

УДК 629.4.053.3:625.42

Л. А. Баранов, д-р техн. наукКафедра «Управление и защита информации»,
Российский университет транспорта (МИИТ)

ВЛИЯНИЕ УСТРОЙСТВ ВЫБОРКИ И ХРАНЕНИЯ НА ТОЧНОСТЬ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Эффективность функционирования цифровых систем управления, обеспечения безопасности движения, диагностики в значительной степени зависит от точности аналогово-цифрового преобразования. Методические погрешности преобразования определяются квантованием, временной дискретизацией и способом восстановления входного сигнала. Данная статья посвящена анализу влияния устройств выборки и хранения преобразователей «напряжение – код» на точность аналогово-цифрового преобразования. Рассматриваются модели преобразования с мгновенными отсчетами и с учетом устройств выборки и хранения, определяются погрешности преобразования случайных стационарных аналоговых сигналов для этих моделей. Разность оценок погрешностей для моделей с мгновенными отсчетами и с устройствами выборки и хранения позволяют определить влияние этих устройств на точность преобразования. В целях повышения помехоустойчивости преобразования используется усреднение заданного числа цифровых отсчетов внутри шага временной дискретизации и следящего цифрового усреднения. Получены соответствующие выражения оценок погрешностей на моделях, учитывающих цифровое усреднение при мгновенных отсчетах и при учете устройств выборки и хранения. Предлагается оценка, позволяющая определить влияние устройств выборки и хранения на погрешности преобразования, разработана методика расчета этой оценки. Приведены примеры преобразования случайного сигнала с постоянной спектральной плотностью мощности в полосе частот от 0 до ω_{\max} и с убывающей с ростом частоты спектральной плотностью мощности. Разработана методика, позволяющая анализировать влияние устройств выборки и хранения на погрешность аналогово-цифрового преобразования различных стационарных случайных сигналов.

аналогово-цифровое преобразование; устройство выборки и хранения; погрешность преобразования; стационарные функции; среднеквадратическая погрешность; цифровые методы усреднения отсчетов; методика оценки погрешности

Введение

Функционирование цифровых систем управления, обеспечения безопасности движения [1–4], релейной защиты [5], диагностики [6–9] непосредственно связано с преобразованием аналоговых сигналов в цифровую форму – с аналогово-цифровым преобразованием.

Аналоговый сигнал имеет бесконечное множество состояний. Преобразование этого сигнала в цифровой эквивалент, имеющий конечное число

состояний, называется квантованием по уровню и связано с округлением аналоговой величины. Следовательно, операция квантования нелинейна. Преобразование сигнала, описываемого функцией непрерывного аргумента (времени), в сигнал, представленный функцией дискретного аргумента, называется временной дискретизацией. Эта операция линейна, так как сумма дискретизированных по времени функций равна результату дискретизации функции, равной сумме аналоговых функций. Результатом временной дискретизации является последовательность отсчетов. Аппроксимация этих отсчетов называется восстановлением. Разность между преобразованным и восстановленным сигналом определяет погрешность преобразования [10]. Поскольку длительность операции квантования конечна и за это время преобразуемый сигнал $x(t)$ может измениться, необходимо подвергнуть квантованию в момент времени $t = nT$ ($n = 0, 1, 2, \dots$; T – шаг временной дискретизации) среднее значение $x(t)$ за время $nT - t_0$ до nT при $t_0 \ll T$.

Значение сигнала запоминается и далее преобразуется в цифровой эквивалент. Оператор технически реализуется устройством выборки и хранения, широко используемым в аналогово-цифровом преобразовании напряжения:

$$y[nT] = \frac{1}{t_0} \int_{nT-t_0}^{nT} x(t) dt. \quad (1)$$

Поскольку $t_0 \ll T$, то при исследовании погрешности преобразования медленно изменяющихся сигналов наличием усреднения пренебрегают и считают $y[nT] = x[nT]$. Вместе с тем необходимо изучить влияние усреднения в устройствах выборки и хранения на погрешность преобразования при различных моделях входных сигналов, определить, при каких соотношениях между временем усреднения t_0 и шагом временной дискретизации T практически не влияет на погрешность преобразования. Решению задачи анализа влияния устройств выборки и хранения на методическую погрешность аналогово-цифрового преобразования посвящена настоящая статья.

1 Модель тракта аналогово-цифрового преобразования

Модель тракта преобразования с устройствами выборки и хранения [10] приведена на рис. 1.

Звено с передаточной функцией

$$K_1(p) = \frac{1 - e^{-pt_0}}{pt_0} \quad (2)$$

реализует оператор текущего усреднения входного сигнала $x(t)$

$$y(t) = \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^t x(t) dt.$$

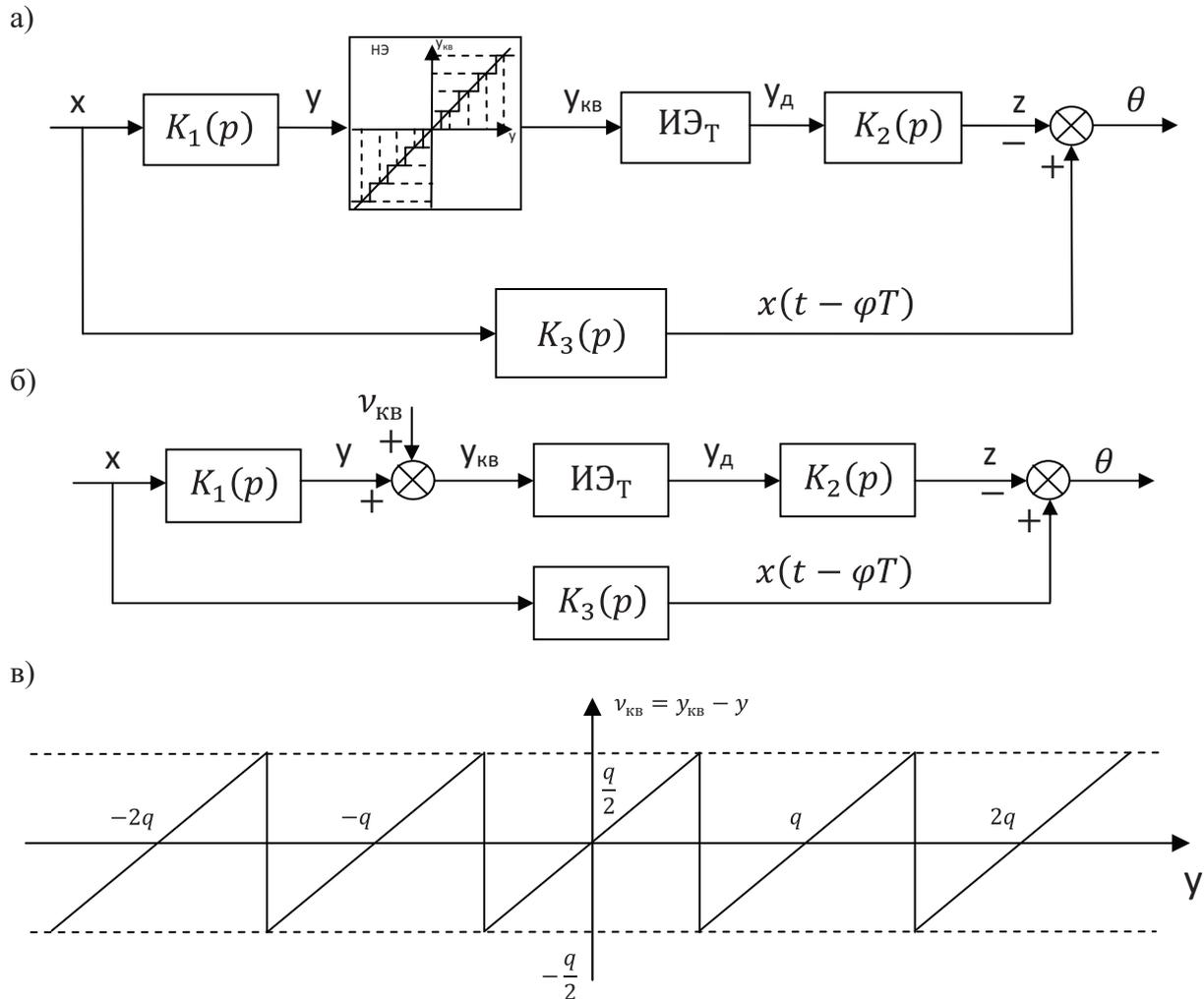


Рис. 1. Модель тракта преобразования с устройствами выборки и хранения:
 а – с нелинейным элементом – идеальным квантователем по уровню;
 б – эквивалентная модель, где нелинейный элемент заменен сумматором, на один вход которого подан сигнал y , на второй $v_{KB}(y)$ – погрешность квантования по уровню;
 в – зависимость погрешности квантования по уровню от y

Амплитудно-фазочастотная характеристика (АФЧХ) этого звена имеет вид

$$K_1(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega t_0}}{j\omega t_0} = \frac{\sin \frac{\omega t_0}{2}}{\frac{\omega t_0}{2}} e^{-j\omega \frac{t_0}{2}}, \quad (3)$$

откуда следует, что первое звено вносит запаздывание:

$$\varphi_1 T = \frac{t_0}{2} = \frac{t_0}{2T} T. \quad (4)$$

Нелинейный элемент осуществляет операцию квантования по уровню с шагом квантования q . Округление осуществляется с точностью до половины шага квантования. Идеальный импульсный элемент моделирует операцию временной дискретизации с шагом T :

$$y_d = y_{\text{кв}}(t) \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT), \quad (5)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$, $\delta(\dots)$ – дельта-функция.

Звено с передаточной функцией

$$K_2(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p} \quad (6)$$

реализует восстановление дискретизированного сигнала $y_{\text{кв}}(t)$. Импульсная переходная функция этого звена

$$k_2(t) = L^{-1}[K_2(p)] = 1(t) - 1(t - T), \quad (7)$$

где $1(\dots)$ – единичная функция соответствующего аргумента.

Из (7) ясно, что импульсная переходная функция является прямоугольным импульсом с амплитудой, равной единице, и длительностью, равной T , откуда следует, что восстанавливающий оператор есть экстраполятор нулевого порядка, реализующий ступенчатое восстановление. АФЧХ этого звена

$$K_2(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} T e^{-j \frac{\omega T}{2}}. \quad (8)$$

Из (8) очевидно, что экстраполятор нулевого порядка – фильтр нижних частот, который вносит запаздывание:

$$\varphi_2 T = \frac{T}{2}. \quad (9)$$

Запаздывание, вносимое всем трактом преобразования:

$$\varphi T = \varphi_1 T + \varphi_2 T = \frac{t_0}{2} T + \frac{1}{2} T. \quad (10)$$

Звено $K_3(p)$ – звено с запаздыванием. Его передаточная функция:

$$K_3(p) = e^{-p\varphi T}. \quad (11)$$

Погрешность преобразования:

$$\theta[nT, \varepsilon] = x[t - \varphi T] - Z[nT] = x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - Z[nT], \quad (12)$$

где $t = nT + \varepsilon T$, $n = 0, 1, 2, \dots$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

При работе тракта аналогово-цифрового преобразования в разомкнутых системах в том случае, когда погрешность от запаздывания может быть исключена, вычисление погрешности осуществляется при $\varphi T = \varphi_1 T + \varphi_2 T$. В случае систем управления с обратной связью погрешность от запаздывания исключить нельзя и φ в выражении (12) принимается равной нулю. Эквивалентная модель тракта преобразования, более удобная для дальнейшего анализа, приведена на рис 1, б. Здесь нелинейный элемент заменен сумматором, на один вход которого подают квантуемый сигнал $y(t)$, а на второй вход подают сигнал, равный методической погрешности квантования по уровню:

$$v_{\text{кв}} = y_{\text{кв}} - y. \quad (13)$$

График $v_{\text{кв}}(y)$, соответствующий характеристике нелинейного элемента, приведен на рис. 1, в. Из рисунка следует, что $-\frac{q}{2} \leq v_{\text{кв}}(y) \leq \frac{q}{2}$, верхняя оценки $v_{\text{кв}}$ не превышает $\frac{q}{2}$. Величина шага квантования по уровню зависит от m – числа разрядов аналогово-цифрового преобразования и определяется выражением

$$q = \frac{y_{\text{max}} - y_{\text{min}}}{2^m - 1}, \quad (14)$$

где y_{max} , y_{min} – соответственно максимальное и минимальное значения квантуемого сигнала, а $y_{\text{max}} - y_{\text{min}}$ – диапазон его изменения.

В этом случае приведенная к диапазону изменения квантуемого сигнала относительная максимальная величина методической погрешности квантования по уровню не превышает

$$v_{\text{квmax}} \leq \frac{1}{2(2^m - 1)}. \quad (15)$$

Так, даже при $m = 8$

$$v_{\text{кв}} \leq \frac{1}{2(2^8 - 1)} \cdot 100 \% = 0,196 \%$$

Более того, доказано [10, 11], что при квантовании случайного сигнала, когда его дисперсия много больше q^2 (это обычно имеет место) дисперсия случайной величины погрешности квантования не превышает $q^2/12$ и случайная погрешность практически не коррелирована с квантуемым сигналом. В этих условиях погрешность квантования по уровню может рассматриваться как помеха, не коррелированная с сигналом, модель преобразования становится линейной и дисперсия погрешности квантования вычисляется как сумма дисперсий погрешностей от квантования по уровню и временной дискретизации при фиксированном восстанавливающем операторе [10].

Если пренебречь погрешностью квантования по уровню, сигнал на выходе модели, учитывающей устройства выборки и хранения (см. рис. 1, б) определяется выражением

$$Z[nT] = \frac{1}{t_0} \int_{nT-t_0}^{nT} x(t) dt = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x[nT - \tau] d\tau. \quad (16)$$

Для анализа влияния устройства выборки и хранения на погрешность преобразования и ее сравнения с преобразованием с мгновенным отсчетом преобразуемого сигнала рассматривается соответствующая модель, получаемая из приведенной на рис. 1 при $K_1(p) = 1$. В этом случае сигнал на выходе модели, когда погрешностью квантования пренебрегаем, определяется выражением

$$Z[nT] = x[nT]. \quad (17)$$

Для повышения помехоустойчивости аналогово-цифрового преобразования в условиях высокочастотных аддитивных помех, обычно сопутствующих преобразуемым сигналам, используется усреднение ряда цифровых отчетов внутри шага временной дискретизации [12–14] и скользящее цифровое усреднение [15]. В частности, при построении интеллектуальных защит фидеров постоянного тока тяговых подстанций метрополитенов с целью повышения помехоустойчивости используется аналогово-цифровое преобразование с усреднением l отчетов внутри шага временной дискретизации. Проанализирована погрешность этого тракта преобразования [13, 14]. Уменьшение погрешности аналогово-цифрового преобразования при усреднении

по l отсчетам достигается путем использования скользящего усреднения [15]. В этом случае помехоустойчивость преобразования остается той же, что и при цифровом усреднении внутри шага преобразования, а погрешность преобразования значительно уменьшается [15]. Методика расчета погрешностей при цифровом усреднении применялась на моделях с мгновенными отсчетами преобразуемого сигнала [14, 15].

Актуальной является задача анализа погрешностей преобразования при использовании рассматриваемых способов цифрового усреднения с учетом устройства выборки и хранения.

Модели аналогово-цифрового преобразования при цифровом усреднении внутри шага дискретизации и при скользящем цифровом усреднении с учетом устройства выборки и хранения приведены на рис. 2. В этих моделях звено $K_1(p)$ учитывает усреднение аналогового входного сигнала в устройствах выборки и хранения. Оператор W (см. совокупность элементов, обведенных пунктирной линией) моделирует цифровое усреднение внутри шага временной дискретизации (см. рис. 1, а), скользящее цифровое усреднение (см. рис. 1, б), идеальный импульсный элемент $ИЭ_T$ с шагом временной дискретизации T моделирует цифровое усреднение внутри шага временной дискретизации, идеальный импульсный элемент $ИЭ_{T/l}$ с шагом дискретизации T/l моделирует

скользящее цифровое усреднение, где l – число усредненных отсчетов; $K_2(p)$ – восстанавливающие операторы, являющиеся в обеих моделях экстраполяторами нулевого порядка с шагом T для цифрового усреднения внутри шага

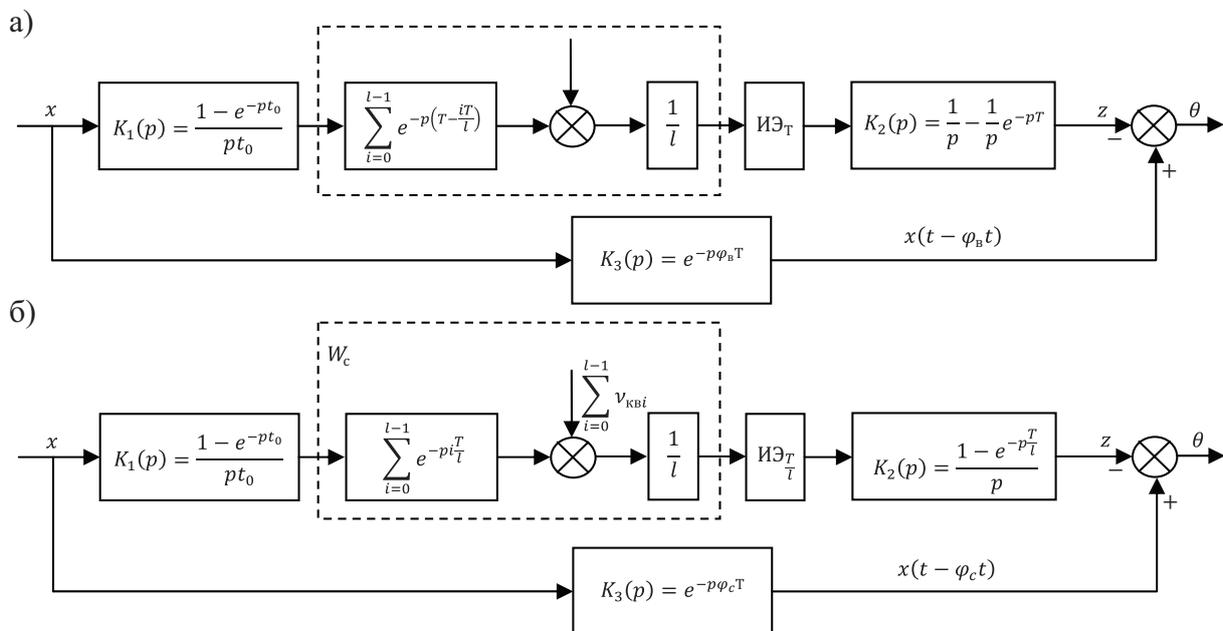


Рис. 2. Модели аналогово-цифрового преобразования сигналов с учетом устройств выборки и хранения при цифровом усреднении внутри шага временной дискретизации (а) и при следящем усреднении цифровых отсчетов (б)

временной дискретизации, с шагом T/l для скользящего цифрового усреднения; звенья $K_3(p)$ позволяют исключить погрешность от запаздывания при $\varphi \neq 0$.

Сигнал $Z[nT]$ при цифровом усреднении внутри шага дискретизации при пренебрежении погрешностью квантования по уровню определяется выражением

$$z[nT] = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_{\left(n-1+\frac{i}{l}\right)T-t_0}^{\left(n-1+\frac{i}{l}\right)T} x(t) dt = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x\left[\left(n-1+\frac{i}{l}\right)T - \tau\right] d\tau. \quad (18)$$

При скользящем цифровом усреднении:

$$z[nT] = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_{\left(n-i\right)\frac{T}{l}-t_0}^{\left(n-i\right)\frac{T}{l}} x(t) dt = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x\left[\left(n-i\right)\frac{T}{l} - \tau\right] d\tau, \quad (19)$$

где $t = (n + \varepsilon)T$, $t = (n + \varepsilon)\frac{T}{l}$ – время; $n = 0, 1, 2, \dots, 0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Обращаем внимание на то, что для модели (рис. 1, а) шаг временной дискретизации равен T , для модели (рис. 1, б) шаг временной дискретизации равен T/l .

При $l = 1$ цифровое усреднение отсутствует. В этом случае выражение (19) совпадает с (16). Сигнал на выходе модели, показанный на рис. 1, а при $l = 1$ на шаг T запаздывает по отношению к сигналу на выходе модели, приведенной на рис. 1, б. Действительно, при $l = 1$, как следует из (18),

$$Z[n, \varepsilon] = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x[(n-1)T - \tau_0] dt. \quad (20)$$

Если относить результат цифрового усреднения к середине временного отрезка, на котором находятся цифровые отсчеты, то запаздывание в тракте преобразования в случае цифрового усреднения внутри шага дискретизации определяется выражением

$$\varphi_B T = \varphi_1 T + \varphi_2 T, \quad (21)$$

где с учетом запаздывания на $t_0/2$ в устройствах выборки и хранения

$$\varphi_1 = \frac{1}{l} + \frac{1 - \frac{1}{l}}{2} + \frac{t_0}{2T}; \varphi_2 = \frac{1}{2}.$$

Обозначив $\frac{t_0}{T} = \gamma$, получаем

$$\varphi_B = \frac{1}{l} + \frac{1 - \frac{1}{l}}{2} + \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{2} = 1 + \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2l}. \quad (22)$$

При скользящем усреднении

$$\varphi_c T = \varphi_1 T + \varphi_2 T;$$

$$\varphi_1 T = T \frac{l-1}{2l} + \frac{t_0}{2} = \frac{T}{2l} (l-1 + \gamma_0^*), \quad \gamma_0^* = \frac{t_0 l}{T};$$

$$\varphi_2 T = \frac{T}{2l}$$

и

$$\varphi_c T = \frac{T}{2l} (l-1 + \gamma_0^* + 1) = \frac{l + \gamma_0^*}{2l} T. \quad (23)$$

2 Методика оценки погрешности преобразования

Погрешность преобразования при условии, что погрешностью квантования по уровню пренебрегаем, определяется для разных моделей (в скобках будет указано их сокращенное название) следующими выражениями:

– для модели с мгновенными отчетами при отсутствии цифрового усреднения (МОУ):

$$\theta[n, \varepsilon] = x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - x[nT]; \quad (24)$$

– для модели с устройствами выборки и хранения без цифрового усреднения (УВХУ):

$$\begin{aligned} \theta[n, \varepsilon] &= x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x[nT - \tau] d\tau = \\ &= x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} x[(n - \varepsilon_1)T] d\varepsilon_1, \end{aligned} \quad (25)$$

где $\gamma = \frac{t_0}{T}$, $\tau = \varepsilon_1 T$, $0 \leq \varepsilon_1 \leq 1$;

– для модели с мгновенными отчетами с цифровым усреднением внутри шага дискретизации (МОУВШ):

$$\theta[n, \varepsilon] = x[(n + \varepsilon)T - \varphi_b T] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x\left[\left(n - 1 + \frac{i}{l}\right)T\right], \quad (26)$$

– для модели с устройствами выборки и хранения и цифровым усреднением внутри шага дискретизации (УВХУВШ):

$$\begin{aligned} \theta[n, \varepsilon] &= x[(n + \varepsilon)T - \varphi_b T] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x\left[\left(n - 1 + \frac{i}{l}\right)T - \tau\right] d\tau = \\ &= x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} x\left[\left(n - 1 + \frac{i}{l}\right)T - \varepsilon_1 T\right] d\varepsilon_1; \end{aligned} \quad (27)$$

– для модели с мгновенными отчетами и следящим цифровым усреднением (МОСУ):

$$\theta\left[(n + \varepsilon)\frac{T}{l}\right] = x\left[(n + \varepsilon)\frac{T}{l} - \varphi_c T\right] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x\left[(n - i)\frac{T}{l}\right]; \quad (28)$$

– для модели с устройствами выборки и хранения и следящим цифровым усреднением (УВХСУ):

$$\begin{aligned} \theta\left[(n + \varepsilon)\frac{T}{l}\right] &= x\left[(n + \varepsilon)\frac{T}{l} - \varphi_c T\right] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} x\left[(n - i)\frac{T}{l} - \tau\right] d\tau = \\ &= x\left[(n + \varepsilon)\frac{T}{l} - \varphi_c T\right] - \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{\gamma^*} \int_0^{\gamma^*} x\left[(n - i)\frac{T}{l} - \varepsilon_1 \frac{T}{l}\right] d\varepsilon_1, \end{aligned} \quad (29)$$

где $\gamma^* = \frac{t_0}{l} = \gamma l$.

Для расчета погрешностей преобразования детерминированных функций $x(t)$, когда погрешность от запаздывания не может быть исключена, в (24)–(29) принимается $\varphi = 0, \varphi_b = 0, \varphi_c = 0$.

Исключением является случай $l = 1$ в моделях с цифровым усреднением внутри шага дискретизации. В моделях МОУВШ и УВХУВШ принимается $\varphi_b T = T$. Тогда МОУВШ эквивалентно модели МОУ, УВХУВШ эквивалентно модели УВХУ.

При исключении погрешности от запаздывания значения φ, φ_b и φ_c для различных моделей сведены в табл. 1. Здесь же приведены обозначения моделей.

Таблица 1. Обозначение и номера моделей, значения φ , φ_b и φ_c

Название модели	Сокращенное название	Номер модели	φT , $\varphi_b T$, $\varphi_c T$
С мгновенными отчетами без цифрового усреднения	МО \bar{Y}	1	$\varphi T = \frac{T}{2}$
С устройством выборки и хранения без цифрового усреднения	УВХ \bar{Y}	2	$\varphi T = \frac{\gamma}{2}T + \frac{T}{2}$
С мгновенными отчетами и цифровым усреднением внутри шага дискретизации	МОУВШ	3	$\varphi_b T = \left(1 - \frac{1}{2l}\right)T$
С устройством выборки и хранения и цифровым усреднением внутри шага дискретизации	УВХУВШ	4	$\varphi_b T = \left(1 - \frac{1}{2l} + \frac{\gamma}{2}\right)T$
С мгновенными отчетами и скользящим цифровым усреднением	МОСУ	5	$\varphi_c T = \frac{T}{2}$
С устройством выборки и хранения и скользящим цифровым усреднением	УВХСУ	6	$\varphi_c T = \frac{T}{2} + \frac{\gamma^*}{2l}T$

При $l = 1$ модели МО \bar{Y} эквиваленты модели МОСУ, модель УВХ \bar{Y} эквивалента модели УВХСУ. В качестве моделей случайных входных сигналов примем аналогично [10, 14, 15] стационарные центрированные случайные процессы, заданные автокорреляционной функцией $R_{xx}(\tau)$. Дисперсия погрешности преобразования для моделей МО \bar{Y} , УВХ \bar{Y} , МОУВШ, УВХУВШ определяется выражением [16]

$$\overline{\theta^2}[0, \varepsilon] = M \left\{ [x[(n + \varepsilon) - \varphi T] - Z[nT]]^2 \right\}. \quad (30)$$

Для моделей МОСУ и УВХСУ

$$\overline{\theta^2}[0, \varepsilon] = M \left\{ \left[x \left[(n + \varepsilon) \frac{T}{l} - \varphi_c T \right] - Z \left[n \frac{T}{l} \right] \right]^2 \right\}, \quad (31)$$

где M – математическое ожидание выражения в фигурных скобках.

После возведения в квадрат и усреднения получаем выражение дисперсий погрешности преобразования. Относительное значение дисперсий погрешности

$$\overline{\delta^2}[0, \varepsilon] = \frac{\overline{\theta^2}[0, \varepsilon]}{R_{xx}(0)}. \quad (32)$$

Зависимость дисперсий погрешности от ε свидетельствует о нестационарности функции $\theta [n, \varepsilon]$. Максимальное значение: $\overline{\delta_{\max}^2} = \max_{\varepsilon} \delta^2[0, \varepsilon]$ соответствует $\varepsilon = 1$ [1]. Полученные выражения $\overline{\delta_{\max}^2}$ для рассматриваемых моделей с УВХ сведены в табл. 2.

Таблица 2. Выражение $\overline{\delta_{\max}^2}$ для моделей с УВХ

Модель	$\overline{\delta_{\max}^2}$
УВХ \bar{Y}	$1 - \frac{2}{R_{xx}(0)} \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} R_{xx} [(1 - \varphi + \varepsilon_1)T] d\varepsilon_1 + \frac{1}{R_{xx}(0)};$ $\frac{1}{\gamma^2} \int_0^{\gamma} \int_0^{\gamma} R_{xx} [(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)T] d\varepsilon_1 d\varepsilon_2 \quad (33)$
УВХУВШ	$1 - \frac{2}{R_{xx}(0)l} \sum_{i=0}^{i=l-1} \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} R_{xx} \left[\left(2 - \varphi_a - \frac{i}{l} + \varepsilon_1 \right) T \right] d\varepsilon_1 + \frac{1}{R_{xx}(0)};$ $\frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \frac{1}{\gamma^2} \int_0^{\gamma} \int_0^{\gamma} R_{xx} \left[\left(\frac{i-r}{l} - \varepsilon_1 + \varepsilon_2 \right) T \right] d\varepsilon_1 d\varepsilon_2 \quad (34)$
УВХСУ	$1 - \frac{2}{R_{xx}(0)l} \sum_{i=0}^{i=l-1} \frac{1}{\gamma^*} \int_0^{\gamma^*} R_{xx} \left[\frac{T}{l} - \varphi_c T + i \frac{T}{l} + \varepsilon_1 \frac{T}{l} \right] d\varepsilon_1 +$ $+ \frac{1}{R_{xx}(0)l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \frac{1}{\gamma^{*2}} \int_0^{\gamma^*} \int_0^{\gamma^*} R_{xx} \left[\frac{i-r}{l} T + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{l} T \right] d\varepsilon_1 d\varepsilon_2 \quad (35)$

Для возможности анализа влияния УВХ на погрешность преобразования в табл. 3 сведены выражения $\overline{\delta_{\max}^2}$ для моделей с мгновенными отсчетами [10, 14, 15].

Таблица 3. Выражение $\overline{\delta_{\max}^2}$ для моделей с мгновенными отсчетами

Модель	$\overline{\delta_{\max}^2}$
МО \bar{Y}	$2 \left\{ 1 - \frac{R_{xx} [(1 - \varphi)T]}{R_{xx}(0)} \right\} \quad (36)$
МОУВШ	$1 - \frac{2}{R_{xx}(0)l} \sum_{i=0}^{i=l-1} R_{xx} \left[\left(2 - \varphi_b - \frac{i}{l} \right) T \right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} R_{xx} \left[\frac{(i-r)T}{l} \right] \frac{1}{R_{xx}(0)} \quad (37)$
МОСУ	$1 - \frac{2}{R_{xx}(0)l} \sum_{i=0}^{i=l-1} R_{xx} \left[\left(1 - \varphi_c l + i \right) \frac{T}{l} \right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} R_{xx} \left[\frac{(i-r)T}{l} \right] \frac{1}{R_{xx}(0)} \quad (38)$

При вычислениях удобно использовать методику, изложенную в [10]. Разложив выражение автокорреляционной функции в ряд Макларена, получаем – для дифференцируемых случайных функций:

$$R_{xx}(\tau) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{R_{xx}^{(2k)}(0)}{(2k)!} \tau^{2k} = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} a_k \tau^{2k}; \quad (39)$$

– для недифференцируемых случайных функций:

$$R_{xx}(\tau) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{R_{xx}^{(k)}(0)}{k!} |\tau|^k = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} a_k |\tau|^k. \quad (40)$$

После подстановки (39), (40) в (32)–(38) получим – для дифференцируемых случайных сигналов:

$$\overline{\delta_{\max}^2} = G_x^2 \sum_{k=1}^{\infty} a_k f_{2k}, \quad a_k = \frac{R_{xx}^{(2k)}(0)}{(2k)!}; \quad (41)$$

– для недифференцируемых случайных сигналов:

$$\overline{\delta_{\max}^2} = G_x^2 \sum_{k=1}^{\infty} a_k f_k, \quad a_k = \frac{R_{xx}^{(k)}(0)}{k!}, \quad (42)$$

где в верхних индексах в скобках указан порядок производной; $G_x^2(0) = R_{xx}(0)$ – дисперсия входного сигнала.

В связи с ограниченным объемом статьи в дальнейшем будем рассматривать модели дифференцируемых случайных сигналов. Методика анализа погрешностей при недифференцируемых входных сигналах полностью совпадает с рассматриваемой в [10]. Функции f_{2k} для различных моделей преобразования сведены в табл. 4.

Таблица 4. Выражение f_{2k} для различных моделей

Модель	f_{2k}
МОУ	$-2[(1-\varphi)T]^{2k} \quad (43)$
УВХУ	$2T^{2k} \left\{ -\frac{1}{\gamma} \frac{(1-\varphi+\gamma)^{2k+1} - (1-\varphi)^{2k+1}}{2k+1} + \frac{1}{\gamma^2} \frac{\gamma^{2k+2}}{(2k+1)(2k+2)} \right\} \quad (44)$
МОУВШ	$-\frac{2}{l} \sum_{i=0}^{i=l-1} \left[(1-\varphi_B)T + \left(1-\frac{i}{l}\right)T \right]^{2k} + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \left(\frac{i-r}{l} T \right)^{2k} \quad (45)$

Окончание табл. 4

Модель	f_{2k}
МОСУ	$-\frac{2}{l} \sum_{i=0}^{i=l-1} \left[(1 - \varphi_c l + i) \frac{1}{l} T \right]^{2k} + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \left(\frac{i-r}{l} T \right)^{2k} \quad (46)$
УВХУВШ	$T^{2k} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{2}{l} \sum_{i=0}^{i=l-1} \frac{\left(2 - \varphi_a - \frac{i}{l} + \gamma \right)^{2k+1} - \left(2 - \varphi_a - \frac{i}{l} \right)^{2k+1}}{\gamma(2k+1)} + \\ & + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \frac{\left(\frac{i-r}{l} + \gamma \right)^{2k+2} - 2 \left(\frac{i-r}{l} \right)^{2k+2} + \left(\frac{i-r}{l} - \gamma \right)^{2k+2}}{\gamma^2(2k+1)(2k+2)} \end{aligned} \right\} \quad (47)$
УВХСУ	$T^{2k} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{2}{l\gamma^*} - \sum_{i=0}^{i=l-1} \frac{1}{l^{2k}(2k+1)} \left[(1 - \varphi_c l + i + \gamma^*)^{2k+1} - (1 - \varphi_c l + i)^{2k+1} \right] + \\ & + \frac{1}{l^2 (\gamma^*)^2} \sum_{i=0}^{i=l-1} \sum_{r=0}^{r=l-1} \frac{1}{(2k+1)(2k+2)} \times \\ & \times \left[(\gamma^* + i - r)^{2k+2} + (\gamma^* - i + r)^{2k+2} - 2(i-r)^{2k+2} \right] \frac{1}{l^{2k}} \end{aligned} \right\} \quad (48)$

Очевидно, что при $l = 1$ выражения (44) и (48) совпадают. При $\gamma \rightarrow 0$ совпадают выражения (45) и (47), (46) и (48).

3 Методика оценки и анализа влияния устройств выборки и хранения на погрешность преобразования

Для анализа влияния устройств выборки и хранения на погрешность аналогово-цифрового преобразования при восстановлении экстраполятором нулевого порядка будем сравнивать величины среднеквадратических погрешностей при наличии устройств выборки и хранения и мгновенных отчетах.

При вычислении $\sqrt{\delta_{\max}^2}$, величины которых не превосходят 10–15%, что соответствует реальным требованиям к погрешностям преобразования, достаточно использовать значение главного члена ряда при $k = 1$ [10, 14, 15] в формулах (41), (42).

При анализе влияния устройств выборки и хранения на погрешность преобразования будем рассматривать относительную разность среднеквадратических оценок погрешностей для модели с мгновенными отчетами и устройств выборки и хранения:

$$\Delta_{j,i} = \frac{\sqrt{\delta_{j\max}^2} - \sqrt{\delta_{i\max}^2}}{\sqrt{\delta_{i\max}^2}} 100\%, \quad (49)$$

где индексы определяют номера моделей, приведенные в табл. 1 индексы $i = 1, 3, 5$ соответствуют моделям с мгновенными отчетами, а индексы $j = 2, 4, 6$ – моделям с устройствами выборки и хранения.

Поскольку погрешность зависит от величины запаздывания, будем использовать следующие обозначения: $\Delta_{j,i}(\varphi = 0), \sqrt{\delta_{i\max}^2}(\varphi = 0)$ – оценки при использовании тракта аналогово-цифрового преобразования в реальном времени, когда погрешность от запаздывания не может быть исключена; $\Delta_{j,i}(\varphi = 0), \sqrt{\delta_{i\max}^2}(\varphi \neq 0)$ – оценки при исключении погрешности от запаздывания. Искомыми являются $\Delta_{2,1} \Delta_{4,3} \Delta_{6,5}$.

Приведем результаты расчета для входного сигнала, спектральная плотность которого постоянна в полосе частот от 0 до ω_{\max} и равна нулю вне этой полосы сигнала, спектральная плотность мощности которого убывает с ростом частоты и имеет колоколообразную форму.

В первом случае:

$$R_{xx}(\tau) = G_x^2 \frac{\sin \omega_{\max} \tau}{\omega_{\max} \tau} = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \omega_{\max}^{2k}}{(2k+1)!} \tau^{2k} = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} a_k \tau^{2k}, \quad (50)$$

где $a_k = \frac{(-1)^k \omega_{\max}^{2k}}{(2k+1)!}$.

Во втором случае:

$$R_{xx}(\tau) = G_x^2 e^{-\alpha^2 \tau^2} = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \alpha^{2k}}{k!} \tau^{2k} = G_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} a_k \tau^{2k}, \quad (51)$$

где $a_k = \frac{(-1)^k \alpha^{2k}}{k!}$.

Подставив выражение a_k в (41) с учетом $f(2k)$ из табл. 4, получаем при $k = 1$ выражения $\sqrt{\delta_{j\max}^2}$, приведенные в табл. 5 для сигнала с автокорреляционной функцией (50). Для сигнала с автокорреляционной функцией (51) в соответствующих выражениях следует только заменить $\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2$ на $\alpha^2 T^2$.

Таблица 5. Выражение главного ряда для расчета погрешностей требования для сигнала

Модель	$\sqrt{\delta_{\max}^2}$
МО \bar{Y}	$\varphi = 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 2 = 0,578 \omega_0 T}$
	$\varphi \neq 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2} = 0,289 \omega_{\max} T$
УВХ \bar{Y}	$\varphi = 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left(\frac{\gamma^2}{4} + \gamma + 1 \right) 2}$
	$\varphi \neq 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left(\frac{\gamma^2}{12} - \frac{\gamma}{12} + \frac{1}{4} \right) 2}$
МОУВШ	$\varphi = 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ 2 \left[\sum_{i=0}^{l-1} \left(2 - \frac{i}{l} \right) \right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} \left(\frac{i-r}{l} \right)^2 \right\}}$
	$\varphi \neq 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ 2 \sum_{i=0}^{l-1} \left(1 + \frac{1}{2l} - \frac{i}{l} \right)^2 + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} \left(\frac{i-r}{l} \right)^2 \right\}}$
МОСУ	$\varphi = 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ 2 \sum_{i=0}^{l-1} \left(\frac{1+i}{l} \right)^2 + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} \left(\frac{i-r}{l} \right)^2 \right\}}$
	$\varphi \neq 0$ $\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ 2 \sum_{i=0}^{l-1} \left(\frac{1+i}{l} - \frac{1}{2} \right)^2 + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} \left(\frac{i-r}{l} \right)^2 \right\}}$

Окончание табл. 5

Модель	$\sqrt{\delta_{\max}^2}$
УВХУВШ $\varphi = 0$	$\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \left(2 - \frac{i}{l} + \gamma \right)^3 - \left(2 - \frac{i}{l} \right)^3 \right\} + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1-i} \left(\frac{i-r}{l} + \gamma \right)^3 - 2 \left(\frac{i-r}{l} \right)^3 + \left(\frac{i-r}{l} - \gamma \right)^3} \frac{12\gamma^2}{3\gamma}}$
$\varphi \neq 0$	$\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \left(1 + \frac{1}{2l} - \frac{i}{l} + \frac{\gamma}{2} \right)^3 - \left(1 + \frac{1}{2l} - \frac{i}{l} - \frac{\gamma}{2} \right)^3 \right\} + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1-i} \left(\frac{i-r}{l} + \gamma \right)^3 - 2 \left(\frac{i-r}{l} \right)^3 + \left(\frac{i-r}{l} - \gamma \right)^3} \frac{12\gamma^2}{3\gamma}}$
УВХСУ $\varphi = 0$	$\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ -\frac{2}{l\gamma} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{3l^2} + \left[(1+i+\gamma^*)^3 - (1+i)^3 \right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1-i} \frac{1}{12} \left[(\gamma^* + i - r)^4 + (\gamma^* - i + r)^4 - 2(i-r)^4 \right] \right\} \frac{1}{l^2}}$
$\varphi \neq 0$	$\sqrt{\frac{1}{6} \omega_{\max}^2 T^2 \left\{ -\frac{2}{l\gamma} \sum_{i=0}^{l-1} \frac{1}{3l^2} + \left[\left(\frac{2-l}{2} + i + \frac{\gamma}{2} \right)^3 - \left(\frac{2-l}{2} + i - \frac{\gamma}{2} \right)^3 \right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1-i} \frac{1}{12} \left[(\gamma^* + i - r)^4 + (\gamma^* - i + r)^4 - 2(i-r)^4 \right] \right\} \frac{1}{l^2}}$

Сравним влияние устройств выборки и хранения вначале на погрешность аналогово-цифрового преобразования для модели без цифрового усреднения. Относительное изменение погрешности от учета устройств выборки и хранения вычисляем по формуле (49).

Для сигнала с автокорреляционной функции (50):

$$\Delta_{2,1} = \frac{\sqrt{\frac{1}{3}(\gamma^2 + \gamma + 1)}\omega_{\max}T - 0,578\omega_{\max}T}{0,578\omega_{\max}T} \quad \text{при } \varphi = 0;$$

$$\Delta_{2,1} = \frac{\sqrt{\frac{1}{3}\left(\frac{\gamma^2}{12} - \frac{\gamma}{12} + \frac{1}{4}\right)}\omega_{\max}T - 0,289\omega_{\max}T}{0,289\omega_{\max}T} \quad \text{при } \varphi \neq 0.$$

При $\gamma = 0,1$, когда время преобразования в 10 раз меньше шага дискретизации по времени, замена устройств выборки и хранения в модели мгновенным отсчетом приводит к погрешности расчета $\sqrt{\delta_{j\max}^2}$, равной 5% при $\varphi = 0$, и 0,35% при $\varphi \neq 0$. При $\gamma = 0,01$, когда время преобразования в 100 раз меньше шага временной дискретизации, $\Delta_{2,1} = 0,52\%$ при $\varphi = 0$, $\Delta_{2,1} = 0\%$ при $\varphi \neq 0$.

Для сигнала с автокорреляционной функцией (49), когда $\gamma = 0,1$, $\Delta_{2,1} = 4,6\%$ при $\varphi = 0$ и $\Delta_{2,1} = 2\%$ при $\varphi \neq 0$. При $\gamma = 0,01$ и $\varphi = 0$ $\Delta_{2,1} = 0,28\%$, при $\gamma = 0,01$ и $\varphi \neq 0$ $\Delta_{2,1} = 0,2\%$. Для сигнала с автокорреляционной функцией (49) для моделей с цифровым усреднением внутри шага дискретизации при числе усредняемых отчетов $l = 10$ получено: $\Delta_{4,3} = 0,9\%$ при $\varphi = 0$, $\gamma = 0,01$; $\Delta_{4,3} = 8,25\%$ при $\varphi \neq 0$, $\gamma = 0,01$.

При анализе модели с цифровым усреднением внутри шага временной дискретизации следует обратить внимание на величину $\gamma = \frac{t_0}{T}$, где t_0 – паспортная характеристика устройств выборки и хранения преобразователя. Шаг дискретизации одного отсчета равен T/l . Следовательно, $t_0 < T/l$. Так, при $l = 10$ $\gamma < 0,1$.

Аналогично вычисляются результаты при рассмотрении модели со следящим цифровым усреднением и другими характеристиками l, γ .

Заключение

Приведена методика, позволяющая учитывать погрешность от устройств выборки и хранения при аналогово-цифровом преобразовании, дающая возможность рассматривать различные способы усреднения цифрового сигнала.

Описаны модели и методы синтеза параметров аналогово-цифрового преобразования при случайном входном сигнале, учитывающие влияние устройств выборки и хранения на погрешность преобразования.

Приведены модели аналогово-цифрового преобразования, позволяющие учитывать влияние устройств выборки и хранения на погрешность преобразования.

Получены выражения для определения среднеквадратических оценок погрешностей аналогово-цифрового преобразования в условиях восстановления экстраполятором нулевого порядка при случайном стационарном входном сигнале.

Среднеквадратические оценки погрешностей преобразования получены для моделей с мгновенными отсчетами и с устройствами выборки и хранения. Дополнительно рассмотрены модели, учитывающие усреднение цифровых отсчетов внутри шага временной дискретизации и следящего цифрового усреднения.

Предложена оценка, позволяющая проанализировать влияние устройств выборки хранения на точность аналогово-цифрового преобразования.

Приведены результаты расчетов, позволяющие оценить влияние устройств выборки и хранения на погрешность преобразования случайных сигналов с постоянной спектральной плотностью, мощность в полосе частот от 0 до ω_{\max} и сигналов с убывающей с ростом частоты со спектральной плотностью мощности.

Библиографический список

1. Бестемьянов П. Ф. Методика оценки работоспособности рельсовых цепей тональной частоты при воздействии тока электроподвижного состава с асинхронным тяговым двигателем / П. Ф. Бестемьянов, Ю. А. Кравцов, Е. Г. Щербина, А. Б. Чегуров // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщений. – 2012. – № 1. – С. 87–92.
2. Щербина Е. Г. Оценка соотношения СКЗ радиоимпульса и интервала усреднения / Е. Г. Щербина // Электроника и электрооборудования транспорта. – 2013. – № 5. – С. 41–42.
3. Бестемьянов П. Ф. К исследованию тракта передачи сигналов с пути на локомотив / П. Ф. Бестемьянов, Д. П. Захаров // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – № 5. – С. 5–10.
4. Бушуев В. Г., Гундырев К. В., Рожкин Б. В. Возможности и применение системы технического диагностирования и удаленного мониторинга на базе микроЭВМ и программируемых контроллеров СТД-МПК // Автоматика на транспорте. – 2016. – Т. 2. – № 4. – С. 513–529.
5. Гречишников В. А. Универсальный измеритель / В. А. Гречишников // Мир транспорта. – 2005. – № 3. – С. 44–55.
6. Ефанов Д. В. Мониторинг параметров рельсовых цепей тональной частоты / Д. В. Ефанов, Н. А. Богданов // Транспорт Урала. – 2013. – № 1. – С. 36–42.

7. Иванов А. А. Техническое диагностирование устройств автоматики и телемеханики в метрополитенах / А. А. Иванов, А. К. Лепоньков, В. П. Молодцов // Автоматика на транспорте. – 2016. – Т. 2. – № 3. – С. 391–412.
8. Ефанов Д. В. Функциональный контроль и мониторинг устройств железнодорожной автоматики и телемеханики : монография / Д. В. Ефанов. – СПб. : ФГБОУ ВО ПГУПС, 2016. – 171 с.
9. Лисенков А. Н. О методологии многофакторного эксперимента в задачах исследования электротехнических устройств железнодорожного транспорта / А. Н. Лисенков, А. Б. Косарев // Электротехника и электрооборудование транспорта. – 2017. – № 6. – С. 31–36.
10. Баранов Л. А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления / Л. А. Баранов. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.
11. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая / Б. Р. Левин. – М. : Советское радио, 1969. – 752 с.
12. Баранов Л. А. Синтез тракта аналогово-цифрового преобразования в системах автоматического контроля и управления железнодорожного транспорта / Л. А. Баранов, В. А. Гречишников // Вестник РГУПС. – 2012. – № 1. – С. 78–86.
13. Баранов Л. А. Инженерная методика синтеза тракта аналогово-цифрового преобразования в автоматических системах железнодорожного транспорта / Л. А. Баранов, В. А. Гречишников // Электротехника. – 2012. – № 12. – С. 19–25.
14. Баранов Л. А. Анализ точности и помехоустойчивости тракта аналогово-цифрового преобразования в системах управления и обеспечения безопасности движения / Л. А. Баранов, Г. А. Яцкова // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 6. – С. 17–23.
15. Баранов Л. А. Оценки погрешности и помехоустойчивости тракта аналогово-цифрового преобразования в системах автоматического контроля / Л. А. Баранов // Электротехника. – 2017. – № 9. – С. 29–36.
16. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций / А. А. Свешников. – М. : Наука, 1968. – 464 с.

Leonid A. Baranov

Department of Controlling and Information Safety
Russian University of Transport

Effect of sample-and-hold circuits on the accuracy of analog-digital conversation

The effectiveness of the operation of digital control systems, traffic safety and diagnostics depends to a large extent on the accuracy of the analog-to-digital conversion. Methodical errors of the quantization transformation, time sampling and the method of restoration of the input signal. This article is devoted to the analysis

of the influence of sampling and storage devices of voltage-code converters on the accuracy of analog-to-digital conversion. Models of transformation with instantaneous counts and taking into account sampling and storage devices are considered, errors of transformation of random stationary analog signals for these models are determined. The difference in error estimates for models with instantaneous readings and sample-and-hold circuits (SHC) makes it possible to determine the influence of SHC on the accuracy of the conversion. Taking into account that to increase noise immunity of the conversion, averaging of a given number of digital samples within the step of time sampling and tracking digital averaging is used, the corresponding expressions for estimating errors on models taking into account digital averaging at instantaneous counts and taking into account sampling and storage devices are obtained. An estimate has been introduced that allows one to determine the effect of sampling and storage devices on the conversion error. A methodology for calculating this estimate has been developed. Examples of the transformation of a random signal with a constant spectral power density in the frequency band from 0 to ω_{\max} and with a power spectral density decreasing with increasing frequency are given. A technique has been developed that allows analyzing the effect of sampling and storage devices on the analog-to-digital conversion error of various stationary random signals.

analog-to-digital conversion; sample-and-hold circuit; conversion error; stationary functions; root-mean-square error; digital methods for averaging samples; method of accuracy assessment

References

1. Bestemyanov P. F., Kravtsov Y. A., Shcherbina E. G., Chegurov A. B. (2012). Method for evaluating the operability of the track circuits of the tonal frequency under the effect of the current of the electrically mobile composition with an asynchronous traction motor [Metodika otsenki rabotosposobnosti relsovykh tsepey tonalnoy chastoty pri vozdeystvii toka elektropodvizhnogo sostava s asinhronnym tyagovym dvigatelem]. Vestnik of the Rostov University of Railways [Vestnik rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putey soobshcheniy], N 1. – Pp. 87–92.
2. Shcherbina Y. G. (2013). Estimate of the ratios CK3 of the radio pulse and the averaging interval [Otsenka sootnosheniya SK3 radioimpulsa i intervala usredneniya]. Electronics and electrical equipment of transport [Elektronika i elektrooborudovaniya transporta], N 5. – Pp. 41–42.
3. Bestemenov P. F., Zakharov D. P. (2013). To the study of tractate signals from the path to the locomotive [K issledovaniyu trakta peredachi signalov s puti na lokomotiv]. Electronics and electrical equipment of transport [Elektronika i elektrooborudovanie transporta], N 5. – Pp. 5–10.
4. Bushuev V. G., Gundyrev K. V., Rozhkin B. V. (2016). Capabilities and application of technical diagnostics and remote monitoring system, based on microcomputer

- and programmable STD-MPK controllers [Vozmozhnosti i primeneniye sistemy tekhnicheskogo diagnostirovaniya i udalennogo monitoringa na baze mikroevm i programmiruemyykh kontrollerov STD-MPK]. Automation on Transport [Avtomatika na transporte], issue 2, N 4. – Pp. 513–529.
5. Grechishnikov V.A. (2005). Universal measuring instrument [Universalnyy izmeritel]. The World of Transport [Mir transporta], N 3. – Pp. 44–55.
 6. Efvanov D.V., Bogdanov N.A. (2013). Monitoring of parameters of rail circuits of tonal frequency [Monitoring parametrov relsovykh tsepey tonalnoy chastoty]. Transport of the Urals [Transport Urala], N 1. – Pp. 36–42.
 7. Ivanov A.A., Leponkov A.K., Molodtsov V.P. (2016). Technical Diagnostics of Automation and Remote Control Devices in Subways [Tekhnicheskoe diagnostirovaniye ustroystv avtomatiki i telemekhaniki v metropolitenah]. Automation on Transport [Avtomatika na transporte], vol. 2, N 3. – Pp. 391–412.
 8. Efanov D.V. (2016). Concurrent checking and monitoring of railway automation and remote control devices [Funktsional'nyy kontrol' i monitoring ustroystv zheleznodorozhnoy avtomatiki i telemekhaniki, monografiya]. St. Petersburg, PSTU [FGBOU VO PGUPS]. – 171 p.
 9. Lisenkov A.N., Kosarev A.B. (2017). On the methodology of a multifactorial experiment in the problems of the study of electrical devices of railway transport [O metodologii mnogofaktornogo eksperimenta v zadachah issledovaniya elektrotekhnicheskikh ustroystv zheleznodorozhnogo transporta]. Electrical engineering and electrical equipment of transport [Elektronika i elektrooborudovaniye transporta], N 6. – Pp. 31–36.
 10. Baranov L.A. (1990). Quantization by level and temporal sampling in digital control systems [Kvantovaniye po urovnyu i vremennaya diskretizatsiya v tsifrovyykh sistemah upravleniya]. Moscow, Energoatomizdat. – 304p.
 11. Levin B.R. (1969). Theoretical bases of statistical radio engineering. The first book [Teoreticheskiye osnovy statisticheskoy radiotekhniki. Kniga pervaya]. Moscow, Soviet Radio [Sovietskoye Radio]. – 752 p.
 12. Baranov L.A., Grechishnikov V.A. (2012). Synthesis of the analog-digital conversion path in the systems of automatic control and management of railway transport [Sintez trakta analogo-tsifrovogo preobrazovaniya v sistemah avtomaticheskogo kontrolya i upravleniya zheleznodorozhnogo transporta]. Herald of the RGUPS [Vestnik RGUPS], N 1. – Pp. 78–86.
 13. Baranov L.A., Grechishnikov V.A. (2012). Engineering method of synthesis of the path of analog-digital conversion in automatic systems of railway transport [Inzhenernaya metodika sinteza trakta analogo-tsifrovogo preobrazovaniya v avtomaticheskikh sistemah zheleznodorozhnogo transporta]. Electrical engineering [Elektrotekhnika], N 12. – Pp. 19–25.
 14. Baranov L.A., Yatskova G.A. (2016). Analysis of accuracy and noise immunity of the analog-to-digital conversion path in control systems and traffic safety [Analiz tochnosti i pomexoustoychivosti trakta analogo-tsifrovogo preobrazovaniya v sistemah upravleniya i obespecheniya bezopasnosti dvizheniya]. Electronics and electrical equipment of transport [Elektronika i elektrooborudovaniye transporta], N 6. – Pp. 17–23.

15. Baranov L.A. (2017). Estimates of error and noise immunity of the analog-to-digital conversion path in automatic control systems [Otsenki pogreshnosti i pomekhoustoychivosti trakta analogo-tsifrovogo preobrazovaniya v sistemah avtomaticheskogo kontrolya]. Electrical engineering [Elektrotekhnika], N 9. – Pp. 29–36.
16. Sveshnikov A.A. (1968). Applied methods of the theory of random functions [Prikladnye metody teorii sluchaynyh funktsiy]. Moscow, Science [Nauka]. – 464 p.

*Статья представлена к публикации членом редколлегии Вал В. Сапожниковым
Поступила в редакцию 15.02.2017, принята к публикации 06.03.2018*

БАРАНОВ Леонид Аврамович – доктор технических наук, заведующий кафедрой «Управление и защита информации» Российского университета транспорта (МИИТ).

e-mail: baranov.miit@gmail.com

© Баранов Л. А., 2018