

## ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ ИМПУЛЬСНОГО НЕЙРОНА ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ВОЛНЕНИЯ

В.Н. Бондарев, Т.И. Сметанина

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

РФ, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

E-mail: [bondarev@sevsu.ru](mailto:bondarev@sevsu.ru), [fampo@gmail.com](mailto:fampo@gmail.com)

Рассматривается задача двойного интегрирования сигналов акселерометрических датчиков волнения. Для решения задачи предлагается использовать метод адаптивного моделирования с применением импульсной нейронной сети. Выводятся формулы, определяющие цифровую модель импульсного нейрона, а также обобщенные и частные правила обучения. Приводятся результаты компьютерного моделирования.

**Ключевые слова:** импульсная нейронная сеть, акселерометрический датчик волнения, оценка параметров волнения, двойное интегрирование, правило обучения

**Введение.** Оценка параметров морского волнения в режиме реального времени является актуальной задачей при мореходных испытаниях судов, эксплуатации нефтегазовых платформ, предупреждении аварийных ситуаций на морских объектах и др. Широкое распространение для измерения волнения получили волномерные буи, имеющие в своем составе вертикальный акселерометр с маятниковой системой стабилизации измерительной оси [1, 2]. Последовательное двойное интегрирование сигнала ускорения позволяет получить сигналы вертикальной скорости и вертикального перемещения буя и организовать выделение моментов времени, соответствующих нахождению буя на вершине или подошве волны, и тем самым оценивать высоту волн в соответствии с непосредственным определением этого термина. На рис. 1 изображена

структурная схема устройства, реализующего указанный принцип [3]. Сигнал вертикального ускорения  $a(t)$  поступает на вход двух последовательно соединенных интеграторов, на выходе которых формируются сигналы, пропорциональные вертикальной скорости  $v(t)$  и вертикальному перемещению  $s(t)$ . Измеритель мгновенных значений ИМЗ, запускаемый нуль-органом НО1 в моменты равенства нулю сигнала вертикальной скорости ( $v(t)=0$ ), производит фиксацию вертикального перемещения буя  $s(t_v)$ . Эти значения соответствуют экстремумам  $s(t)$ . Полученные значения анализируются в блоке выделения наибольших экстремумов ВНЭ, который в течение полупериода колебания, определяемого по моментам срабатывания НО2, выделяет наибольшее из значений  $s(t_v)$  и передает его на вход вычислителя среднего значения.

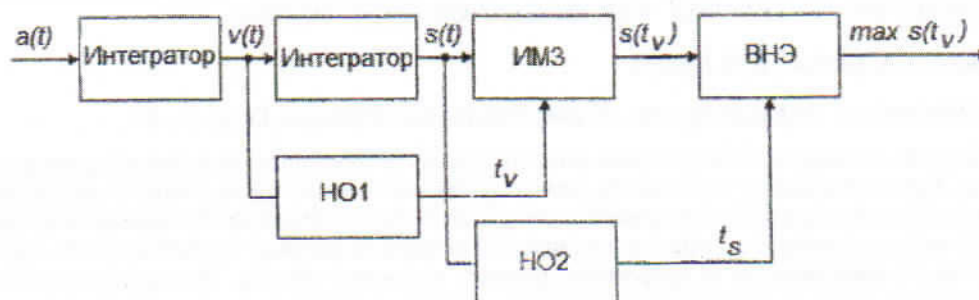


Рис. 1. Устройство для оценки высоты волн



Рассмотренная схема устройства нахождения средней высоты волн в отличие от устройств, базирующихся на оценке средневыпрямленного значения сигнала вертикального перемещения буя [4], обладает меньшей методической погрешностью, но предъявляет более высокие требования к точности и стабильности интеграторов. В частности, блок двойного интегрирования должен отвечать следующим требованиям [5, 6]:

- реакция интеграторов, входящих в состав блока, на ненулевые начальные условия должна затухать;

- блок должен обладать свойствами фильтра верхних частот с частотой среза  $F_c$  для подавления нежелательных низкочастотных составляющих, обусловленных отклонением измерительной оси акселерометра от вертикали;

- амплитудно-частотная характеристика блока выше частоты среза должна соответствовать двойному интегратору

$$|H(f)| = \begin{cases} 0, & f < F_c \\ 1/f^2, & f \geq F_c \end{cases}, \quad (1)$$

где  $f$  – частота. Сдвиг фазы в рабочем диапазоне частот должен быть равен  $-\pi$ . Выбор частоты среза определяется интенсивностью волнения. Также весьма важным для схемы, изображенной на рис. 1, является отсутствие дрейфа нулевого уровня интеграторов, что предполагает её цифровую реализацию.

Для реализации этих требований в [6] было предложено представлять задачу построения блока двойного интегрирования в виде синтеза нерекурсивного цифрового фильтра с заданными динамическими свойствами на основе метода адаптивного частотно-импульсного моделирования [5]. Для этого в ходе адаптивного процесса вычислялись параметры импульсной характеристики блока двойного интегрирования, удовлетворяющего требованиям (1). Из-за особенностей правила обучения, применяемого в [6], импульсная характеристика непосредственно представлялась своими дискретными отсчетами, что приводило к вычислению большого числа коэффициентов.

Целью данной статьи является обобщение решения, полученного в работе [6], и реализация блока двойного интегрирования в виде настраиваемой цифровой модели импульсной нейронной сети, которая позволит управлять числом вычисляемых коэффициентов, представляющих желаемую импульсную характеристику.

Импульсные (спайковые) нейронные сети относятся к искусственным нейронным сетям (ИНС) третьего поколения и рассматриваются в качестве возможной парадигмы вычислений [7]. Такие сети используют механизм импульсного кодирования информации, в соответствии с которым нейроны воспринимают и передают отдельные импульсы [8]. Упрощенное представление процесса функционирования таких нейронов сводится к суммированию постсинаптических потенциалов, порождаемых входными импульсными последовательностями, и формированию выходных импульсов, когда потенциал мембраны нейрона превосходит некоторый порог. В этом смысле динамика импульсных нейронных сетей соответствует процессам, протекающим в системах с частотно-импульсной модуляцией [9, 10].

Применение моделей импульсных нейронов с частотно-импульсным кодированием информации для различных задач обработки сигналов рассматривалось в работах [11–15]. В [16, 17] предложены векторно-матричные модели для описания импульсных ИНС, используемых при обработке сигналов. Одним из важных преимуществ представления сигналов в частотно-импульсной форме является существенное упрощение вычисления свертки [5, 10].

**Постановка задачи.** Рассмотрим схему синтеза фильтров в соответствии с методом адаптивного частотно-импульсного моделирования [5, 18] (рис. 2). Особенностью схемы является реализация адаптивного (обучаемого) фильтра в виде последовательного соединения частотно-импульсного преобразователя (ЧИП) и импульсного нейронного элемента (ИНЭ). ЧИП преобразует входной сигнал  $u(t)$  в выходную частотно-импульсную последовательность  $f(t)$ , которая обрабатывается



ИНЭ. В результате процесса адаптации ИНЭ его параметры настраиваются таким образом, чтобы минимизировалась ошибка  $e(t)$  и удовлетворялись заданные требования к динамическим характери-

стикам адаптивного фильтра. Эти требования на схеме задаются эталонным фильтром, обладающим желаемой АЧХ, определяемой в рассматриваемом случае формулой (1).

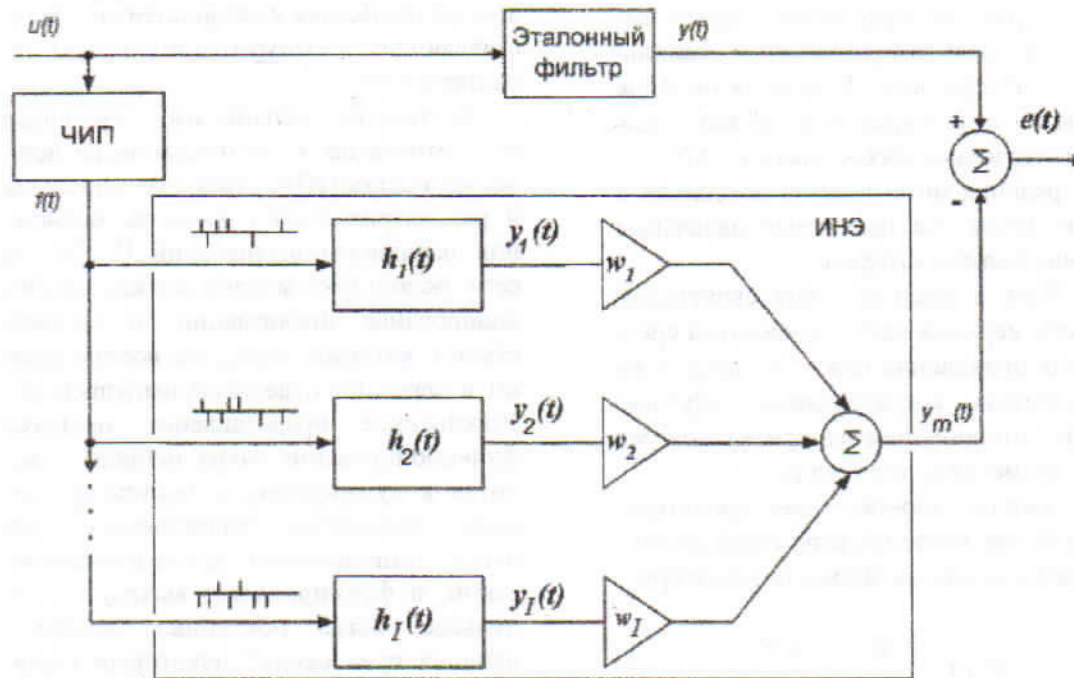


Рис. 2. Схема адаптивного моделирования использованием импульсного нейрона

Модель ИНЭ состоит из линейных фильтров с импульсными характеристиками  $h_i(t)$ , умножителей с весами (синаптическими коэффициентами)  $w_i$  и сумматора [12, 14]. На входы линейных фильтров поступают биполярные частотно-модулированные импульсные последовательности  $u_i(t)$ . Реакции фильтров моделируют постсинаптические потенциалы  $y_i(t)$ , которые взвешиваются с весами  $w_i$  и суммируются, формируя выходной сигнал модели  $y_m(t)$ .

Для случая идеализированного биполярного ЧИП, преобразующего входной сигнал  $u(t)$  в последовательность  $\delta$ -импульсов, импульсная последовательность  $f(t)$  может быть представлена в виде [10, 12]

$$f(t) = 1/g \sum_j \lambda^j \delta(t - t^j), \quad t^j \leq t, \quad (2)$$

где  $t$  – текущее время;  $\delta(t)$  – дельта функция Дирака;  $t^j$  – момент времени, соответствующий появлению на выходе ЧИП  $j$ -го импульса со знаком  $\lambda^j = \pm 1$ ;  $g$  – коэффициент преобразования ЧИП;  $j$  – целочисленный индекс. Учитывая, что в рассматриваемом случае на входы всех линейных фильтров поступает одна и та же импульсная последовательность  $f(t)$  (рис. 2), реакцию каждого из фильтров на входное воздействие (2) запишем в виде [10]

$$y_i(t) = 1/g \sum_j \lambda^j h_i(t - t^j), \quad (3)$$

где  $h_i(t)$  – импульсные характеристики, характеризуемые конечной длительностью  $T$ ,  $t - T \leq t^j \leq t$ .

Тогда выходной сигнал  $y_m(t)$  импульсного нейрона определится из соотношения

$$y_m(t) = \sum_{i=1}^I w_i y_i(t) = 1/g \sum_{i=1}^I w_i \sum_j \lambda^j h_i(t-t^j), \quad (4)$$

где  $I$  – число входов ИНЭ;  $w_i$  – весовой коэффициент  $i$ -го канала.

Задача настройки (обучения) ИНЭ заключается в определении значений вектора  $w$ , обеспечивающего минимум некоторого критерия (функционала от ошибки  $e(t)$ ). В качестве критерия будем использовать средний квадрат ошибки

$$J(w) = 0,5E\{e^2(t)\}, \quad (5)$$

где  $E$  – математическое ожидание;  $e(t) = y(t) - y_m(t)$  – ошибка;  $y(t)$  – выходной сигнал эталонного фильтра.

**Обобщенное решение задачи.** С целью получения ограниченного числа настраиваемых коэффициентов ИНЭ аппроксимируем  $h(t)$  с помощью обобщенного конечного ряда Фурье

$$h(t, A_i) \approx \sum_{i=1}^I A_i \varphi_i(t), \quad (6)$$

где  $\{\varphi_i(t)\}$  – множество известных ортогональных базисных функций, рассматриваемых на интервале  $[0, T]$ .

Подставляя (6) в (4), получаем

$$y_m(t) = 1/g \sum_{i=1}^I w_i A_i \sum_j \lambda^j \varphi_i(t-t^j). \quad (7)$$

Сравнив (4) и (7), приходим к выводу, что (7) соответствует некоторому ИНЭ, у которого весовые коэффициенты заданы произведением  $w'_i = w_i A_i$ , а импульсные характеристики каждого из фильтров задаются базисными ортогональными функциями  $\varphi_i(t)$ , т.е.

$$y_m(t) = 1/g \sum_{i=1}^I w'_i y_i(t), \quad (8)$$

где

$$y_i(t) = \sum_j \lambda^j \varphi_i(t-t^j) \quad (9)$$

– реакции фильтров каждого канала ИНЭ на входные импульсные последовательности. Поскольку коэффициенты  $w'_i$  будут вычисляться в процессе обучения ИНЭ, то для упрощения записи формул будем их по-прежнему обозначать в виде  $w_i$ .

Для моделирования ИНЭ по формулам (8) и (9) с использованием цифровых вычислителей необходимо выполнить дискретизацию по времени. Пусть вычисления осуществляются в дискретные моменты времени  $t_n = n\Delta t$ , где  $\Delta t$  – шаг дискретизации по времени. Следуя подходу, изложенному в [16, 17], введём в рассмотрение скользящий бинарный вектор-столбец  $b(n)$ , элементы которого равны

$$b_k(n) = \begin{cases} \lambda^j, & t_n - (k+1)\Delta t < t^j \leq t_n - k\Delta t, \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (10)$$

где  $k = 0, 1, \dots, K-1$  и  $K = [T/\Delta t]$ . Тогда дискретные варианты (8) и (9) запишутся в виде

$$y_m(n) = 1/g w^T y(n), \quad (11)$$

$$y_i(n) = \phi_i^T b(n), \quad (12)$$

где

$$\phi_i^T = (\varphi_i(0), \varphi_i(1), \dots, \varphi_i(K-1))$$

– вектор отсчетов базисной функции;  $w^T$  – вектор весовых коэффициентов ИНЭ;  $y(n)$  – вектор-столбец, составленный из выходных значений фильтров (12) с ортогональными импульсными характеристиками.

Выражения (11) и (12) представляют собой цифровую модель ИНЭ, в соответствии с которой выходной сигнал  $y_i(n)$  каждого фильтра ИНЭ вычисляется путем суммирования выборок базисной функции в моменты поступления импульсов на вход ИНЭ.

Найдем оценку градиента функционала (5) по параметру  $w$ . С учетом (11) получим

$$\nabla J(w) = -E\{e(n)y(n)\}. \quad (13)$$

Применяя метод наискорейшего спуска и выполняя стохастическую ап-



проксимацию, получаем простое правило обучения для нахождения вектора  $w$ , которое структурно соответствует известному правилу обучения Уидроу-Хоффа [18]

$$w_n = w_{n-1} + \mu(n)e(n)y(n)/g, \quad (14)$$

где  $\mu(n)$  – коэффициент скорости обучения. Отличие в правилах заключается в способе вычисления вектора  $y(n)$ .

Правило (14) является обобщенным и позволяет определять значения вектора синаптических коэффициентов ИНЭ в ходе адаптивного процесса для различных видов базисных функций. При этом получаемые значения  $w$  можно интерпретировать как коэффициенты ортогонального разложения импульсной характеристики адаптивного фильтра, построенного на основе ИНЭ (рис. 2).

**Частное решение задачи.** Рассмотрим решение задачи построения блока двойного интегрирования сигнала акселерометра в соответствии с предложенным подходом. Конкретизируем вид базисных функций в (6) и (12). Будем аппроксимировать  $h(t)$  с помощью следующего конечного ряда Фурье

$$h(t) \approx \sum_{i=1}^I A_i 1_i(\Delta t, t), \quad t \in [0, T], \quad (15)$$

где  $A_i$  – коэффициенты ряда;  $1_i(\Delta t, t)$  – система ортогональных одноступенчатых функций [19]

$$1_i(\Delta t, t) = \begin{cases} 1, & t \in [(i-1)\Delta t, i\Delta t) \\ 0, & t \notin [(i-1)\Delta t, i\Delta t) \end{cases}, \quad (16)$$

заданных на интервале  $t \in [0, T]$ ,  $\Delta t = T/I$ .

Сумма элементов ряда (15) по ортогональной системе функций (16) соответствует ступенчатой функции со значениями  $A_i$ , равными средним значениям импульсной характеристики  $h(t)$  на отрезках  $[(i-1)\Delta t, i\Delta t)$ .

Из (9) следует, что

$$y_i(t) = S_i(t) = \sum_j \lambda^j 1_i(\Delta t, t - t^j), \quad (17)$$

где  $S_i(t)$  – суммарное количество импульсов (в случае биполярного ЧИП с учетом их знака), попавших во временной интервал  $[t - (i-1)\Delta t, t - i\Delta t)$ . Тогда, обозначив  $A_i = w_i$  и подставив (17) в (14), получаем частный вид правила обучения ИНЭ

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \mu(n)e(n)S_i(n)/g. \quad (18)$$

Если временной интервал  $\Delta t$  короткий и в него попадает только один входной импульс ИНЭ, то правило (18) можно переписать в форме

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \mu(n)e(n)b_i(n)/g, \quad (19)$$

где  $b_i(n)$  – значение  $i$ -го элемента скользящего бинарного вектора для момента времени  $n\Delta t$ . Так как в данном случае коэффициенты  $w_i$  непосредственно являются отсчетами импульсной характеристики (15), то (19) совпадает с решением, ранее полученным в [6].

**Результаты моделирования.** Выполним компьютерное моделирование двойного интегратора с использованием правила обучения (18).

Свойства эталонного фильтра будем задавать желаемой амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной характеристиками (ФЧХ), т.е. в виде заданных коэффициентов передачи  $C_m$  и сдвига фазы  $P_m$  на частотах  $f_0 m$ , где  $f_0 = 1/T$ ,  $m=1, 2, \dots, M$ . При этом коэффициенты  $C_m$  будем определять в соответствии с (1). В процессе моделирования будем подавать на входы схемы, изображенной на рис. 2, сигнал  $u(t)$ , равный сумме синусоидальных сигналов с амплитудами  $u_m = 1$  и частотами  $f_0 m$ . Этот сигнал имеет вид

$$u(t) = \sum_{m=1}^M u_m \sin(2\pi f_0 m t). \quad (20)$$

При этом выходной сигнал эталонного фильтра будет равен

$$y(t) = \sum_{m=1}^M C_m u_m \sin(2\pi f_0 m t + P_m). \quad (21)$$

Все гармоники, образующие (21), в случае каузального фильтра должны быть задержаны на время, равное половине длительности импульсной характеристики, т.е.  $T/2$ . С учетом (1) зависимость фазовых сдвигов от  $m$  должна быть линейной, т.е.  $P_m = -\pi m - \pi$ .

В качестве модели ЧИП будем использовать модель интегрального биполярного частотно-импульсного модулятора [6].

Совместное использование (11), (12) и (18) позволяет в ходе адаптивного процесса получить весовые коэффициенты ИНЭ, удовлетворяющие заданным требованиям к АЧХ и ФЧХ.

На рис. 3 изображена импульсная характеристика и АЧХ синтезированного нерекурсивного фильтра (кривая 1), ко-

торый в полосе пропускания соответствует двойному интегратору. АЧХ эталонного фильтра (кривая 2) задавалась в 50 точках, равномерно распределенных в частотном диапазоне, указанном на рис. 3. При этом частота среза была равна  $F_c = 0,03$  Гц. Коэффициент передачи в полосе пропускания определялся из выражения (1), а в полосе подавления составлял 0,001. Шаг дискретизации был равен  $\Delta t = 5,6$  мс. Количество итераций адаптации определялось по значению ошибки выхода фильтра и составило 300000. Коэффициент скорости обучения задавался константой 0,00125.

Для проверки фазо-частотных свойств проводился синтез и моделирование двойного и одинарного интеграторов. При этом на вход подавалось гармоническое колебание с частотой, лежащей в полосе пропускания интеграторов, и фиксировался выходной сигнал.

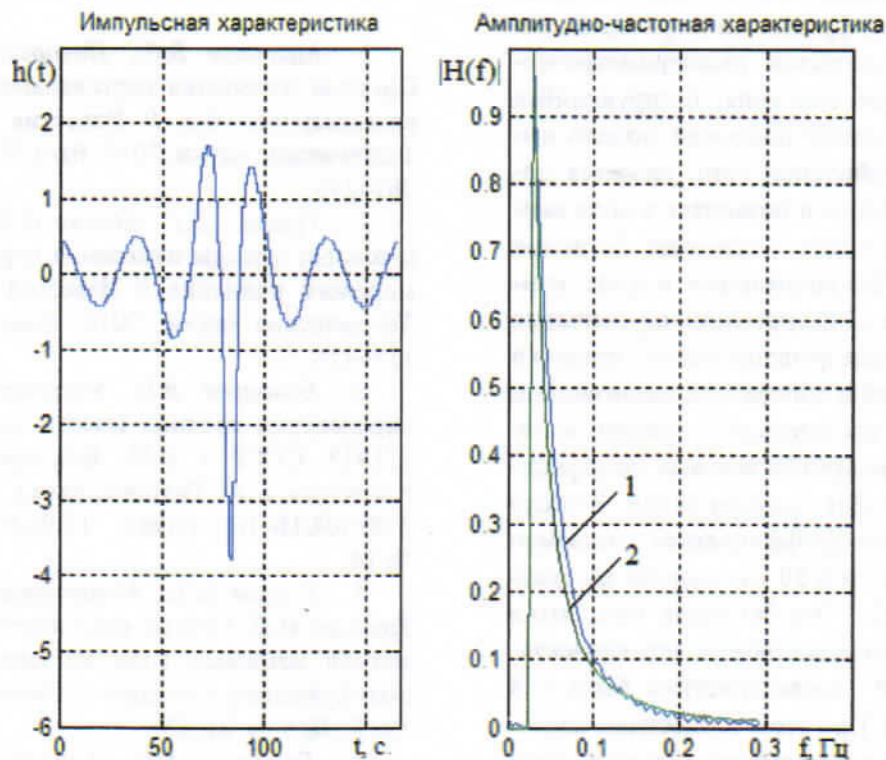


Рис. 3. Импульсная и амплитудно-частотная характеристики двойного интегратора

На рис. 4. изображены реализации входного и выходного сигналов двойного и одинарного интеграторов при  $f = 0,036$  Гц. Из графиков видно, что фазо-

вый сдвиг между входным и выходными колебаниями соответственно равен  $-\pi$  и  $-\pi/2$ . Это соответствует идеальным двойному и одинарному интеграторам и



отвечает требованиям, накладываемым на их фазо-частотные характеристики со стороны принципов работы устройства

определения высоты волн, которое изображено на рис. 1.

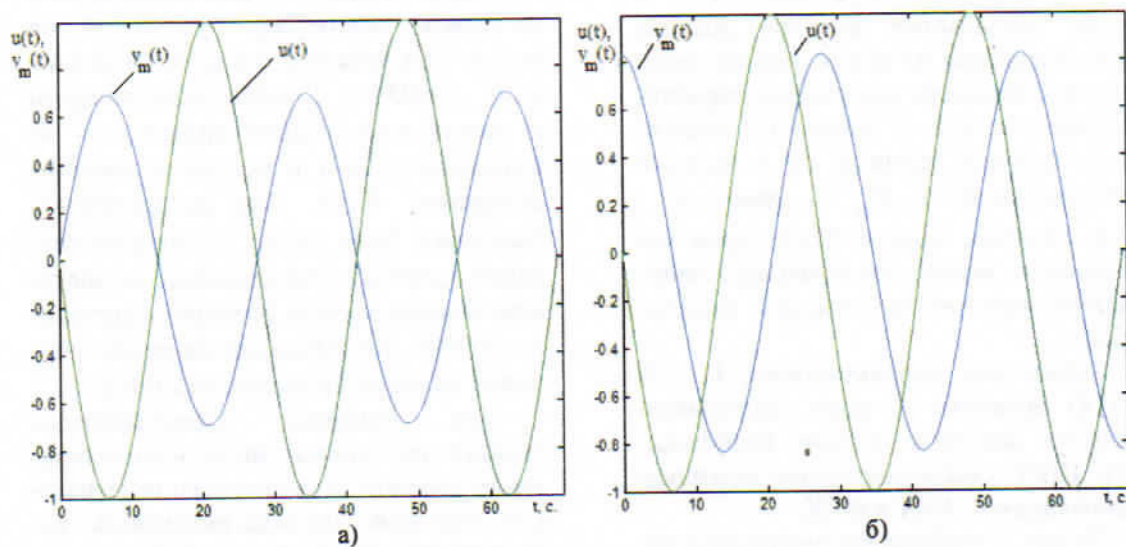


Рис. 4. Сигналы на входе и выходе двойного а) и одинарного б) интеграторов

**Заключение.** Разработанный подход к синтезу цифровых интеграторов для обработки сигналов акселерометрических датчиков волнения, базирующийся на использовании цифровой модели импульсной нейронной сети, является достаточно общим и позволяет в ходе синтеза использовать различные базисные функции. Используемые в ходе компьютерного моделирования ступенчатые ортогональные функции весьма просты в программной и аппаратной реализации и позволяют значительно сократить количество вычисляемых весовых коэффициентов ИНЭ. Для примера на рис. 3 число вычисляемых коэффициентов составило 150, что почти в 50 раз меньше по сравнению с [6]. Это без учета того, что в рассматриваемом примере длительность импульсной характеристики была в 8 раз больше. При этом точностные характеристики интеграторов остались примерно на том же уровне.

Задачей дальнейших исследований в данном направлении можно считать сопоставительный анализ эффективности применения различных базисных функций для синтеза интеграторов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Матвеев В.В., Погорелов М.Г. Система измерения вертикальной качки волномерного буя // Известия ТулГУ. Технические науки. 2014. Вып. 9. Ч. 2. С. 267–275.
2. Грязин Д.Г., Белова О.О. Инерциальные методы измерения параметров морского волнения // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. Вып. 10. С. 111–118.
3. Бондарев В.Н. Устройство для определения средней высоты волн: а.с. 821918 СССР / В.Н. Бондарев, А.А. Ключарев, Г.А. Тихонов; заявл. 15.06.79 2781304/18–10; опубл. 15.04.81, Бюл. № 14.
4. Козлов М.В., Матушевский Г.В., Трубкин И.П. Способ определения параметров ветровых волн на автоматических буйковых станциях // Океанология. 1977. № 5. С. 21–23.
5. Бондарев В.Н. Адаптивное частотно-импульсное моделирование в задачах цифровой обработки сигналов // Вестник СевГТУ. Сер. Информатика, электроника, связь: сб. науч. тр. 1999. Вып. 18. С. 46–51.
6. Бондарев В.Н., Сметанина Т.И. Адаптивный синтез цифрового фильтра



для акселерометрического волнографа // Системы контроля окружающей среды. Севастополь: ИПТС, 2015. Вып. 2 (22). С. 25–28.

7. *Maass W.* Paradigms for computing with spiking neurons // *Models of Neural Networks. Early Vision and Attention*; eds. J.L. van Hemmen, J.D. Cowan, E. Domany. New York: Springer, 2002. V. 4. P. 373–402.

8. *Ponulak F., Kasiński A.* Introduction to Spiking Neural Networks: Information processing, learning and applications // *Acta Neurobiol Exp.* 2011. V. 71 (4). P. 409–433.

9. *Гелиг А.Х.* Динамика импульсных систем и нейронных сетей. Л.: Изд-во ЛГУ, 1982. 192 с.

10. *Bondarev V.N.* On system identification using pulse-frequency modulated signals. Eindhoven: EUT, 1988. EUT Report 88-E-195. 82 p.

11. *Wei D., Harris J.G.* Signal reconstruction from spiking neuron models // *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems.* IEEE Press, 2004. V. 5. P. 353–356.

12. *Бондарев В.Н., Сметанина Т.И.* Формальная модель импульсного нейрона для обработки сигналов // *Робототехника и искусственный интеллект: материалы VI Всероссийской научно-технической конференции.* Красноярск: Центр информации ЦНИ «Монография», 2014. С. 170–175.

13. *Бондарев В.Н., Сметанина Т.И.* Адаптивный метод определения коэффициентов частотно-импульсных цифровых нерекурсивных фильтров // *Информационные технологии и управление.* 2015. Т. 1. № 1. С. 41–47.

14. *Бондарев В.Н.* Применение цифровой модели импульсного нейрона для адаптивной фильтрации сигналов // *Нейроинформатика–2015 XVII Всероссийская научно-техническая конференция с междунар. участием: сборник научных трудов в 3-х ч.; отв. ред. А.Г. Трофимов.* М.: НИЯУ МИФИ, 2015. Ч. 2. С. 169–177.

15. *Бондарев В.Н.* Импульсные нейронные сети и их применение при обработке сигналов и изображений // *Перспективные направления развития отечественных информационных технологий: материалы II межрегиональной научно-практической конференции.* Севастопольский государственный университет; науч. ред. Б.В. Соколов. 2016. С. 111–112.

16. *Бондарев В.Н.* Правила обучения импульсного нейрона для адаптивной обработки сигналов // *Нейроинформатика–2016 XVIII Международная научно-техническая конференция: сборник научных трудов в 3-х ч.* М.: НИЯУ МИФИ, 2016. Ч. 2. С. 192–202.

17. *Bondarev V.* Vector-Matrix Models of Pulse Neuron for Digital Signal Processing // *Advances in Neural Networks – ISNN 2016. Lecture Notes in Computer Science.* Springer-Verlag GmbH, 2016. V. 9719. P. 647–656. DOI: 10.1007/978-3-319-40663-3\_74

18. *Уидроу Б., Стернз С.* Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

19. *Береговенко Г.Я., Пухов Г.Е.* Ступенчатые изображения и их применение. Киев: Наук. думка, 1983. 216 с.

## DIGITAL PULSE NEURON MODEL FOR PROCESSING OF WAVE ACCELEROMETER SENSOR SIGNALS

V.N. Bondarev, T.I. Smetanina

Federal State Educational Institution of Higher Education «Sevastopol State University»  
Russian Federation, Universitetskaya St., 33

It is considered the problem of double integration of wave accelerometer sensor signals. The method of adaptive modeling using pulse neural network is proposed for the problem decision. Formulas of digital model of pulse neuron and also generalized and specialized learning rules are derived. Results of computer simulation are presented.

**Keywords:** pulse neural network, wave accelerometer sensor, estimation of wave parameters, double integration, learning rule.