

УДК 681.5.015.75

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПЕРЕХОДНОЙ ФУНКЦИИ ЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗНАКОВОГО АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ*

В.Н. Якимов, В.И. Батищев, А.В. Машков

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрена задача идентификации импульсной переходной функции линейной динамической системы на основе корреляционного метода с использованием в качестве первичного преобразования входного и выходного сигналов знакового аналого-стохастического квантования. Знаковое аналого-стохастическое квантование позволило перейти от обработки многоразрядных цифровых отсчетов входного и выходного сигналов к обработке целочисленных отсчетов времени, определяемых результатом данного вида квантования. Основным результатом является разработка цифрового алгоритма для последовательного вычисления дискретных отсчетов импульсной переходной функции. Данный алгоритм не требует предварительного прямого вычисления оценок корреляционной функции входного сигнала и взаимной корреляционной функции входного и выходного сигналов системы.

Ключевые слова: статистическая идентификация, динамическая система, случайный процесс, знаковый сигнал, отсчет времени, знаковое аналого-стохастическое квантование.

Идентификация импульсной переходной функции линейной динамической системы по данным, полученным экспериментальным путем, представляет собой актуальную задачу [1, 2]. Однако ее определение с использованием специальных тестирующих сигналов может быть затруднено и даже может привести к нарушению технологического процесса нормального функционирования системы. Поэтому во многих случаях для нахождения импульсной переходной функции целесообразно применять корреляционный метод ее идентификации. Согласно этому методу нахождение импульсной переходной функции осуществляется при наблюдении за случайными входными и выходными сигналами, возникающими в штатном режиме эксплуатации системы [3, 4].

Если сигналы, действующие на входе и выходе исследуемой системы, являются стационарными и стационарно-связанными функциями, то задача идентификации корреляционным методом в своем классическом варианте связана с решением интегрального уравнения Винера – Хопфа [2-4]:

$$R_{XY}(\tau) = \int_0^{\infty} R_{XX}(\nu)h(\tau - \nu)d\nu,$$

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 13-08-00036-А).

Владимир Николаевич Якимов (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационные технологии».

Виталий Иванович Батищев (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Информационные технологии».

Андрей Валерьевич Машков, преподаватель.

где $R_{XX}(\tau)$ – корреляционная функция входного сигнала $X(t)$ системы;
 $R_{XY}(\tau)$ – взаимная корреляционная функция входного $X(t)$ и выходного $Y(t)$ сигналов системы;
 $h(t)$ – импульсная переходная функция системы.

На практике в процессе решения интегрального уравнения Винера – Хопфа исходят из условия физической реализуемости динамической системы. Согласно этому условию при $t < 0$ импульсная переходная функция $h(t) = 0$. Также принимают во внимание, что для устойчивых систем импульсная переходная функция $h(t)$ с течением времени затухает, т. е. должно выполняться предельное соотношение $\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = 0$. Поэтому процедуру идентификации импульсной переходной функции $h(t)$ осуществляют для конечного интервала времени $0 \leq t \leq t_{\max}$. При этом верхнюю границу $t_{\max}$ этого интервала определяют как момент времени, начиная с которого значения импульсной переходной функции $h(t)$ не выходят за пределы предварительно установленного коридора [1]. Кроме того, вместо теоретических значений корреляционной $R_{XX}(\tau)$ и взаимной корреляционной $R_{XY}(\tau)$ функций используют их оценки $\hat{R}_{XX}(\tau)$ и $\hat{R}_{XY}(\tau)$, которые вычисляются экспериментальным путем на конечном интервале времени $0 \leq t \leq T$ по наблюдаемым реализациям входного $X(t)$ и выходного сигналов $Y(t)$ системы. При этом должны выполняться условия $T \geq \tau_x$ и $T \geq \tau_{xy}$, где τ_x – интервал корреляции сигнала $X(t)$, τ_{xy} – интервал взаимной корреляции сигналов $X(t)$ и $Y(t)$. Одновременно должно выполняться условие $T \geq t_{\max}$. В соответствии с этим на практике задача идентификации импульсной переходной функции $h(t)$ корреляционным методом сводится к необходимости решения следующего интегрального уравнения [5]:

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \int_0^{\tau} \hat{R}_{XX}(v) h(\tau - v) dv, \quad 0 \leq \tau \leq t_{\max}. \quad (1)$$

Решение уравнения (1) в дискретном виде связано с необходимостью перехода к процедуре численного интегрирования и требует предварительного определения текущих оценок $\hat{R}_{XX}(v)$ и $\hat{R}_{XY}(\tau)$. Однако оценки $\hat{R}_{XX}(v)$ и $\hat{R}_{XY}(\tau)$ являются статистическими характеристиками и в цифровом виде требует большого объема вычислений. Поэтому, принимая соответствующее решение о способе их вычисления, следует исходить из необходимости удовлетворения требованию, направленному на снижение общей трудоемкости процедуры идентификации импульсной переходной функции. Вследствие этого актуальное значение приобретает разработка цифрового алгоритма, который не требовал бы предварительного прямого вычисления текущих значений оценок $\hat{R}_{XX}(v)$ и $\hat{R}_{XY}(\tau)$ и обеспечивал бы повышение оперативности вычисления отсчетов импульсной переходной функции.

Получить достаточно эффективное решение задачи идентификации импульсной переходной функции $h(t)$ согласно соотношению (1) можно, если в качестве первичного преобразования входного $X(t)$ и выходного $Y(t)$ сигналов в

цифровую форму использовать знаковое аналого-стохастическое квантование. Такое квантование позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности независимо от статистических свойств преобразуемых сигналов [6].

Пусть в результате выполнения трех независимых процедур знакового аналого-стохастического квантования в пределах интервала времени $0 \leq t \leq T$ сформирован знаковый сигнал $z_1(t)$ и в пределах интервала времени $0 \leq t \leq 2T$ сформированы знаковые сигналы $z_2(t)$ и $z_3(t)$:

$$z_1(t) = \operatorname{sgn} \left\{ \overset{\circ}{x}(t) + \xi_1(t) \right\}, \quad z_2(t) = \operatorname{sgn} \left\{ \overset{\circ}{x}(t) + \xi_2(t) \right\} \quad \text{и} \quad z_3(t) = \operatorname{sgn} \left\{ \overset{\circ}{y}(t) + \xi_3(t) \right\},$$

где $\operatorname{sgn}\{\dots\}$ – оператор знакового преобразования;

$\overset{\circ}{x}(t)$ и $\overset{\circ}{y}(t)$ – центрированные (т. е. имеющие нулевые математические ожидания) наблюдаемые реализации входного $X(t)$ и выходного $Y(t)$ сигналов;

$\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$ – вспомогательные случайные сигналы, которые играют роль стохастического порога квантования.

Вспомогательные сигналы $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$ являются однородными. Они независимы относительно друг друга и по отношению к сигналам $X(t)$ и $Y(t)$. Мгновенные значения сигналов $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$ распределены равномерно внутри интервала $[-\xi_{\max}; +\xi_{\max}]$. При этом должно быть обеспечено выполнение

условий $|\overset{\circ}{x}(t)|_{\max} \leq \xi_{\max}$ и $|\overset{\circ}{y}(t)|_{\max} \leq \xi_{\max}$, где $|\overset{\circ}{x}(t)|_{\max}$ и $|\overset{\circ}{y}(t)|_{\max}$ представляют собой абсолютные максимально возможные значения, которое могут принимать в ходе процесса идентификации реализации $\overset{\circ}{x}(t)$ и $\overset{\circ}{y}(t)$ сигналов $X(t)$ и $Y(t)$.

Согласно своему определению результат знакового аналого-стохастического квантования представляет собой непрерывную во времени функцию, ограниченную по уровню двумя возможными значениями « -1 » и « $+1$ », которые последовательно во времени сменяют друг друга. Поэтому динамику изменения текущих значений знаковых сигналов $z_1(t)$, $z_2(t)$ и $z_3(t)$ в пределах интервалов времени формирования можно однозначно описать с помощью их значений в начальный момент времени процедуры идентификации $t_0 = 0$ и множеств отсчетов моментов времени, в которые каждый из них пересекает нулевой уровень (т. е. меняет свое текущее значение на противоположенное). В соответствии с этим для этих сигналов будем иметь отсчеты $z_1(t_0)$, $z_2(t_0)$ и $z_3(t_0)$ и три множества отсчетов времени $\{t_i^{z_1}\}$, $\{t_j^{z_2}\}$ и $\{t_q^{z_3}\}$, где $1 \leq i \leq I-1$, $1 \leq j \leq J-1$ и $1 \leq q \leq Q-1$. При этом $t_0^{z_1} = t_0^{z_2} = t_0^{z_3} = t_0$, $t_I^{z_1} = T$, $t_J^{z_2} = 2T$ и $t_Q^{z_3} = 2T$.

В качестве оценок корреляционной $\hat{R}_{XX}(v)$ и взаимной корреляционной $\hat{R}_{XY}(\tau)$ функций возьмем несмещенные оценки следующего вида [8-10]:

$$\hat{R}_{XX}(\nu) = \xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) z_2(t + \nu) dt;$$

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) z_3(t + \tau) dt.$$

Так как знаковые сигналы $z_2(t)$ и $z_3(t)$ формируются на интервале $0 \leq t \leq 2T$, то оценки $\hat{R}_{XX}(\nu)$ и $\hat{R}_{XY}(\tau)$ могут быть вычислены для $0 \leq \nu \leq T$ и $0 \leq \tau \leq T$. С учетом этих оценок соотношение (1) может быть преобразовано к следующему виду:

$$\int_0^T z_1(t) \left[z_3(t + \tau) - \int_0^\tau z_2(t + \nu) h(\tau - \nu) d\nu \right] dt = 0. \quad (2)$$

Так как знаковый сигнал $z_1(t)$ остается постоянным в пределах интервалов времени $t_i^{z_1} \leq t \leq t_{i+1}^{z_1}$ и при этом может принимать только одно из двух возможных значений «-1» или «+1», интеграл по переменной t в соотношении (2) можно представить в виде суммы интегралов:

$$z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left[\int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_3(t + \tau) dt - \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} \int_0^\tau z_2(t + \nu) h(\tau - \nu) d\nu dt \right] = 0.$$

Изменим порядок интегрирования по переменным ν и t . Тогда получаем:

$$z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left[\int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_3(t + \tau) dt - \int_0^\tau h(\tau - \nu) \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_2(t + \nu) dt d\nu \right] = 0.$$

Введем обозначения:

$$a_i(\tau) = \int_{t_i^{z_i}}^{t_{i+1}^{z_i}} z_3(t + \tau) dt = \int_{t_i^{z_i} + \tau}^{t_{i+1}^{z_i} + \tau} z_3(t) dt,$$

$$b_i(\nu) = \int_{t_i^{z_i}}^{t_{i+1}^{z_i}} z_2(t + \nu) dt = \int_{t_i^{z_i} + \nu}^{t_{i+1}^{z_i} + \nu} z_2(t) dt.$$

В соответствии с этими обозначениями получаем:

$$z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left[a_i(\tau) - \int_0^\tau b_i(\nu) h(\tau - \nu) d\nu \right] = 0. \quad (3)$$

Перейдем к дискретной форме представления уравнения (3). Тогда будем иметь:

$$z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left[a_i(k\Delta\tau) - \Delta\tau \sum_{n=0}^k b_i(n\Delta\tau) h((k-n)\Delta\tau) \right] = 0, \quad (4)$$

где $\Delta\tau$ – интервал дискретизации по переменным v и τ (фактически это интервал дискретизации по времени оценок корреляционной $\hat{R}_{XX}(v)$ и взаимной корреляционной $\hat{R}_{XY}(\tau)$ функций).

Решение уравнения (4) относительно дискретных отсчетов импульсной переходной функции для $0 \leq k\Delta\tau \leq T$ и $0 \leq n \leq k$ приводит к тому, что они могут быть вычислены последовательно следующим образом:

$$h(0) = \frac{A_0}{B_0} \text{ для } k = 0, \quad (5)$$

$$h(k\Delta\tau) = \frac{H(k\Delta\tau)}{B_0} \text{ для } k \geq 1, \quad (6)$$

где

$$A_0 = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i a_i(0), \quad B_0 = \Delta\tau \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i b_i(0), \quad (7)$$

$$H(k\Delta\tau) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left[a_i(k\Delta\tau) - \Delta\tau \sum_{n=1}^k b_i(n\Delta\tau) h(\Delta\tau(k-n)) \right]. \quad (8)$$

Нетрудно видеть, что вся процедура вычисления отсчетов $h(0)$ и $h(k\Delta\tau)$ в процессе статистической идентификации импульсной переходной функции свелась к нахождению коэффициентов $a_i(k\Delta\tau)$ и $b_i(n\Delta\tau)$.

Пусть для знакового сигнала $z_3(t)$ границы интервала $t_i^{z_1} + k\Delta\tau \leq t \leq t_{i+1}^{z_1} + k\Delta\tau$, в пределах которого вычисляется значение коэффициента $a_i(k\Delta\tau)$, соответствуют моментам времени $t_{m(i,z_3)}^{z_3} = t_i^{z_1} + k\Delta\tau$ и $t_{m(i,z_3)+r(i,z_3)+1}^{z_3} = t_{i+1}^{z_1} + k\Delta\tau$, где индексы $m(i, z_3)$ и $r(i, z_3)$ являются целыми числами и обозначены именно так, чтобы показать их зависимость от номера этого интервала. В соответствии с этими обозначениями будем иметь множество отсчетов $\{t_{m(i,z_3)+1}^{z_3}, t_{m(i,z_3)+2}^{z_3}, \dots, t_{m(i,z_3)+r(i,z_3)}^{z_3}\}$, которые принадлежат множеству $\{t_q^{z_3}\}$ и определяют те моменты времени, в которые знаковый сигнал $z_3(t)$ последовательно пересекает нулевой уровень в пределах интервала времени $t_i^{z_1} + k\Delta\tau < t < t_{i+1}^{z_1} + k\Delta\tau$.

С учетом множества моментов времени $\{t_{m(i,z_3)+1}^{z_3}, t_{m(i,z_3)+2}^{z_3}, \dots, t_{m(i,z_3)+r(i,z_3)}^{z_3}\}$, а также вследствие того, что сигнал $z_3(t)$ может принимать значения, равные только «-1» и «+1», интеграл в выражении, определяющем коэффициенты $a_i(k\Delta\tau)$, может быть вычислен аналитически, так что они будут равны:

$$a_i(k\Delta\tau) = z_3(t_i^{z_1} + k\Delta\tau) \sum_{q=m(i,z_3)}^{m(i,z_3)+r(i,z_3)+1} (-1)^{q-m(i,z_3)+1} \lambda_q t_q^{z_3};$$

где

$$\lambda_q = \begin{cases} 1, & q = m(i, z_3) \text{ и } q = m(i, z_3) + r(i, z_3) + 1; \\ 2, & m(i, z_3) + 1 \leq q \leq m(i, z_3) + r(i, z_3). \end{cases}$$

Аналогично получаем соотношение для вычисления коэффициентов $b_i(n\Delta\tau)$:

$$b_i(n\Delta\tau) = z_2(t_i^{z_1} + n\Delta\tau) \sum_{j=m(i, z_2)}^{m(i, z_2)+r(i, z_2)+1} (-1)^{j-m(i, z_2)+1} \gamma_j t_j^{z_2},$$

где

$$\gamma_j = \begin{cases} 1, & j = m(i, z_2) \text{ и } j = m(i, z_2) + r(i, z_2) + 1; \\ 2, & m(i, z_2) + 1 \leq j \leq m(i, z_2) + r(i, z_2). \end{cases}$$

В последнем случае было учтено, что для сигнала $z_2(t)$ границам интервала времени $t_i^{z_1} + n\Delta\tau \leq t \leq t_{i+1}^{z_1} + n\Delta\tau$, в пределах которого вычисляется значение коэффициента $b_i(n\Delta\tau)$, будут соответствовать моменты времени $t_{m(i, z_2)}^{z_2} = t_i^{z_1} + n\Delta\tau$ и $t_{m(i, z_2)+r(i, z_2)+1}^{z_2} = t_{i+1}^{z_1} + n\Delta\tau$. При этом будем иметь множество отсчетов времени $\{t_{m(i, z_2)+1}^{z_2}, t_{m(i, z_2)+2}^{z_2}, \dots, t_{m(i, z_2)+r(i, z_2)}^{z_2}\}$, которые принадлежат множеству $\{t_j^{z_2}\}$ и определяют те моменты времени, когда знаковый сигнал $z_2(t)$ последовательно пересекает нулевой уровень в пределах интервала времени $t_i^{z_1} + n\Delta\tau < t < t_{i+1}^{z_1} + n\Delta\tau$.

Для того чтобы иметь возможность практического использования соотношений $a_i(k\Delta\tau)$ и $b_i(n\Delta\tau)$ для вычисления отсчетов импульсной переходной функции, необходимо перейти к числовому представлению дискретных отсчетов моментов времени $\{t_i^{z_1}\}$, $\{t_j^{z_2}\}$ и $\{t_q^{z_3}\}$. Это можно сделать, используя классический подход к цифровому представлению интервалов времени. Согласно этому подходу

$$\eta_i^{z_1} = \text{int} \left[\frac{t_i^{z_1}}{\Delta t} \right], \quad \eta_j^{z_2} = \text{int} \left[\frac{t_j^{z_2}}{\Delta t} \right] \text{ и } \eta_q^{z_3} = \text{int} \left[\frac{t_q^{z_3}}{\Delta t} \right],$$

где $\text{int}[\dots]$ – оператор определения целой части числа в квадратных скобках; Δt – период счетных импульсов, который должен удовлетворять требованию

$$\Delta t = \delta \times \min \left\{ \Delta t_i^{z_1} = t_{i+1}^{z_1} - t_i^{z_1}; \Delta t_j^{z_2} = t_{j+1}^{z_2} - t_j^{z_2}; \Delta t_q^{z_3} = t_{q+1}^{z_3} - t_q^{z_3} \right\}.$$

Здесь δ определяет задание в относительных единицах необходимой точности числового представления дискретных отсчетов времени $t_i^{z_1}$, $t_j^{z_2}$ и $t_q^{z_3}$ в зависимости от длительности минимально возможного интервала времени $\Delta t_i^{z_1} = t_{i+1}^{z_1} - t_i^{z_1}$, $\Delta t_j^{z_2} = t_{j+1}^{z_2} - t_j^{z_2}$ или $\Delta t_q^{z_3} = t_{q+1}^{z_3} - t_q^{z_3}$ для $0 \leq i \leq I-1$, $0 \leq j \leq J-1$ и $0 \leq q \leq Q-1$. Значение δ выбирается исходя из априорных сведений о динамических и частотных характеристиках сигналов $X(t)$ и $Y(t)$. В частности, должно

выполняться условие $\Delta t < k f_{\max}^{-1}$, где $k \geq 2$ и $f_{\max}^{-1}$ – верхняя граничная частота в спектре сигналов $X(t)$ и $Y(t)$. Также должно выполняться условие $\Delta t \leq \Delta \tau$.

В результате получаем три множества целых чисел $\{\eta_i^{z_1}\}$, $\{\eta_j^{z_2}\}$ и $\{\eta_q^{z_3}\}$.

Отметим, что $\eta_0^{z_1} = \eta_0^{z_2} = \eta_0^{z_3} = \eta_0 = 0$. Кроме того, будем иметь $N = \text{int} \left[\frac{T}{\Delta t} \right]$. Отсюда следует, что $\eta_I^{z_1} = N$, $\eta_J^{z_2} = 2N$ и $\eta_Q^{z_3} = 2N$.

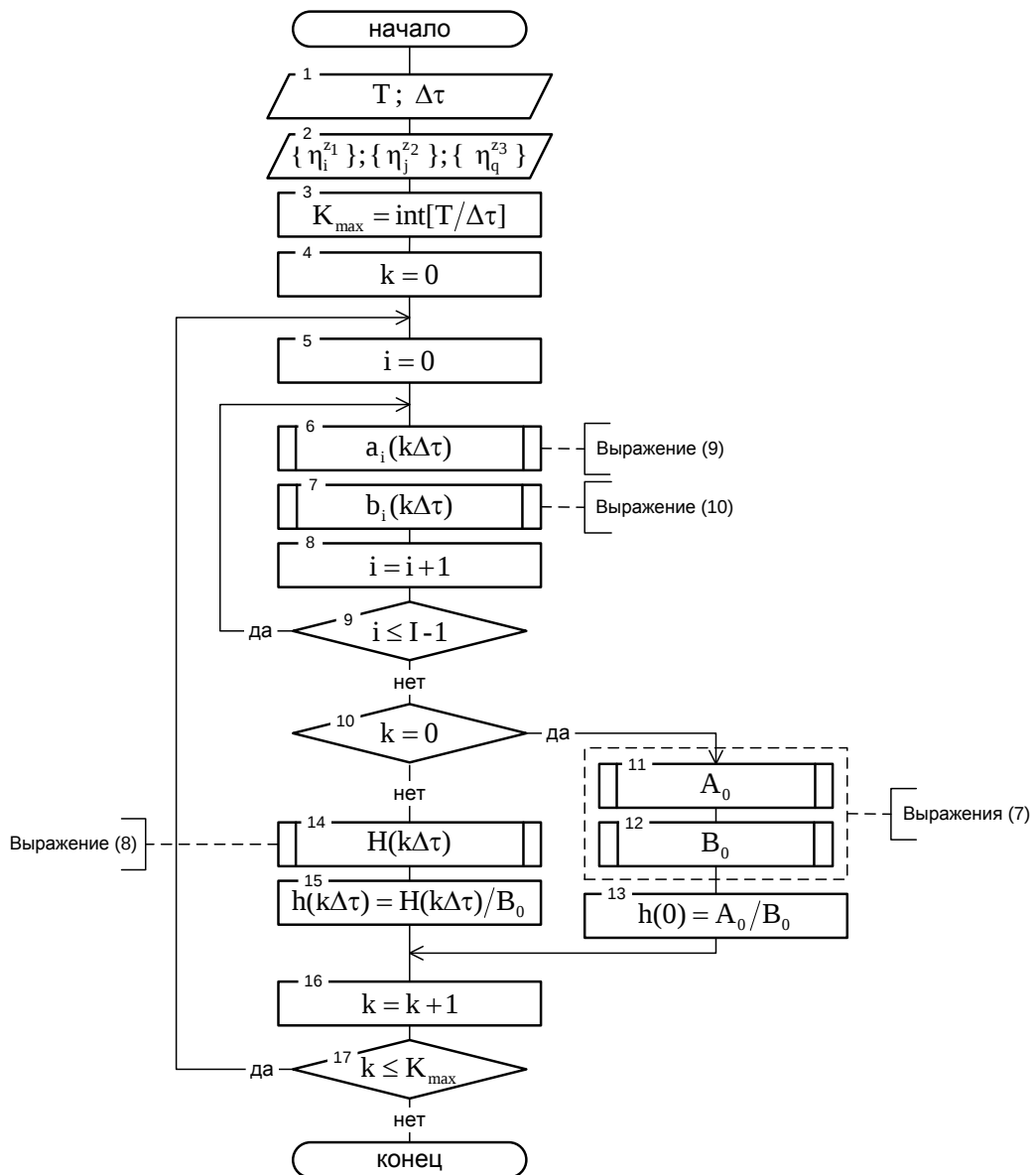


Схема алгоритма вычисления отсчетов импульсной переходной функции

В итоге соотношения для вычисления $a_i(k\Delta\tau)$ и $b_i(n\Delta\tau)$ будут иметь вид:

$$a_i(k\Delta\tau) = z_3(\eta_i^{z_1}\Delta t + k\Delta\tau)\Delta t \sum_{q=m(i,z_3)}^{m(i,z_3)+r(i,z_3)+1} (-1)^{q-m(i,z_3)+1} \lambda_q \eta_q^{z_3}; \quad (9)$$

$$b_i(n\Delta\tau) = z_2(\eta_i^{z_1}\Delta t + n\Delta\tau)\Delta t \sum_{j=m(i,z_2)}^{m(i,z_2)+r(i,z_2)+1} (-1)^{j-m(i,z_2)+1} \gamma_j \eta_j^{z_2}. \quad (10)$$

Таким образом, соотношения (5) – (8) с учетом соотношений (9) и (10) можно рассматривать как последовательный цифровой алгоритм идентификации импульсной переходной функции в дискретные моменты времени $0 \leq k\Delta\tau \leq T$ с интервалом дискретизации $\Delta\tau$. При этом общее число подлежащих вычислению отсчетов импульсной переходной функции будет равно

$$K_{\max} = \text{int}[\Gamma/\Delta\tau].$$

На рисунке представлен упрощенный вариант схемы алгоритма последовательного вычисления отсчетов импульсной переходной функции.

В заключение отметим, что в данной работе основным моментом является использование знакового аналого-стохастического квантования в качестве первичного преобразования входного $X(t)$ и выходного $Y(t)$ сигналов системы. Дискретно-временное представление результата знакового аналого-стохастического квантования в виде множества отсчетов моментов времени, определяемых сменой знака, позволило операции интегрирования, связанные с формированием оценок корреляционной и взаимной корреляционной функций, вычислить аналитически. Это обеспечило возможность разработки цифрового алгоритма, исключающего необходимость предварительного прямого вычисления оценок $\hat{R}_{XX}(n\Delta\tau)$ и $\hat{R}_{XY}(k\Delta\tau)$ в процессе идентификации импульсной переходной функции. Основу этого алгоритма составляют процедуры вычисления коэффициентов $a_i(k\Delta\tau)$ и $b_i(n\Delta\tau)$, которые не требуют осуществлять обработку многоразрядных цифровых отсчетов входного $X(t)$ и выходного $Y(t)$ сигналов системы. Согласно полученным соотношениям вычисление коэффициентов $a_i(k\Delta\tau)$ и $b_i(n\Delta\tau)$ предполагает выполнение цифровых процедур, которые в своей основе сводятся к реализации логических операций и простых арифметических операций суммирования и вычитания, связанных с обработкой целочисленных отсчетов времени $\{\eta_i^{z_1}\}$, $\{\eta_j^{z_2}\}$ и $\{\eta_q^{z_3}\}$, сформированных в результате выполнения знакового аналого-стохастического квантования. Последнее обстоятельство способствует повышению оперативности цифрового вычисления отсчетов импульсной переходной функции.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Алексеев А.А., Кораблев Ю.А., Шестопалов М.Ю. Идентификация и диагностика систем. – М.: Академия, 2009. – 352 С.
2. Дейч А.М. Методы идентификации динамических объектов. – М.: Энергия, 1979. – 240 с.
3. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т. 2. Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 640 с.
4. Пугачев В.С., Казаков И.Е., Евланов Л.Г. Основы статистической теории автоматических систем. – М.: Машиностроение, 1974. – 400 с.
5. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. – Т. 1. – М.: Мир,

1983. – 312 с.
6. Якимов В.Н. Обобщенная математическая модель двухуровневого знакового преобразования // Техника машиностроения. – 2000. – № 4. – С. 72-74.
 7. Якимов В.Н. Математическое представление потоков дискретного знакового преобразования непрерывных сигналов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2000. – Вып. 8. – С. 190-192.
 8. Якимов В.Н. Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 11. – С. 61-66.
 9. Якимов В.Н. Структурное проектирование цифровых коррелометров для оперативного корреляционного анализа на основе знакового аналого-стохастического квантования // Измерительная техника. – 2007. – № 4. – С. 6-11.
 10. Yakimov V.N. The structural design of digital correlometers for operational correlation analysis based on sign-function analog-stochastic quantization // Measurement Techniques. Publisher: Springer New York. – V. 50. No. 4. – P. 356-363.

Статья поступила в редакцию 10 апреля 2015 г.

IDENTIFICATION OF THE IMPULSE RESPONSE FUNCTION OF A LINEAR DYNAMIC SYSTEM BASED ON CORRELATION METHOD USING SIGN-ANALOG STOCHASTIC QUANTIZATION

V.N. Yakimov, V.I. Batichev, A.V. Mashkov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The paper describes a new approach to solving the problem of statistical identification of the impulse response function of a linear dynamic system, which is based on the correlation method using a sign-function analog-stochastic quantization of input and output signals. Sign-function analog-stochastic quantization allows to pass from processing the multi-bit digital samples of input and output signals to processing the integer time samples determined by the change of the result value of the quantization type in question. The main result is the development of numerical algorithms for sequential calculation of the impulse response function discrete samples. This algorithm does not require preliminary direct estimates calculation of the system input signal correlation function and input and output signal cross-correlation function.

Keywords: statistical identification, dynamic system, random process, sign signal, time readout, sign-function analog-stochastic quantization.

*Vladimir N. Yakimov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Vitaly I. Batichev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Andrey V. Mashkov, Teacher.*