m \gg \sigma$ , влиянием составляющей  $S_2(\omega)$  можно пренебречь.

При дискретизации по времени сигнала (10) образуются зеркальные компоненты спектра  $S_{u^2}$ , так что спектр дискретизированного сигнала в масштабе циклической частоты  $f$  [8]:

$$S_T(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{u^2}(f - nf_s).$$

График составляющей  $S_1$  спектра сигнала (10) после его дискретизации приведен на рис. 8в. На этом же рисунке изображена

АЧХ усредняющего ФНЧ. На этом графике видно, что, для того чтобы зеркальные составляющие  $S_T(f)$  не оказывали влияния на точность измерения, они не должны попадать в полосу пропускания усредняющего цифрового ФНЧ, а это будет иметь место при выполнении условия:

$$f_s - (f_a + f_1) > f_c \text{ или } f_s > f_c + f_a + f_1. \quad (17)$$

На рис. 8г показан случай наложения спектров при невыполнении условия (17).

При выполнении условия (3) сигнал на выходе усредняющего ФНЧ  $[u_F^*(i)]^2$  содержит постоянную составляющую, равную математическому ожиданию  $u^2(t)$  (11) и шумовую составляющую  $\xi^*(i)$ :

$$[u_F^*(i)]^2 = U_m^2 + \sigma^2 + \xi^*(i). \quad (18)$$

Найдем дисперсию шума на выходе усредняющего ФНЧ. С учетом малости  $S_2(\omega)$ :

$$D_\xi = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_F(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_c} \frac{4\pi\sigma^2 U_m^2}{\omega_a} d\omega = 2\sigma^2 U_m^2 \frac{\omega_c}{\omega_a}, \quad (19)$$

где  $S_F(\omega)$  — спектральная плотность шума на выходе усредняющего ФНЧ. Выходной сигнал цифрового вольтметра с учетом (18):

$$u_{OUT}^*(i) = \sqrt{[u_F^*(i)]^2} \approx \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[ 1 + \frac{\sigma^2 + \xi^*(i)}{U_m^2} \right].$$

Следовательно, относительная погрешность измерения, обусловленная шумом:

$$\Delta U/U \approx (\sigma^2 + \xi^*(i))/U_m^2.$$

Поскольку  $\xi^*(i)$  имеет нормальное распределение, то с вероятностью 0,997 относительная погрешность измерения:

$$\frac{\Delta U}{U} < \frac{\sigma^2 + 3\sqrt{D_\xi}}{U_m^2} = \frac{\sigma^2}{U_m^2} + \frac{4,24\sigma}{U_m} \sqrt{\frac{f_c}{f_a}}. \quad (20)$$

Первое слагаемое в формуле (20) представляет собой детерминированную со-

ставляющую погрешности, обусловленной шумом, а второе — случайную. Подставив в (20) значение  $\sigma$  из (9), получим окончательно:

$$\frac{\Delta U}{U} < \frac{4\pi f_a G^2}{U_m^2} + \frac{15G}{U_m} \sqrt{f_c}. \quad (21)$$

Рассмотрим пример. Пусть частота дискретизации  $f_s = 10$  кГц, полоса пропускания антиалиазингового фильтра  $f_a = 4$  кГц, полоса пропускания усредняющего фильтра  $f_c = 4,4$  Гц, частота сигнала  $f_1 < f_a$ , действующее значение измеряемого сигнала  $U = 1$  В, среднее квадратическое значение шума с нормальным распределением и постоянной спектральной плотностью в полосе  $0 < f < f_a \sigma = 0,01$  В. Тогда условие (17) выполняется, первое слагаемое в формуле (20) равно  $5 \times 10^{-5}$ , а второе —  $9,9 \times 10^{-4}$ , то есть почти в 20 раз больше. Следовательно, в условиях данного примера основная часть погрешности — случайная составляющая.

## Результаты моделирования

Для подтверждения аналитических результатов проведено моделирование процесса аналого-цифрового измерения переменного напряжения в пакете VisSim. Схема моделирования представлена на рис. 9. В момент  $t = 0$  происходит подача на вход сигнала, начиная с нулевой фазы при нулевых начальных условиях ФНЧ.

Во всех случаях частота выборки  $f_s = 10\,000$  Гц; ФНЧ — фильтр Бесселя 10-го порядка,  $f_c = 4,4$  Гц по уровню  $-3$  дБ. Амплитуда входных синусоидальных колебаний равна  $\sqrt{2}$ , за исключением двухчастотных колебаний. Время установления не превышает 1 с. На всех диаграммах приведен график ошибки измерения:

$$\Delta u^*(i) = u_{OUT}^*(i) - U.$$

1. Частота входного сигнала  $f_1 = 50$  Гц. Квантование по уровню отсутствует. Пределы установившейся ошибки:  $\pm 6 \times 10^{-11}$ . Диаграмма VisSim представлена на рис. 10.

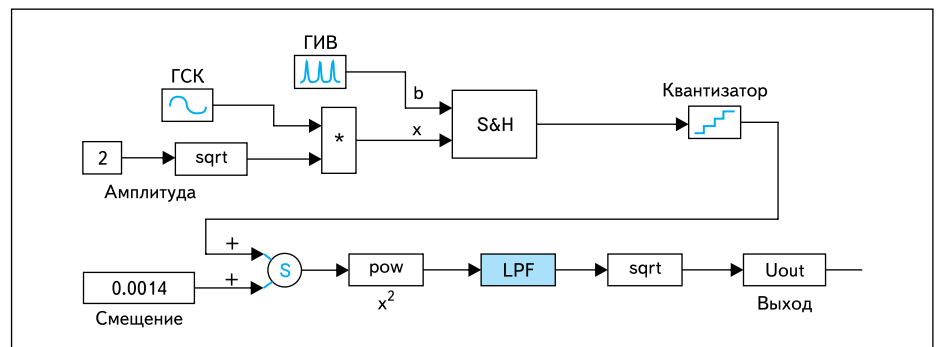
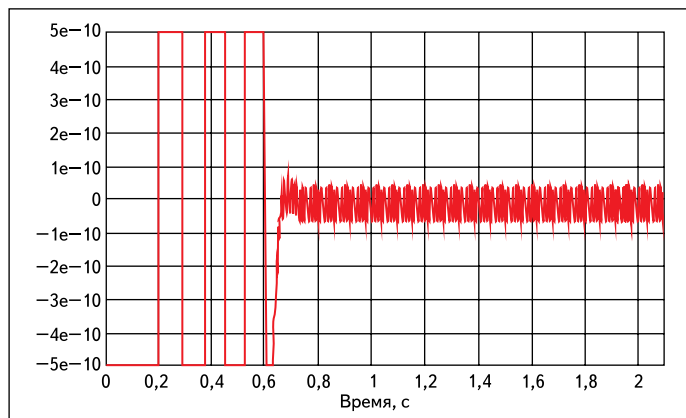
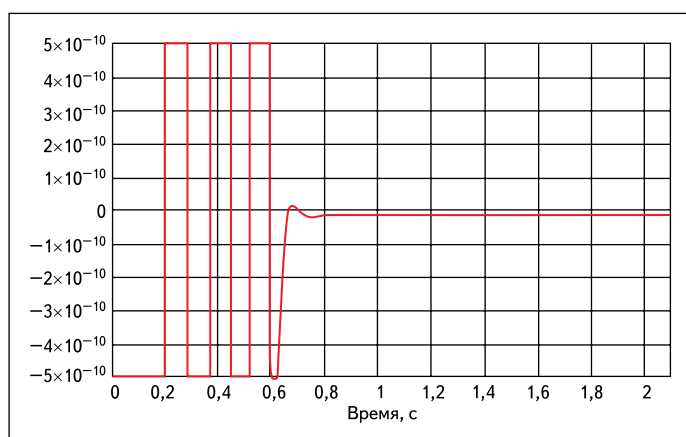


Рис. 9. Схема моделирования:

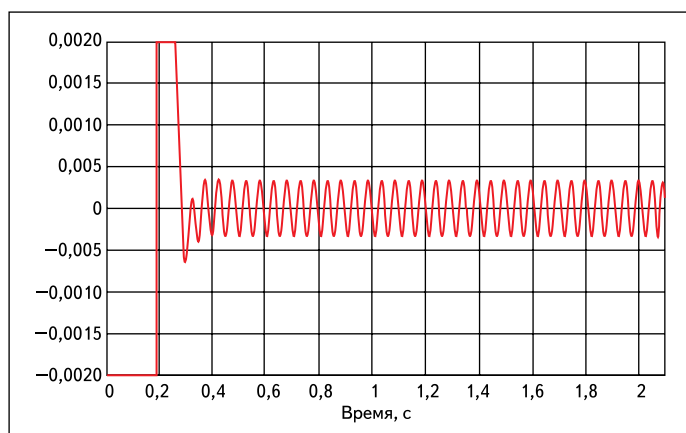
ГСК — генератор синусоидальных колебаний; ГИВ — генератор импульсов выборки; S&H — блок выборки и хранения; pow — блок возведения в квадрат; LPF — фильтр нижних частот; sqrt — блок извлечения квадратного корня

Рис. 10. Диаграмма VisSim при  $f_1 = 50$  Гц

2. Частота входного сигнала  $f_1 = 10\ 100$  Гц. Квантование по уровню отсутствует. Предел установившейся ошибки:  $-1,2 \times 10^{-11}$ . Диаграмма VisSim представлена на рис. 11.

Рис. 11. Диаграмма VisSim при  $f_1 = 10\ 100$  Гц

3. Частота входного сигнала  $f_1 = 10\ 015$  Гц. Квантование по уровню отсутствует. Пределы установившейся ошибки:  $\pm 3 \times 10^{-4}$ . Отражение входного сигнала попало в переходную полосу ФНЧ. Диаграмма VisSim представлена на рис. 12.

Рис. 12. Диаграмма VisSim при  $f_1 = 10\ 015$  Гц

4. Двухчастотное колебание.  $f_1 = 3500$  Гц,  $f_2 = 10\ 500$  Гц. Амплитуды по 1. Предел установившейся ошибки:  $-1,2 \times 10^{-11}$ . Диаграмма VisSim практически такая же, как на рис. 11.

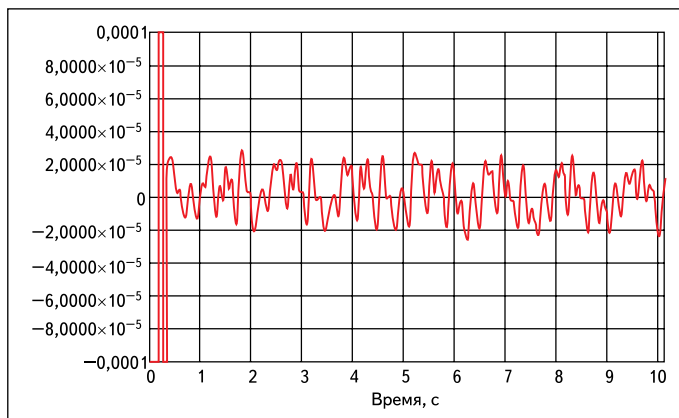


Рис. 13. Квантование по уровню

5. Квантование по уровню.  $N = 10$ ,  $h = 0,0028$ . Для симметрирования переходной характеристики блока квантования по уровню VisSim введено смещение, равное  $0,0014 f_1 = 50$  Гц. Согласно формуле (6), теоретическое значение  $ENOB = 15,07$ . Предел установившейся ошибки:  $3 \times 10^{-5}$ . Диаграмма VisSim представлена на рис. 13.
6. Шум на входе вольтметра. На входе АЦП включен антиалиазинговый ФНЧ Баттерворта 4-го порядка с полосой пропускания  $f_a = 4000$  Гц. Среднеквадратическое отклонение шума на входе АЦП  $\sigma = 0,01$ . Частота входного сигнала  $f_1 = 50$  Гц. Квантование по уровню отсутствует. Максимальная ошибка на интервале 20 с (200 000 выборок):  $1,28 \times 10^{-3}$ . Диаграмма VisSim представлена на рис. 14.

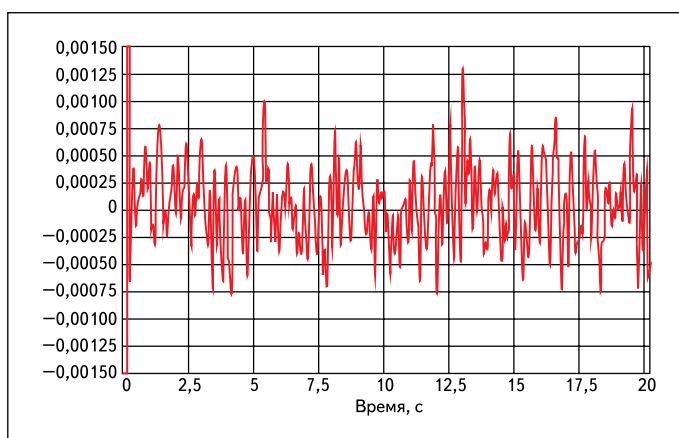


Рис. 14. Шум на входе АЦП

## Выводы

Применение теоремы Котельникова для выбора частоты дискретизации цифрового вольтметра переменного тока некорректно. Частота выборок может быть выбрана ниже, чем частота гармоник измеряемого напряжения. Один из способов избежать попадания отражения какой-либо гармоники измеряемого напряжения в полосу пропускания усредняющего цифрового ФНЧ — контролировать частоту входного сигнала и, в необходимых случаях, переходить на другую частоту выборок.

Эффективная разрядность аналого-цифрового преобразования при измерении действующего значения переменного напряжения определяется соотношением частоты выборки и полосы пропускания усредняющего ФНЧ и может быть заметно выше разрядности собственно АЦП.

Основное требование к усредняющему ФНЧ — крутой спад АЧХ в переходной полосе при приемлемом времени установления.

При измерении в условиях широкополосного шума, при правильном выборе частоты выборки, детерминированная составляющая погрешности определяется полосой пропускания аналогового антиалиазингового ФНЧ, а случайная — полосой пропускания усредняющего цифрового ФНЧ. ■

### Литература

1. Ратхор Т. С. Цифровые измерения. Методы и схемотехника / Перевод с англ. М.: Техносфера, 2004.
2. Вьюхин В. Н., Попов Ю. А., Тани Ю. Л. Исследование метода когерентной выборки для тестирования высокоразрядных АЦП // Автоматрия. 1997. № 5.
3. Гублер Г. Б., Гутников В. С. Алгоритмы цифровой обработки сигналов многофункционального эталонного прибора для измерений электроэнергетических величин — <http://www.mars-energo.ru/p/a/algorithms.pdf>
4. Bennett W. R. Spectra of quantized signals // Bell Systems Technical Journal. July 1948. Vol. 27.
5. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У. Кестера. Перевод с англ. М.: Техносфера, 2007.
6. [www.cirrus.com](http://www.cirrus.com)
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
8. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. М.: Машгиз, 1962.