

**ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»**

Сборник научных трудов

Тематический выпуск

11'2011

«Автоматика и приборостроение»

**Издание основано Национальным техническим университетом
«Харьковский политехнический институт» в 2001 году**

Государственное издание

**Свидетельство Госкомитета по
информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года**

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ, д-р техн. наук, проф.

Секретарь координационного совета

К.А. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук, доц.

А.П. МАРЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.;

Е.И. СОКОЛ, д-р техн. наук, проф.;

Е.Е. АЛЕКСАНДРОВ, д-р техн. наук, проф.;

Л.М. БЕСОВ, д-р ист. наук, проф.;

А.В. БОЙКО, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Ф. ГЛАДКИЙ, д-р техн. наук, проф.;

М.Д. ГОДЛЕВСКИЙ, д-р техн. наук, проф.;

А.И. ГРАБЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.;

В.Г. ДАНЫКО, д-р техн. наук, проф.;

В.Д. ДМИТРИЕНКО, д-р техн. наук, проф.;

И.Ф. ДОМНИН, д-р техн. наук, проф.;

В.В. ЕПИФАНОВ, канд. техн. наук, проф.;

Ю.И. ЗАЙЦЕВ, канд. техн. наук, проф.;

П.А. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, проф.;

В.Б. КЛЕПИКОВ, д-р техн. наук, проф.;

С.И. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф.;

В.М. КОШЕЛЬНИК, д-р техн. наук, проф.;

В.И. КРАВЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.;

Г.В. ЛИСАЧУК, д-р техн. наук, проф.;

В.С. ЛУПИКОВ, д-р техн. наук, проф.;

О.К. МОРАЧКОВСКИЙ, д-р техн. наук, проф.;

В.И. НИКОЛАЕНКО, канд. ист. наук, проф.;

П.Г. ПЕРЕРВА, д-р экон. наук, проф.;

В.А. ПУЛЯЕВ, физ.-мат. наук, проф.;

М.И. РЫЩЕНКО, д-р техн. наук, проф.;

В. Б. САМОРОДОВ, д-р техн. наук, проф.;

Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф.;

Ю.В. ТИМОФЕЕВ, д-р техн. наук, проф.,

Н.А. ТКАЧУК, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Н. Борисенко, д-р техн. наук, проф.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;

А.И. Гапон, канд. техн. наук, проф.;

Л.В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.;

А.И. Рогачев, д-р техн. наук, проф.;

Л.Г. Раскин, д-р техн. наук, проф.;

С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.;

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

А.Г. Гурин, д-р техн. наук, проф.;

М.В. Гунбин, канд. техн. наук, доц.;

М.И. Корсунов, д-р техн. наук, проф.;

Д.В. Сперанский, д-р техн. наук, проф.

(г. Москва);

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.

НТУ «ХПИ», каф. АУТС

Тел. (057) 707-21-01

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2011. – № 11 – 144 с.

В збірнику представлено теоретичні та практичні результати наукових досліджень та розробок, що виконані викладачами вищої школи, аспірантами, науковими співробітниками різних організацій та установ.

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

В сборнике представлены теоретические и практические результаты исследований и разработок, выполненных преподавателями высшей школы, аспирантами, научными сотрудниками различных организаций и предприятий.

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ»

Протокол № 3 від 4 березня 2011 р.

А.Н. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
Б.И. КУБРИК, канд. техн. наук, доцент НТУ «ХПИ»
О.В. ЛАВРИНЕНКО, стажер-преподаватель НТУ «ХПИ»
Е.В. СОСИНА, ассистент НТУ «ХПИ»

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ЛИНЕЙНОГО И НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕЖИМНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРА В ФАЗУ ТОПЛИВОПОДАЧИ

У статті аналізується методична похибка лінійного і нелінійного перетворення кутової швидкості валу і моменту навантаження в кут випередження топливоподачі дизель-генератора (ДГ), що виникає в перехідних режимах його роботи при різких змінах моменту навантаження на його валу і різних управляючих і вихідних сигналах системи управління силової установки.

The methodical error of linear and nonlinear transformation of angular speed of billow and moment of loading in the corner of passing of serve of fuel dizel-generator (DG), arising up in transient behaviors of its work at the sharp changes of moment of loading on its billow and different handling and output signals of the control system of power-plant, is analysed in the article.

Постановка проблемы. В ряде работ, например [1-3], показано, что с целью повышения технико-экономических показателей двигателей внутреннего сгорания, фазу топливоподачи необходимо изменять в зависимости от некоторых параметров режима его работы, в том числе момента нагрузки на его коленчатом валу.

Анализ литературы показывает, что в последние годы интенсивно ведутся работы по созданию многофункциональных электронных топливоподающих систем дизелей и бензиновых двигателей и уже имеется оснащение такими системами серийно выпускаемых агрегатов [4-6]. Однако оптимизация технико-экономических показателей силовых установок с помощью таких систем достигается, как правило, в установившихся, а не в переходных режимах работы этих установок. Отчасти это объясняется недостаточной точностью поддержания требуемого закона изменения фазы топливоподачи в функции момента нагрузки двигателя в указанных режимах, кроме того в ряде случаев не учитывается влияние на погрешность формирования фазы топливоподачи некоторых факторов, являющихся в одних условиях второстепенными, а в других – достаточно весомыми.

Цель статьи – произвести сравнительный анализ методической погрешности линейного и нелинейного преобразования угловой скорости и момента нагрузки дизель-генератора в угол опережения топливоподачи в переходных режимах работы агрегата с учетом

углового ускорения вала и его начальной скорости в момент прохода в верхнюю мертвую точку, длительности импульса задания фазы топливopодачи и момента изменения нагрузки относительно момента начала подачи топлива.

При анализе погрешности будем принимать за основу положения работ [7-9]. Напомним, что в динамике погрешность формирования фазы впрыскивания топлива вызвана тем, что угловая скорость вала в начале и в конце данного оборота различна, если предположить, что крутящий момент дизеля скачкообразно изменяется непосредственно перед появлением импульса $t_{впр}$ впрыска топлива. В этом случае, который в дальнейшем для краткости назовем «случаем А», можно констатировать следующее: поскольку крутящий момент уже скачкообразно изменился до некоторого нового постоянного значения, то можно считать момент нагрузки $M_n = const$, кроме того, поскольку впрыск топлива происходит вблизи верхней мертвой точки (ВМТ), то согласно [7] можно записать

$$\theta = \omega_{вмт} \left[t_H + \frac{K_p M_n K_v}{K_U} \right], \quad (1)$$

где $\omega_{вмт}$ – угловая скорость вала при заходе поршня в верхнюю мертвую точку; K_p – коэффициент преобразования момента нагрузки в длительность импульса; K_v – первый коэффициент преобразования напряжения в частоту; K_U – второй коэффициент преобразования напряжения в частоту.

Тогда с учетом (1) относительную методическую погрешность формирования фазы впрыскивания топлива в переходных режимах с помощью способа [7] можно представить выражением [9]

$$\delta_1 = \frac{\pi - S_1 \left(\omega_{вмт} + \frac{\varepsilon}{2} S_1 \right)}{\omega_{вмт} \left(t_H + \frac{K_p M_n K_v}{K_U} \right)} - 1, \quad (2)$$

$$\text{где } S_1 = (\omega_0 + \omega_{вмт}) \left(\frac{\omega_{вмт} - \omega_0}{\varepsilon} - t_H \right) - \frac{2K_p M_n K_v \omega_0}{K_U}, \quad \omega_{вмт} = \sqrt{\omega_0^2 + 4\varepsilon\pi};$$

ε – угловое ускорение вала;

ω_0 – начальная угловая скорость вала;

t_H – длительность импульса задержки.

Следовательно, методическая погрешность является функцией многих параметров $\delta = f(\omega_0, \varepsilon, t_H, K_p, M_n, K_U, K_v)$.

В качестве примера для конкретного режима ее график показан на рис. 1.

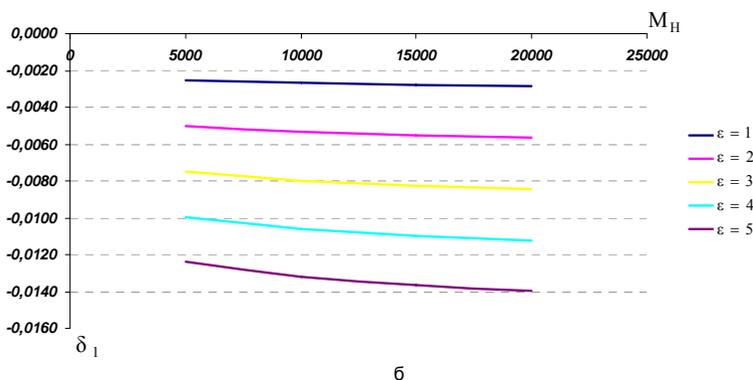
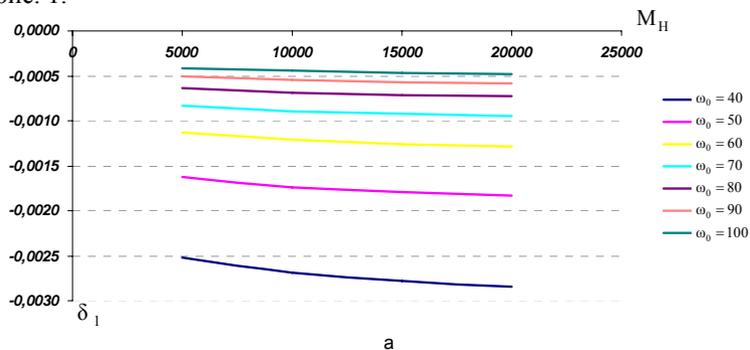


Рисунок 1 – Зависимость относительной методической погрешности линейного преобразования режимных параметров в фазу топливоподачи в функции момента нагрузки (случай «А»): а – при различных начальных угловых скоростях коленчатого вала ДГ; M_H [Нм]; ω_0 [рад/с]; б – при различных угловых ускорениях коленчатого вала ДГ; M_H [Нм], ε [рад/с²]

Кривые построены для нескольких фиксированных значений углового ускорения вала при плавном изменении начальной угловой скорости вала и постоянстве всех остальных переменных в случае линейного преобразования угловой скорости и момента нагрузки в фазу топливоподачи (случай «А»).

Исследуем теперь относительную методическую погрешность процесса формирования фазы топливоподачи, описанного в [8].

Поскольку впрыскивание происходит вблизи ВМТ, то в случае установившегося скоростного режима работы агрегата, когда угловая скорость вала такая же, как и при равнопеременном вращении в

момент прихода поршня в ВМТ, фазу топливоподачи по аналогии с (1) можно представить следующим образом

$$\theta = \pi \left(1 - \frac{2\pi f}{K_u K_p U_m \omega_{\text{вмт}} M_n} \right). \quad (3)$$

Тогда формула для определения относительной методической погрешности будет иметь вид [9]

$$\delta = \frac{1 - 2S_2 (\omega_{\text{нмт}} + S_2)}{1 - \frac{2\pi f}{K_u K_p U_m \omega_{\text{вмт}} M_n}} - 1, \quad (4)$$

$$\text{где } S_2 = \frac{f (\omega_{\text{вмт}} - \omega_0)}{K_u K_p U_m \omega_{\text{вмт}} M_n};$$

f – частота квантующих импульсов;

$\omega_{\text{нмт}}$ – угловая скорость вала при заходе поршня в нижнюю мертвую точку;

U_m – амплитуда напряжения на электромагнитной форсунке.

Таким образом, методическая погрешность также зависит от ряда факторов. На рис. 2 приведены графики для конкретного режима, когда ускорение имеет несколько фиксированных значений, угловая скорость изменяется непрерывно в достаточно широком диапазоне, все остальные параметры неизменны, угловая скорость и момент нагрузки нелинейно преобразуются в фазу топливоподачи для случая «А». Из графиков следует, что методическая погрешность растет при увеличении ускорения и падает с ростом угловой скорости вала.

Исследуем методическую погрешность процессов формирования фазы топливоподачи в другом случае (в случае «Б»), когда момент на валу двигателя скачкообразно изменяется до нового значения сразу же после прекращения импульса впрыска топлива в данном обороте вала и сохраняет свое новое значение как минимум до окончания топливоподачи в следующем обороте вала. В соответствии с этим вместо выражений (1) и (2) запишем [7, 9]

$$\theta = \omega_{\text{вмт}} \left[t_H + \frac{K_p K_v M_n (1 + \chi)}{K_U} \right],$$

$$\delta = \frac{\pi - S_3 \left(\omega_{\text{нмт}} + \frac{\varepsilon}{2} S_3 \right)}{\omega_{\text{вмт}} \left[t_H + \frac{K_p K_v M_n (1 + \chi)}{K_U} \right]} - 1, \quad (5)$$

$$\text{где } S_3 = (\omega_0 + \omega_{нмт}) \left(\frac{\omega_{нмт} - \omega_0}{\varepsilon} - t_H \right) - \frac{2K_p K_v \omega_0 M_H (1 + \chi)}{K_U};$$

χ – относительное изменение момента нагрузки дизеля.

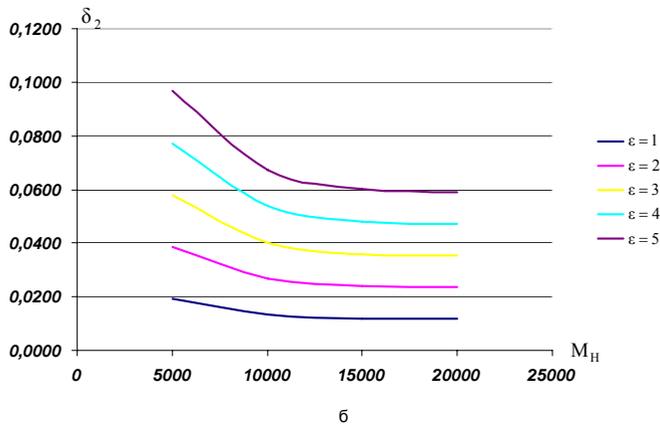
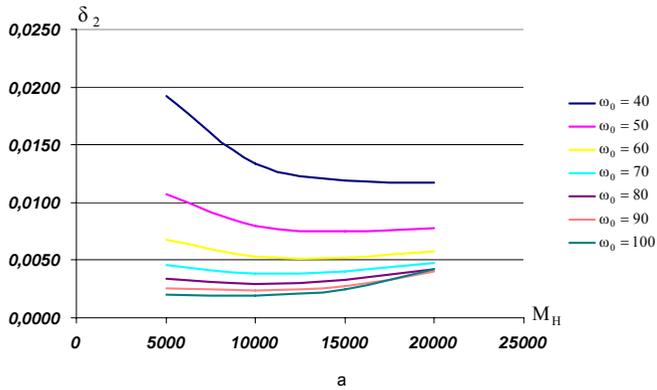


Рисунок 2 – Зависимость относительной методической погрешности нелинейного преобразования режимных параметров в фазу топливоподачи в функции момента нагрузки (случай «А»): а– при различных начальных угловых скоростях коленчатого вала ДГ; M_H [Нм]; ω_0 [рад/с]; б – при различных угловых ускорениях коленчатого вала ДГ; M_H [Нм], ε [рад/с²]

Для процесса формирования фазы топливоподачи, описанного в [8], по аналогии с учетом (3) запишем

$$\theta = \pi \left(1 - \frac{2\pi f}{K_U K_p U_m \omega_{нмт} M_H (1 + \chi)} \right),$$

$$\delta = \frac{1 - 2S_4(\omega_{\text{взм}} + \pi S_4)}{1 - \frac{2\pi f}{K_U K_p U_m \omega_{\text{взм}} M_n (1 + \chi)}} - 1, \quad (6)$$

где $S_4 = \frac{f(\omega_{\text{взм}} - \omega_0)}{K_H K_p \omega_0 M_n (1 + \chi) U_m}$.

Результаты расчетов по формулам (5), (6) приведены в виде кривых на рис. 3 и 4 для конкретного случая, когда момент нагрузки составляет 50% номинального значения, угловое ускорение имеет несколько фиксированных значений, угловая скорость изменяется в широком диапазоне (имеющем место в реальных условиях эксплуатации), а преобразование ω и M_n в фазу топливоподачи для случая «Б» происходит линейно (рис. 3) и нелинейно (рис. 4).

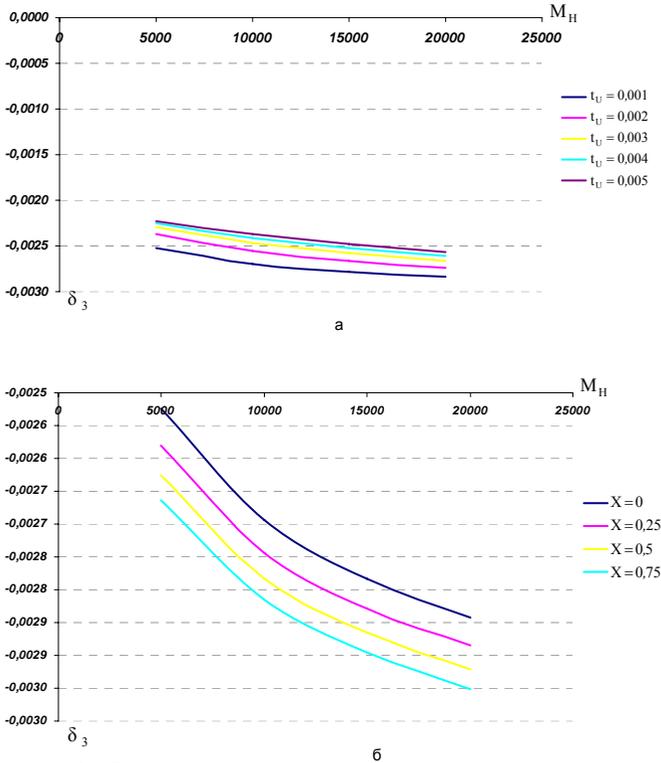


Рисунок 3 – Зависимость относительной методической погрешности линейного преобразования режимных параметров в фазу топливоподачи в функции момента нагрузки (случай «Б»): а – при различных начальных длительностях импульса управления; M_n [Нм], t_i [с]; б – при различных относительных изменениях момента нагрузки; M_n [Нм]

Из графиков видно, что модуль относительной методической погрешности падает с ростом начальной угловой скорости вала и растет с увеличением углового ускорения.

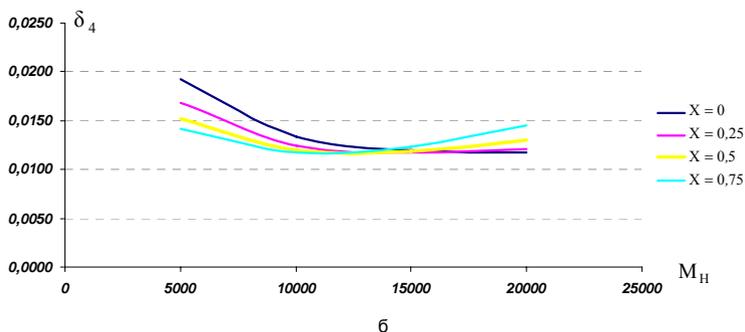
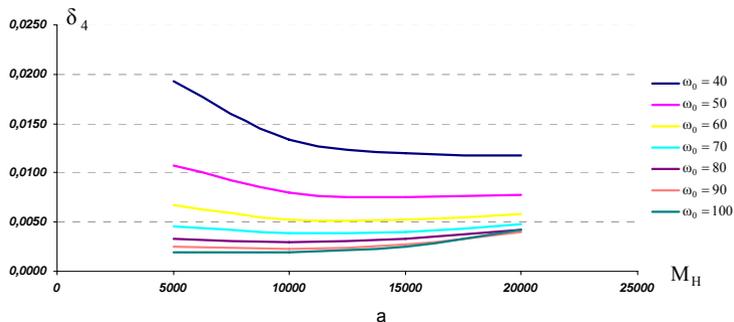


Рисунок 4 – Зависимость относительной методической погрешности нелинейного преобразования режимных параметров в фазу топливоподдачи в функции момента нагрузки (случай «Б»): а – при различных начальных угловых скоростях коленчатого вала ДГ; M_H [Нм]; ω_0 [рад/с]; б – при различных относительных изменениях момента нагрузки; M_H [Нм]

Из рисунков 1–4 следует, что модуль относительной методической погрешности при линейном преобразовании режимных параметров ДГ в фазу θ с ростом M_H увеличивается, а при нелинейном преобразовании – уменьшается. При этом точность линейного преобразования выше точности нелинейного преобразования. В большинстве случаев крутизна кривой $\delta(M_H)$ зависит от начальной угловой скорости ω_0 , углового ускорения ε , длительности импульса задержки t_u и изменения момента нагрузки χ .

Выводы. Линейное преобразование параметров режима работы двигателя в фазу топливоподачи обладает более высокой по сравнению с нелинейным преобразованием точностью в переходных режимах работы силовой установки, особенно при значительных скачках момента нагрузки.

Перспективы дальнейших исследований. Дальнейшие исследования должны быть направлены на повышение точности преобразования режимных параметров дизель-генератора в фазу топливоподачи для повышения не только технико-экономических, но и экологических его показателей.

Список литературы: 1. Барсуков С.И. Топливоподающие системы дизелей с электронным управлением. Омск, Западно-сибирское книжное издательство, 1976, 140 с. 2. Пинский Ф.И., Электрогидравлическое управление впрыскиванием топлива // Двигатели внутреннего сгорания. Обзорная информация. № 4-73-4.М.:1983, с.36. 3. Круттов В.И. Автоматическое регулирование двигателей внутреннего сгорания. М.Жмашиностроение, 1982, с.416. 4. Пинский Ф.И. Оптимизация работы дизелей электронным управлением впрыска топлива. Автореф. Дисс. док-ра техн. наук, М.:1987, 32 с. 5. Покровский Г.П. Электроника в системах подачи топлива в автомобильных двигателях, М.:Машиностроение, 1990,176с. 6. Итоги науки и техники. Двигатель внутреннего сгорания. т.4. Под ред. В.А.Лурье, В.А.Мангушев, И.В.Маркова и др., М.1985. 284с. 7. Борисенко А.Н. Способ управления впрыска топлива двигателя внутреннего сгорания. А.С. (СССР) №1573226, опубл. Б.И.№23,1990. 8. Борисенко А.Е. Способ управления впрыском топлива в двигатель внутреннего сгорания. А.С. СССР. №1513166, опубл. Б.И.№37, 1989. 9. Вестник НТУ «ХПИ» «Автоматика и приборостроение», №21, 2003 г. с. 7-12.

Поступила в редакцию 08.03.2011

А.И. ГАПОН, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

С.М. САВИЦКИЙ, аспирант НТУ «ХПИ»

Н.А. РУДАКОВА, магистр НТУ «ХПИ»

А.М. КОРКИН, магистр НТУ «ХПИ»

УПРАВЛЕНИЕ С ПРЕДСКАЗАНИЕМ ОБЪЕКТАМИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Побудована математична модель екстраполятора системи програмного управління для об'єктів з розподіленими параметрами, які мають властивості лінійного об'єкту з самовирівнюванням. Модель має представлення у вигляді рекурентної формули, де враховуються перехідні процеси у тепловому об'єкті за допомогою масиву коефіцієнтів відповідності. Модель будується для об'єктів з кількома давачами та кількома джерелами тепла.

The mathematical model of the extrapolators system of programmatic management is built for objects with the up-diffused parameters, which are characteristics of linear object with smoothing. A model knows as a recurrent formula, where it taken into account transients in a thermal object by the array of coefficients of accordance. A model is built for objects with a few sensor and a few sources of heat.

Постановка проблеми. Для инерционных объектов часто используют структуру, включающую идеальное звено экстраполяции. Теория управления с предсказанием рассматривает методы экстраполяции (предсказания) состояния объекта и выработки управляющего воздействия с упреждением [1]. В работе [2] рассматривалась система регулирования, где объект регулирования анализировался как объект с сосредоточенными параметрами. Такой подход допустим, если закон изменения температур необходимо контролировать в одной точке объема объекта регулирования, где размещается датчик температуры и исследуемый образец. Если закон изменения температур необходимо контролировать в нескольких наперед заданных точках пространства, т.е. решать задачу управления температурным полем, то от точечного объекта необходимо перейти к объекту с распределенными параметрами, который описывается уравнением теплопереноса вида [3, 4].

Для осуществления программного регулирования температурного поля в общем случае необходимо получить совместное решение уравнения теплопроводности и уравнения, описывающего систему регулирования [3, 5].

Анализ литературы. Истоки идеи индуктивного моделирования кроются в проблеме синтеза оптимального нелинейного предсказывающего фильтра, которую впервые сформулировал А.Н. Колмогоров в 1941 г. [6]. Дальнейшее развитие идея получила в теории линейной фильтрации Колмогорова-Винера [7]. В начале 60-х годов прошлого века Д. Габор

предложил универсальный предсказывающий фильтр с самонастройкой в процессе обучения [8], который реализует алгоритм предсказания будущего значения стационарной функции времени по ее предыстории путем нахождения оптимальных весовых коэффициентов расширенного оператора предсказания. Однако перечисленные работы не содержат моделей фильтров, предназначенных для решения задач управления тепловыми объектами.

Некоторые вопросы теории предсказания детерминированных и случайных процессов рассмотрены в работе [9, 10], где особое внимание уделяется реализации различных алгоритмов-операторов предсказания на электронных цифровых вычислительных машинах. Результаты этой работы также не доведены до формы, удобной для управления процессом нагрева/охлаждения инерционных объектов.

В работе [3] предложено несколько методов управления температурными полями, однако в них не используется предсказывающий фильтр.

Цель статьи: разработать математическую модель предсказывающего фильтра для объекта управления с распределенными параметрами, которому присущи свойства линейности, самовывравнивания и справедлив принцип суперпозиции.

Математическая модель объекта управления.

В общем случае для управления температурным полем необходимо использовать распределенный по поверхности исследуемого объекта нагреватель. Однако, большая инерционность объекта позволяет без потери точности регулирования заменить распределенный нагреватель набором дискретных нагревателей. Поскольку контролировать (измерять) температурное поле во всех его точках физически невозможно, поэтому измерение температурного поля производится в нескольких точках пространства, а температура в промежуточных точках при необходимости определяется путем интерполирования.

Итак, пусть имеется p нагревателей, распределенных в пространстве объекта регулирования (например, на его стенках) и q датчиков температуры. Пусть в заданном диапазоне температур объект управления (температурное поле) сохраняет свои линейные свойства. Тогда для каждой точки пространства, где размещены датчики температуры, существует p переходных функций.

Пример семейства переходных функций представлен на рис. 1.

На рисунке (1) $h_i(t)$ соответствует переходной функции в точке размещения датчика температуры от ближайшего нагревателя, $h_p(t)$ переходная функция от нагревателя, расположенного дальше всех. Для q датчиков температуры в общем случае существует q семейств переходных функций $h(t)$. Очевидно, что переходные процессы, обусловленные потоками от самых дальних нагревателей, имеют

наибольшую продолжительность, и к ним данная точка пространства наименее чувствительна [11, 12].

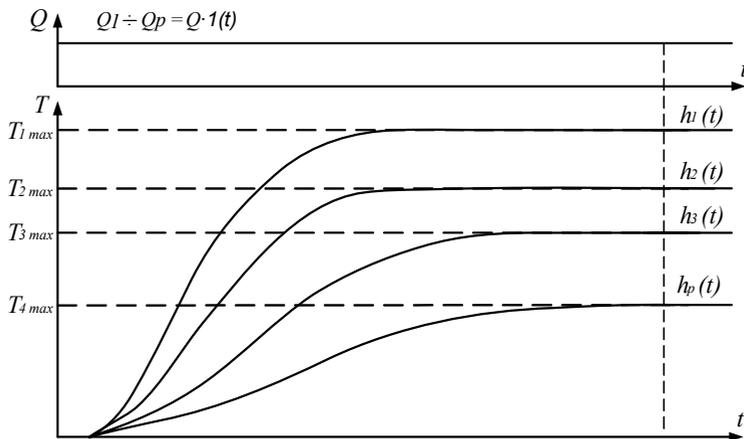


Рисунок 1 – Семейство переходных функций объекта с распределенными параметрами

Алгоритм вычисления управляющего воздействия

Введем ограничения на управляющее воздействие и математическую модель объекта управления: заменим q -мерный непрерывный сигнал (для выполнения условия единственности решений для q датчиков температуры необходимо задавать температурное поле в этих же и только этих q -точках) дискретным набором q -мерных векторов X ; заменим переходные функции $h_i(t)$ ($1 < i < q$) дискретным набором коэффициентов $K(i, j \cdot \tau)$, где $1 < i < q$, $0 < j < n$. Период дискретизации функции $X(t)$ и $h_i(t)$ принимаем одинаковым и равным τ . Для обеспечения более высокой точности регулирования период дискретизации τ выбирается по $h_1(t)$. Очевидно, что структура системы автоматического управления температурным полем будет та же, что и для объекта с сосредоточенными параметрами [2], с тем лишь отличием, что теперь $X(n \cdot \tau)$, X^* $((n + 1) \tau)$ есть q -мерные вектора, а $Y(n \cdot \tau)$ – p -мерный вектор. Для выполнения условия существования решения должно выполняться неравенство

$$p \leq q. \quad (1)$$

При $p=q$ существует единственное решение для вектора управления.

Построим математическую модель температурного поля для q датчиков и p нагревателей. Математическая модель температуры в точке под воздействием одного нагревателя описывается выражением:

$$Y(t) = y_0 + y_1 + y_2 = x_0 K_3 + x_1 K_2 + x_2 K_1. \quad (2)$$

для $t=3 \cdot \tau$.

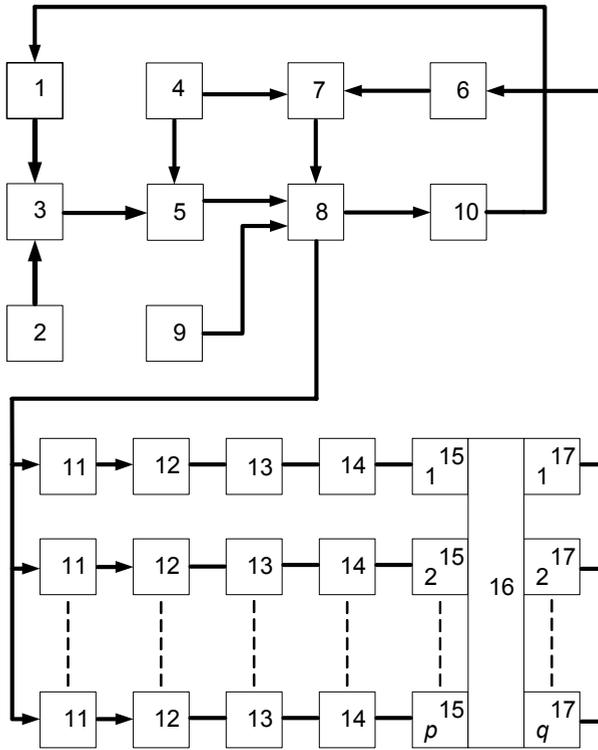


Рисунок 2 – Структурная схема системы программного управления температурным полем

Поскольку для линейных температурных полей принцип суперпозиции соблюдается, математическая модель температуры в точке для p нагревателей имеет вид:

$$Y_l(t) = \sum_{r=1}^p \left(K_{n,r,l} \sum_{j=0}^{i-n_r,l+1} X_{j_1,r} + \sum_{m=i-n_r,l+2}^{i-1} X_{m_1,r} \cdot K_{i-m+1,r,l} \right), \quad (3)$$

($1 < l < q$),

где n_r – число интервалов времени τ , за которое переходная функция $h(t)$ достигает установившегося значения.

Из рисунка (1) видно, что для самого дальнего нагревателя n_r – максимальное. В результате вычислений для всех точек измерения получим матрицу-столбец $[Y]$ математической модели температурного поля.

На рисунке (2) представлена структурная схема системы программного управления температурным полем, реализующей предлагаемый способ. Данная система содержит блок 1 памяти кодов

приращения тепловых потоков ΔQ_i ($l < i < p$), блок 2 памяти кодов коэффициентов $K_{i,j,l}$ ($1 < i < n_j$, $1 < j < q$, $1 < l < p$), вычислитель 3 прогнозируемого изменения температуры во всех q точках, программный задатчик 4, элемент сравнения 5 для вычисления кода и знака прогнозируемой ошибки рассогласования во всех q -точках, аналого-цифровой преобразователь 6, элемент сравнения 7 для вычисления кода и знака имеющейся ошибки рассогласования, сумматор 8 для вычисления суммарной прогнозируемой ошибки рассогласования для каждой из q точек. Также система содержит блок памяти 9 коэффициентов $K_{l,i,j}$ ($1 < i < q$, $1 < j < p$), вычислитель 10 кодов приращений тепловых потоков для каждого из p нагревателей. Система также содержит p функциональных преобразователей 11, элементов памяти 12, цифро-аналоговых преобразователей 13, усилителей тока 14 и нагревателей 15, а также q датчиков температуры.

После запуска системы программного регулирования температурным полем вычислитель 3 начинает вычисление прогнозируемого изменения температуры объекта относительно T_0 для каждой из точек, начиная с первой по формуле

$$\Delta T_{(i+1),l}^P = \sum_{r=1}^P \left(K_{n,r,l} \sum_{j=0}^{i-n_{r,l}+1} \Delta Q_{j,r} + \sum_{m=i-n_{r,l}+2}^{i-1} \Delta Q_{m,r} \cdot K_{i-m+1,r,l} \right), \quad (4)$$

где $i=1,2,\dots,\infty$; $r=1,2,\dots,p$; $l=1,2,\dots,q$;

$\Delta \dot{O}_{(i+1),l}^P$ – прогнозируемое изменение температуры в l -точке к моменту времени $t=(i+1) \cdot \tau$ под воздействием суммарного теплового потока от всех нагревателей, подведенного до момента времени $t=i \cdot \tau$. Формула:

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 = \left(\Delta T_{i+1}^3 - \Delta T_{i+1}^P \right) + \left(\Delta T_{i+1}^3 - \Delta T_{i+1}^D \right) \quad (5)$$

представляет собой математическую модель температурного поля в момент времени $t=(i+1) \cdot \tau$. В элементе сравнения 5 вектор прогнозируемой температуры сравнивается с вектором температуры задатчика 4. По аналогии с выражением

$$\Delta_1 = \Delta T_{i+1}^3 - \Delta T_{i+1}^P, \quad (6)$$

запишем уравнение вектора разности Δ_1 в матричной форме:

$$\{\Delta_1\} = \{\Delta T_{i+1}^3\} - \{\Delta T_{i+1}^P\}. \quad (7)$$

Аналогично вектор текущей ошибки рассогласования вычисляется по формуле

$$\{\Delta_2\} = \{\Delta T_{i+1}^3\} - \{\Delta T_{i+1}^D\}, \quad (8)$$

где $\{\Delta T_{i+1}^D\}$ – вектор приращений температуры в точках, измеренных датчиками.

$$\Delta Q_i = \frac{\Delta_{\text{ср}}}{C_{\text{к}}} \cdot \frac{\eta}{q} \quad (i = p-q, p-q+1, \dots, p), \quad (13)$$

$$\Delta_{\text{ср}} = \frac{\sum_{j=1}^q \Delta_j}{q}, \quad (14)$$

где $\Delta_{\text{ср}}$ – среднее приращение температуры в объекте регулирования, $C_{\text{к}}$ – теплоемкость объекта регулирования, η – коэффициент определяющий долю суммарной мощности нагревателей грубой настройки от мощности всех нагревателей.

После вычисления значения приращения теплового потока ΔQ нагревателей грубой настройки, эти значения подставляются в систему уравнений (11), решение которой дает значение приращений теплового потока нагревателей точной настройки. Затем, по формуле вычисляется полный тепловой поток для каждого из p нагревателей:

$$Q_i = \sum_{j=0}^i \Delta Q_j. \quad (15)$$

Выводы. Получено выражение для предсказания изменения температурного поля объекта с распределенными параметрами при подаче на него управляющего воздействия в виде ступенчатой функции.

Разработана структурная схема системы управления с предсказывающим фильтром, и описан алгоритм вычисления множества ступенчатых функций управляющего воздействия.

Список литературы: 1. Вестник Национального технического университета «Харьковского политехнического института». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ «ХПИ». 2010. №20–с 27–33. 2. *А.Г. Бутковский.* Методы управления систематми с распределенными параметрами. М. Наука. Главн. ред. физ-мат. лит-ры. 1975. –568 с. 3. *Бутковский А.Г.* Характеристики систем с распределенными параметрами: Справ. Пособие. – М.: Наука, 1979. – 224 с. 4. *Лыков А.В.* Тепломасообмен. Справочник. – М.: Энергия, 1972. – 560 с. 5. *Колмогоров А. Н.* Проблема синтеза оптимального предсказывающего фильтра. – Изв. АН СССР. Сер. матем. и естеств. наук, №5, 1941. С 112–129. 6. *Weiner N.* The Extrapolation Interpolation and Smoothing of Stationary Time-Series. I. Wiley, N.Y., 1949. – 290 p. 7. *Gabor D., Wilby W.R., Woodcock R.A.* A universal nonlinear filter, predictor and simulator which optimizes itself by a learning process. Proc. Inst. Electr. Engrs., vol. 108., part B, №40, 1961. Pp. 85-98. 8. *Ивахненко А. Г., Лапа В.Г.* Предсказание случайных процессов. – Киев, Наукова думка, - 1971 – 415 с. 9. *Сироджа И.Б.* Квантовые модели и методы искусственного интеллекта для принятия решений и управления. – Киев, Наукова думка, 2002, –490 с. 10. *Кадымов Я.Б.* Переходные процессы в системах с распределенными параметрами. – М.: Наука, 1968. – 191с. 11. *Дейнега В.Т., Горлов В.А., Тишкекин С.В.* Определение времени выхода в режим для объекта с распределенными параметрами. – В кн.: Вопросы радиоэлектроники, Сер. ТРТО, вып. 2, 1976, с. 111-117. 12. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. – М.: Наука, 1066.–326с.

Поступила в редакцию 07.02.2011

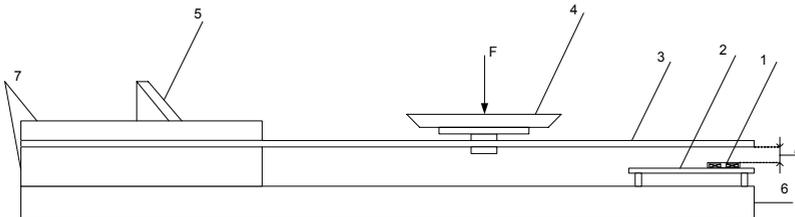
А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ, магистр НТУ «ХПИ»

ВЕСОИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО С ДИСТАНЦИОННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ИНФОРМАЦИИ

У статті наведені опис, принцип роботи, основні технічні характеристики розробленого ваговимірюючого пристрою з дистанційною передачею вихідного сигналу.

The article contains a description, working principle, the main technical characteristics of the developed instrument for measuring weight with a remote signal transmission.

В настоящее время в различных областях науки, техники и быта известны и применяются цифровые весоизмерительные устройства и приборы (весы) с индуктивными датчиками силы. К этим устройствам предъявляются следующие противоречивые требования: высокая точность и удобство обработки информации, с одной стороны и простота конструкции и невысокая стоимость с другой. Разработанное и описанное ниже весоизмерительное устройство (далее устройство) позволяет в большой степени устранить эти противоречия. Конструкция устройства представлена на рисунке 1.



- 1 – Индуктивный преобразователь;
- 2 – Измерительная плата;
- 3 – Балка равного сечения;
- 4 – Чашка для нагружения;
- 5 – Цифровое отсчетное устройство;
- 6 – Основание;
- 7 – Фиксатор балки.

Рисунок 1– Конструкция весоизмерительного устройства

Устройство состоит из датчика силы, формирователя прямоугольных импульсов, двух микроконтроллеров, цифрового отсчетного устройства (ЦОУ), передатчика (П) и приемника (ПР).

Датчик включает в себя чувствительный элемент (ЧЭ) - упругую балку равного сечения, выполненную из дюралюминия марки Д16Т, индуктивный преобразователь (ИП), состоящий из катушки

индуктивности, содержащей 6 витков медного провода ПЭВТ-035, намотанных на половине броневое сердечника типа Б9 из феррита 50ВН и LC-автогенератор электрических колебаний, выполненный на двух логических элементах и-не микросхемы КР1533ЛНЗ. Пропорциональный измеряемой величине (весу), прогиб ЧЭ вызывает изменение зазора между концом упругой балки и разомкнутой поверхностью ИП, что приводит к изменению (уменьшению на ΔL) индуктивности L катушки и изменению (увеличению на Δf) частоты f автогенератора. Особенностью датчика силы [1] является простота конструкции и высокая надежность, а также исключение влияния, приводящих к возникновению погрешности, краевых эффектов за счет того, что площадь балки намного больше площади разомкнутой поверхности сердечника ИП.

Прогиб (l) упругой балки равного сечения под действием веса (F) может быть определен по следующей формуле [2]:

$$l = \frac{6x^2}{bh^3E} \left(a - \frac{x}{3}\right) F,$$

и для выбранной балки с конструктивными параметрами: длина $a=100$ мм, ширина $b=57$ мм, толщина $h=1,1$ мм, точка приложения силы $x=50$ мм, модуль упругости материала $E=72$ ГПа, под действием максимального значения $F=50$ Н составляет $l=1,15$ мм.

Для определения характеристики преобразования датчика были проведены экспериментальные исследования (рис. 2), заключающиеся в нагружении ЧЭ образцовыми гирями Г4-210 МГ-1100-10.

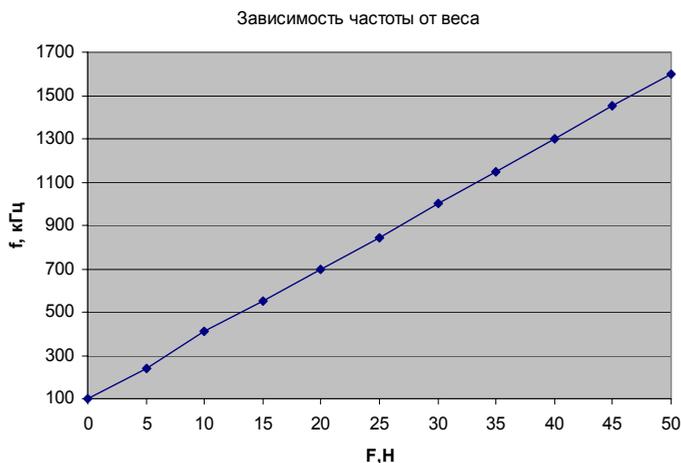


Рисунок 2 –График «Зависимость частоты от веса»

Формирователь прямоугольных импульсов, выполненный на двух логических элементах и-не микросхемы КР1533 ЛНЗ.

Микроконтроллеры МК1, МК2 – фирмы Atmel-ATmega 16 [3], выполняют обработку данных с выходов формирователя прямоугольных импульсов и приемника.

ЦОУ – 7-сегментный четырехразрядный светодиодный индикатор СС56-12SRWA, отображает код полученный с МК1.

Передачик типа TX433N, предназначен для передачи по радиоканалу обработанного сигнала, полученного от МК1 на расстояние до 16 м.

Приемник типа RWS-371-6, предназначен для приема и передачи сигнала с П на МК2.

Схема устройства приведена на рисунке 3.

Весоизмерительный преобразователь работает таким образом:

При нагружении балки силой F , происходит ее прогиб δl , что в свою очередь вызывает изменение индуктивности ΔL , и соответственно изменение выходной частоты автогенератора. Частотозадающим является контур L, C_1 , где L – индуктивность катушки датчика, C_1, C_2 – слюдяные высокостабильные конденсаторы. Далее синусоидальное напряжение поступает на интегральный формирователь прямоугольных импульсов $D1$. С выхода формирователя прямоугольные импульсы ТТЛ – уровня поступают на МК1. Микроконтроллер, измеряет частоту, вычисляет коэффициенты уравнения преобразования и выдает результат на ЦОУ, и в виде двоичного кода на П далее следует беспроводная передача результата на приемник (ПР) и преобразование в двоично-десятичный код аналогичным МК2 с последующей передачей результата либо на ЦОУ либо на персональный компьютер с помощью интерфейса RS485 .

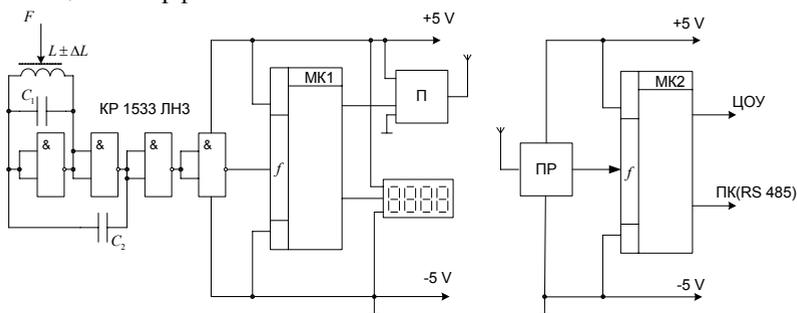


Рисунок 3 – Схема весоизмерительного устройства

Анализ погрешностей прибора – датчика, формирователя прямоугольных импульсов, микроконтроллеров, передатчика и приемника показал, что основным источником искажения показаний, который вносит наибольшую погрешность является ЧЭ датчика – балка.

Результирующая погрешность балки состоит из погрешности (δ_1) упругих свойств материала, температурной (δ_2) и конструктивной (δ_3) погрешностей значения которых, для выбранной балки соответственно равны 0,15%, 0,14% и 0,12%.

Результирующая погрешность балки, при условии независимости составляющих определяется по следующему выражению:

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2} = 0,24\% .$$

Для калибровки устройства были использованы образцовые гири. Калибровка проводилась в десяти точках диапазона измерений 0-50 Н. На чашку для нагружения устанавливаются разновесы таким образом, чтобы ЦОУ показал значение 5 Н. Определяется действительное значение усилия (F_o) по формуле

$$F_o = m_i \cdot g ,$$

где m_i – масса разновесов, g – ускорение свободного падения.

Далее определяется приведенная погрешность (γ) по формуле:

$$\gamma = (F_n - F_o) \cdot 100\% / F_{ном} ,$$

где F_n – показания калибруемого прибора по ЦОУ, $F_{ном}$ – номинальное значение усилия.

Таким же образом получают показания по ЦОУ для остальных девяти точек диапазона измерений. После этого проводятся аналогичные последовательные измерения в десяти точках рабочего диапазона при разгрузке, затем определяется погрешность вариации ($\gamma_{вар}$) по формуле:

$$\gamma_{вар} = (\overline{F_o} - \overline{F_o}) \cdot 100\% / F_{ном} ,$$

$\overline{F_o}$, $\overline{F_o}$ – действительное значение усилий при нагружении и разгрузке, соответственно.

Результирующая основная погрешность прибора составила $\pm 0,49\%$.

Диапазон измерений, Н: 0÷50.

Список литературы: 1. Решение про выдачу патента Украины по заявке № 2010 13561. Индуктивный датчик зусилля / Гусельніков В.К., Гусельніков О.В. 2. Полицук Е.С. Измерительные преобразователи – К.: Вища школа. Головное изд-во, 1981. – 296 с. 3. Шнак Ю.А. Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров – К.: “МК-Пресс”, 2006. – 400 с., ил.

Поступила в редакцию 01.12.2010

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, к.т.н., проф. НТУ «ХПИ»

Е.А. БОРИСЕНКО, ассистент НТУ «ХПИ»

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ ТЕСТОВЫХ МЕТОДОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УРОВНЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫМ СПОСОБОМ

У статті розглянуті ультразвукові вимірники рівня рідких і сипучих середовищ, наведено рівняння виміру з обліком складові погрішності. Розглянуто загальні питання застосування тестових методів підвищення точності вимірів. Показано можливу реалізацію тестового методу для рівнеміра, проведений розрахунок результуючої погрішності.

Ultrasonic level meters of liquid and flow material are observed, measuring equation with consideration to error components is given. Common questions of test methods use are given. test method possible realization for level meter is shown, resulting error calculation is made.

Постановка проблеми. Ультразвуковые уровнемеры широко распространены на промышленных предприятиях Украины различной направленности. Однако точность, обеспечиваемая такими уровнемерами, является недостаточной. Это вызвано тем, что на результат измерений существенное влияние оказывают внешние факторы, такие как температура, влажность, состав газовой среды, которые изменяются в широких пределах.

Анализ литературы. Ранее в публикации [1] были обзорно рассмотрены основы работы ультразвуковых уровнемеров и возможные способы повышения точности путем применения тестовых методов. В [2,3] изложены основы построения систем с применением тестовых методов и показано, что применение тестовых методов способно в значительной степени повысить точность измерения без существенного усложнения прибора.

Цель статьи – показать реализацию тестовых методов при измерении уровня ультразвуковым методом

Рассмотрим работу ультразвукового уровнемера. В нем измеряемое расстояние (уровень) определяется как произведение времени прохождения ультразвуком этого расстояния на скорость распространения ультразвука в среде. При этом величина скорости ультразвука считается известной. Время определяется путем подсчета квантующих импульсов.

Запишем уравнение измерения с учетом погрешностей:

$$L = c_0(1 + \delta_{M\Sigma})T_{\text{и}}(N_x + \Delta_{\text{ад}\Sigma}),$$

где c_0 – скорость звука при нормальных условиях, ее значение известно из [4] и для 20 °С составляет 343 м/с;

$\delta_{M\Sigma}$ – суммарная мультипликативная погрешность, вызванная влиянием факторов, вызывающих изменение скорости ультразвука;

$\Delta_{\text{ад}\Sigma}$ – суммарная аддитивная погрешность, источником которой является инерционность ультразвукового приемо-передатчика;

$T_{\text{и}}$ – длительность одного квантуемого (счетного) импульса генератора стабильной частоты;

N_x – число квантуемых импульсов, измеряемое при помощи счетчика импульсов.

Полученное выражение показывает зависимость измеряемого уровня от количества счетных импульсов N_x , однако величина, которую непосредственно измеряет уровнемер, является число импульсов. Исходя из этого, уравнение измерения можно переписать в виде:

$$N_x = \frac{L}{c_0(1 + \delta_{\text{м}\Sigma})T_{\text{и}}} + \Delta_{\text{ад}\Sigma}. \quad (1)$$

В [3] показано, что при наличии обеих составляющих погрешности – аддитивной и мультипликативной – повышение точности результата измерений возможно только при совместном использовании аддитивных и мультипликативных тестов. Поскольку уравнение измерения имеет первый порядок, то для осуществления тестовых методов достаточно проведения одного аддитивного и одного мультипликативного теста.

Тестовое воздействие для аддитивного теста имеет вид $N_x(L) = L + \Delta L$, где ΔL – величина аддитивного теста.

Тестовое воздействие для мультипликативного теста имеет вид $N_x(L) = kL$, где k – величина мультипликативного теста.

Способ формирования аддитивного теста весьма прост – перемещение приемо-передатчика вдоль пути излучения на известное расстояние. Такое перемещение можно реализовать, применив шаговый двигатель, которым можно с высокой точностью задавать перемещение.

Точное формирование мультипликативного теста сложнее. Изменение L на величину теста k может быть осуществлено либо за счет изменения скорости распространения звука c_0 , либо за счет изменения длительности импульса $T_{\text{и}}$. Однако последний способ приведет к изменению значения аддитивной погрешности, что недопустимо.

Задача изменения скорости звука в известное количество раз k может быть решено за счет изменения одного из факторов, существенно влияющих на скорость ультразвука. В [5] показано, что температура оказывает наибольшее влияние на скорость распространения ультразвука. Следовательно, меняя температуру в k раз, мы во столько же раз меняем скорость ультразвука. Для того, чтобы обеспечить точно известное k следует предусмотреть дополнительный канал измерения температуры. На рис. 1 показано устройство, способное реализовать тестовый метод.

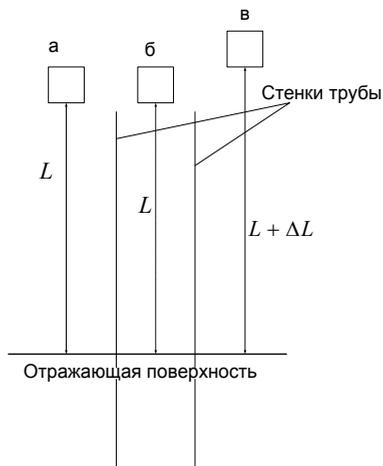


Рисунок 1 – Устройство для реализации тестового метода

Процедуру измерений, реализующую тестовые методы, следует разбить на этапы. На первом этапе осуществляется измерение искомого уровня, в результате которого получается выражение:

$$N_1 = \frac{L}{c_0(1 + \delta_{м\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma} .$$

На втором этапе приемопередатчик помещают на верхнем конце открытой трубы.

Внутри трубы созданы условия, при которых по всему пути следования ультразвука поддерживается определенная температура, отличная от температуры газовой среды вне трубы.

Разность этих температур измеряется дополнительным температурным каналом уровнемера. По этой разности можно рассчитать скорость звука в трубе и вне ее:

$$c = c_0 + 0,59t ,$$

где c_0 – скорость звука при температуре 0°C ;

t – температура, $^\circ\text{C}$;

$$\text{Откуда } k = \frac{c_2}{c_1} = \frac{c_0 + 0,59t_1}{c_0 + 0,59t_2} .$$

При этом предполагается, что присутствуют прочие факторы, влияющие на скорость ультразвука (влажность, состав газовой среды). По окончании второго этапа измерений получаем уравнение измерения с мультипликативным тестом:

$$N_2 = \frac{L}{kc_0(1 + \delta_{м\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma} .$$

На третьем этапе измерений приемо-передатчик перемещают на известное расстояние ΔL , в результате чего получаем третье уравнение измерений:

$$N_3 + \Delta L = \frac{L}{c_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma}.$$

В итоге получаем систему из 3х уравнений:

$$\begin{cases} N_1 = \frac{L}{c_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma}; \\ N_2 = \frac{L + \Delta L}{c_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma}; \\ N_3 = \frac{L}{kc_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}} + \Delta_{ал\Sigma}. \end{cases} \quad (2)$$

Такая система решается разностным методом:

$$\begin{aligned} N_2 - N_1 &= \frac{\Delta L}{c_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}}; \\ N_3 - N_1 &= \frac{L(k - 1)}{kc_0(1 + \delta_{m\Sigma})T_{и}}; \\ \frac{N_2 - N_1}{N_3 - N_1} &= \frac{k\Delta L}{L(k - 1)}, \end{aligned}$$

откуда

$$L = \frac{k\Delta L(N_3 - N_1)}{(N_2 - N_1)(k - 1)}. \quad (3)$$

Из выражения (3) очевидно, что точность результата измерений зависит лишь от точности тестовых воздействий и от частоты квантования, при этом ни аддитивная, ни мультипликативная составляющая влияния не оказывают. На рис. 2 показаны графики, иллюстрирующие зависимость погрешности от величины мультипликативного теста при значениях частоты квантования 10^6 и 10^5 Гц. По оси абсцисс расположено $\Delta\theta$ – изменение температуры по отношению к 0°C .

Из рисунка видно, что частота квантования 10^6 Гц способна обеспечить достаточную точность, при этом тестовое воздействие мультипликативного теста должно быть более 10°C .

Высокую точность аддитивного теста можно обеспечить путем применения современных шаговых двигателей, точность позиционирования которых может достигать десятых долей миллиметра. Примем погрешность формирования аддитивного теста приемопередатчика равной 5 мм.

Обеспечить точность выполнения мультипликативного теста сложнее. Связано это с тем, что будут иметь место неоднородности и

градиенты температуры по высоте, по пути следования ультразвукового сигнала внутри трубы. Предположим, что при мультипликативном тесте температура в трубе будет устанавливаться с точностью 10 градусов.

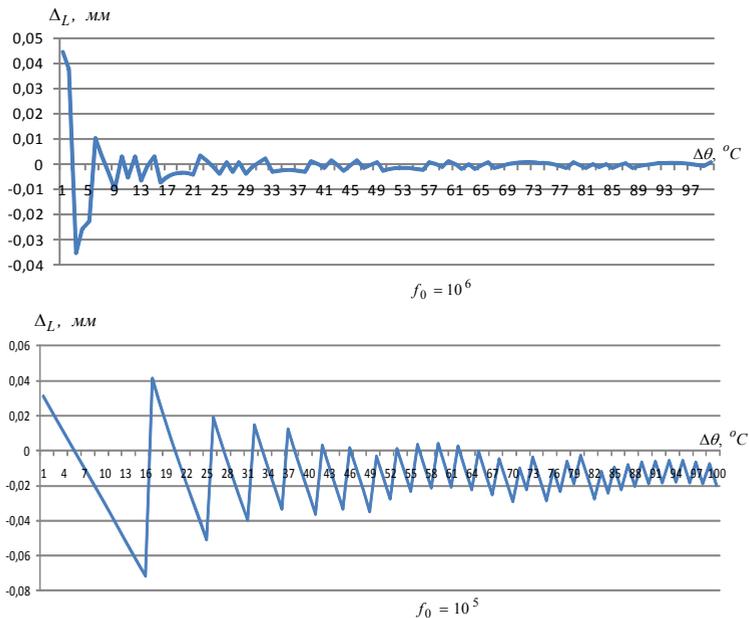


Рис. 2

Расчетное значение относительной погрешности измерений с использованием тестовых методов при указанных значениях погрешности формирования тестовых воздействий при измерении уровня 4 м составит менее 1%.

В дальнейших публикациях планируется рассмотреть другие способы повышения точности измерений

Список литературы: 1. *Борисенко Е.А.* Использование тестовых методов при измерении уровня ультразвуковым методом // Вісник Національного Технічного Університету «Харківський Політехнічний Інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – № 20 – с. 3–7. 2. *Кондрашов С.І.* Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірвальних перетворювачів у робочих режимах / монографія – Харків: НТУ «ХПІ», 2004. –224 с. 3. *Бромберг Э. М., Куликовский К.Л.* Тестовые методы повышения точности измерений. – М.: Энергия, 1978 – 176 с. 4. *В.К. Иофе, А.А. Янпольский.* Расчетные графики и таблицы по электроакустике. – М.: Госэнергоиздат, 1954 – 527 с. 5. *Гусельников В.К., Борисенко Є.А.* Исследование ультразвуковых методов определения расходных характеристик жидких и сыпучих сред. // Наукові праці VI МНТК «Метрологія та вимірвальна техніка» у 2-х томах. Т.2.- Харків: ХДНДІМ, 2008 – с. 187 – 190.

Поступила в редакцію 10.03.2010

А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
А.Д. КУПКО, к.т.н., вед. науч. сотр.,
ННЦ «Институт Метрологии», Харьков
В.Н. СЛАВКОВ, аспирант НТУ «ХПИ»

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ЦИФРОВОГО ФОТОАППАРАТА В ЗАДАЧАХ СВЕТОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Розглянуті питання застосування цифрового фотоапарата для дослідження ламп розжарювання електричних світловимірвальних. Зроблено аналіз основних експериментальних даних отриманих за допомогою цифрового фотоапарата. Висунута гіпотеза про необґрунтованість вимог нормативної документації в області світловимірвальних ламп розжарювання.

Questions of application of the digital camera for research of lamps of an incandescence of the electric photometric are considered. Will make the analysis of the basic experimental data received by means of the digital camera. The hypothesis about groundlessness of requirements of the standard documentation in the field of photometric lamps of an incandescence is put forward.

Постановка проблеми. Улучшение качества промышленной продукции, повышение надежности и долговечности оборудования и изделий возможно при условии совершенствования производства и внедрения системы управления качеством.

До недавнього времени на металлургических предприятиях, на контроле было занято до 18-20% рабочих, при этом разрушению подвергалось 10-12% продукции в партии. На машиностроительных заводах количество разрушенных деталей порой достигает 15-20% от партии, поскольку после каждой основной технологической операции из деталей выполняются образцы для механических и металлографических испытаний [1].

Широкое применение неразрушающих методов контроля, не требующих вырезки образцов или разрушения готовых изделий, позволяет избежать больших потерь времени и материальных затрат, обеспечить частичную или полную автоматизацию операций контроля при одновременном значительном повышении качества и надежности изделий. В настоящее время ни один технологический процесс получения ответственной продукции не внедряется в промышленность без соответствующей системы неразрушающего контроля.

Опико-электронные методы контроля основаны на исследовании температуры контролируемых объектов по интенсивности теплового излучения данного объекта. Эти методы широко используются в энергетике, машиностроении, черной и цветной металлургии, химической, пищевой, текстильной промышленности в ряде производственных технологических процессов.

В качестве современных специализированных бесконтактных средств измерений температурных полей объектов выступают пирометры и тепловизоры, в состав которых входят ПЗС матрицы, используемые в качестве светочувствительного элемента [2]. Однако существует возможность исследования высокотемпературных полей с помощью цифрового фотоаппарата, который позволяет произвести обработку цифровых температурных картин и получить характеристики распределения температур на поверхности объекта, выявить дефекты, присутствующие на поверхности, нарушения однородности, определить теплофизические свойства материала [3].

Помимо этого, существует возможность применения цифрового фотоаппарата в задачах световых измерений, а именно для анализа цветовой температуры образцовых светоизмерительных ламп накаливания. В данной области важной научно-технической задачей является правильный выбор режима работы этих ламп. Обусловлено это, прежде всего тем, что точного соответствия относительной спектральной чувствительности приемника идеальной получить практически невозможно. Поэтому, если приемник проградуирован по излучению с одним спектральным составом, а используется для излучения с другим спектральным составом, возникают систематические погрешности, тем большие, чем больше отличие.

Анализ литературы. Способ исследования, основанный на использовании цифрового фотоаппарата, практически не рассматривается в научных и периодических изданиях в области световых измерений и метрологического обеспечения, ведутся лишь только отдельные экспериментальные работы в этом направлении на базе НЦЦ «Институт метрологии» и НТУ «ХПИ».

Цель статьи – анализ основных экспериментальных данных полученных в результате исследования ламп накаливания электрических светоизмерительных.

Анализ цветовой температуры. При проведении экспериментов использовалась светоизмерительная лампа накаливания класса СИС-107-500, основные характеристики которой представлены в табл. 1 [4].

Таблица 1 – Основные характеристики светоизмерительной лампы накаливания класса СИС-107-500

Обозначение типа	Номинальные значения			Предельные значения		Цветовая температура тела накала, К
	Напряжение, В	Мощность, Вт	Сила света, кд	Сила света, кд		
				не более	не менее	
СИС-107-500	107	365	500	560	440	2800

Фотографирование производилось с помощью двух бюджетных фотоаппаратов SONY DSC-H5 и SAMSUNG PL60 по следующей схеме, структурное изображение которой представлено на рис. 1. Стекло молочного цвета марки MC20 располагалось на расстоянии 33см от светоизмерительной лампы (позиция а, рис.1), фотоаппарат в свою очередь располагался на расстоянии 1-го, 2-х и 3-х метров от стекла (позиции b, c, d рис. 1).

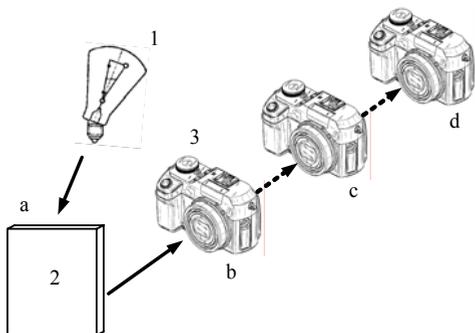


Рисунок 1 – Схема проведения эксперимента:
1 – СИС-107-500; 2 – стекло; 3 – фотоаппарат

В результате эксперимента получены изображения освещенного с помощью светоизмерительной лампы молочного стекла. Фотоаппараты были предварительно идентично настроены с помощью «ручных установок», табл. 2.

Таблица 2 – Параметры настройки для фотоаппаратов

Параметр настройки	Значение параметра настройки	
	SONY DSC-H5	SAMSUNG PL60
Уровень вспышки	OFF	OFF
Экспомер	центрально-взвешенный	центрально-взвешенный
Баланс белого	лампы накаливания	лампы накаливания
ISO	200	200
Контрастность	norm	norm
Резкость	norm	norm
Цветовой режим	norm	norm

Следует отметить, что фотоаппараты необходимо переводить в режим «ручных» или «програмных» установок во-избежании автоподстройки контраста и яркости изображения, значений уровня ISO, а также цветовых параметров.

Значения уровней R , G , B сигналов лежат в диапазоне от 0 до 255, это объясняется принципом действия ПЗС матрицы. Каждому пикселю такой матрицы соответствует свой основной цвет. Фотоны, прежде чем

попасть на пиксель, сначала проходят через фильтр, который пропускает только волны своего цвета, волны другой длины (другого цвета) будут просто поглощаться фильтром. Большинство сенсоров цифровых камер построено по принципу цветовой модели Байера. В этой системе фильтры расположены вперемежку, в шахматном порядке, а количество зеленых фильтров в два раза больше, чем красных или синих. Порядок расположения таков, что красные и синие фильтры расположены между зелеными.

Международная комиссия по освещению (МКО) в 1931 г. стандартизовала цветовую систему с монохроматическими излучениями в качестве основных цветов R (700 нм), G (546,1 нм), B (435,8 нм). Единичные количества основных цветов выбраны так, что их энергетические яркости относятся соответственно как 72,1:1,4:1,0. В этой системе координаты цвета монохроматических излучений (удельные координаты цвета $\bar{r}, \bar{g}, \bar{b}$) показывают, какое количество единиц основных цветов воспроизводят при смешении воспринимаемого цвета монохроматического излучения данной длины волны мощностью в 1 Вт.

Наличие отрицательных координат для реальных цветов неудобно в вычислительной работе, поэтому МКО стандартизовала систему X, Y, Z с прямоугольным цветовым графиком, в которой основные цвета не являются реально существующими и кривые сложения не имеют участков с отрицательными значениями. Основные цвета X, Y, Z выбраны с таким расчетом, что кривая подобна кривой относительной спектральной эффективности (видности) глаза. Тогда координата Y непосредственно характеризует яркость цвета [5].

При обработке полученных изображений осуществлялся переход от цветовой системы RGB (0-255, ПЗС матрицы) к цветовой системе Y_{cb} . Данный переход возможен путем использования следующих алгоритмов пересчета (рис. 2).

Результаты обработки полученных с помощью двух фотоаппаратов изображений представлены в табл. 3. Фотографирование производилось сериями по пять кадров для каждого из расстояний (позиции b, c, d см. рис.1). Затем, из каждого полученного изображения выделялась область 100×100 пикселей, находящаяся строго в геометрическом центре пластины стекла. Значение R,G,B сигналов для каждого из расстояний были получены путем усреднения значений R,G,B сигналов полученных в области 100×100 пикселей, а также усреднения в серии из пяти кадров.

Полученные данные говорят о том, что расстояние фотографирования не оказывает влияния на координаты цветности x, y , однако оказывает влияние на значение Y , которое численно пропорционально яркости полученных снимков [6]. Однако, для фотоаппарата SONY DSC-H5, как видно из табл.3 эта зависимость не имеет убывающего характера по мере возрастания расстояния фотографирования, в то время как для фотоаппарата SAMSUNG PL60, эта зависимость прослеживается.

```

RGB → XYZ
var_R = ( R / 255 ) //R from 0 to 255
var_G = ( G / 255 ) //G from 0 to 255
var_B = ( B / 255 ) //B from 0 to 255

if ( var_R > 0.04045 ) var_R = ( ( var_R + 0.055 ) / 1.055 ) ^ 2.4
else var_R = var_R / 12.92
if ( var_G > 0.04045 ) var_G = ( ( var_G + 0.055 ) / 1.055 ) ^ 2.4
else var_G = var_G / 12.92
if ( var_B > 0.04045 ) var_B = ( ( var_B + 0.055 ) / 1.055 ) ^ 2.4
else var_B = var_B / 12.92

var_R = var_R * 100
var_G = var_G * 100
var_B = var_B * 100

//Observer. = 2°, Illuminant = D65
X = var_R * 0.4124 + var_G * 0.3576 + var_B * 0.1805
Y = var_R * 0.2126 + var_G * 0.7152 + var_B * 0.0722
Z = var_R * 0.0193 + var_G * 0.1192 + var_B * 0.9505

```

```

XYZ → Yxy
//X from 0 to 95.047
//Y from 0 to 100.000
//Z from 0 to 108.883

Y = Y
x = X / ( X + Y + Z )
y = Y / ( X + Y + Z )

```

Рисунок 2 – Алгоритмы пересчета цветových систем

Таблица 3 – Результаты обработки изображений

Расстояние, м	Уровни R,G,B сигналов и координаты цветности Y, x, y											
	SONY DSC-H5						SAMSUNG PL60					
	R	G	B	Y	x	y	R	G	B	Y	x	y
1	240	222	205	75,2	0,34	0,35	106	108	107	14,9	0,31	0,33
2	243	225	208	77,4	0,34	0,35	104	105	106	14,1	0,31	0,33
3	224	226	210	74,9	0,34	0,35	101	101	100	13,0	0,31	0,33

Следующий эксперимент проводился по той же схеме (рис. 1), однако расстояние было фиксированным и составляло 1м, при этом изменялось напряжения питания светоизмерительной лампы СИС-107-500 в пределах 105÷108В. Результаты эксперимента приведены в табл. 4.

По результатам эксперимента полученных в табл. 4 видно что, зависимости координат цветности, а соответственно и цветовой температуры от напряжения питания светоизмерительной лампы установить не удалось, однако существует зависимость координаты Y. Для фотоаппарата SONY эта зависимость имеет явно выраженный возрастающий характер от возрастания напряжения питания лампы (рис. 2), для фотоаппарата SAMSUNG эта зависимость не прослеживается.

Таблица 4 – Результаты эксперимента

Напряжение пит., В	105	106	107	108	
Уровни R,G,B сигналов и координаты цветности Y, x, y					
SONY DSC-H5	R	140	150	154	160
	G	123	133	137	144
	B	110	121	124	131
	Y	20,9	24,6	26,2	29,1
	x	0,349	0,346	0,346	0,343
	y	0,352	0,349	0,350	0,349
SAMSUNG PL60	R	49	47	48	54
	G	49	47	48	54
	B	49	47	48	54
	Y	3,1	2,8	3,0	3,7
	x	0,313	0,313	0,313	0,313
	y	0,329	0,329	0,329	0,329

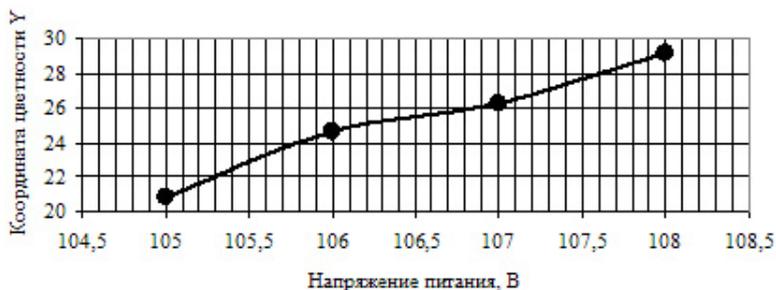


Рисунок 2 – График зависимости координаты Y от напряжения питания лампы

Выводы. Согласно [4, пункт 5.10] световые параметры поверяемых образцовых светоизмерительных ламп следует определять при напряжении, соответствующем номинальной цветовой температуре. Однако анализ экспериментальных данных показал, что требования, предъявляемые к лампам накаливания электрическим светоизмерительным, могут быть необоснованными, потому как существенной разницы в цветовой температуре от напряжения питания лампы установлено не было. Кроме того, существует ряд факторов оказывающих существенное влияние на способ исследования с помощью цифрового фотоаппарата, подробно описанных в [7]. Это частично подтверждается различием в результатах, полученных с помощью двух фотоаппаратов. Полученные результаты также подтверждаются при исследовании с помощью цветowego пирометра «Веселка» в ННЦ «Институт Метрологии».

На данный момент цифровой фотоаппарат без соответствующего метрологического обеспечения пока не может выступать в роли прецизионного средства измерения, поэтому дальнейшие исследования следует направить на оценку его метрологических характеристик.

Список литературы: 1. *Каневский И.Н.* Неразрушающие методы контроля: учеб. пособие / И.Н. Каневский, Е.Н. Сальникова. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2007. – 243с. 2. *Иванова Г.М., Кузнецов Н.Д., и др.* Теплотехнические измерения и приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 232 с. 3. *Давиденко А.П.* Применение цифровой фотографии в задачах неразрушающего контроля / А.П. Давиденко, В.Н. Славков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2009 – №23. 4. Лампы накаливания электрические светоизмерительные рабочие. Технические условия: ГОСТ 10771:1982. – [Срок действия с 01.01.83 до 01.01.90]. – М.: Издательство стандартов, 1988. – 21с. 5. *Луизов А.В.* Цвет и свет. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград, отдел, 1989. – 256с. 6. *George A. Agoston.* Color Theory and Its Application in Art and Design. – Springer-Verlag, 1987. – 240р. 7. *Давиденко А.П.* Анализ факторов влияния при измерении высоких температур цифровым фотоаппаратом / А.П. Давиденко, В.Н. Славков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010 – №20.

Поступила в редакцию 07.02.2011

А.С. ДАЦЬКО, магистр НТУ «ХПИ»

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

П.А. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, зав. кафедри НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА АЛГОРИТМОВ ШИФРОВАНИЯ ДАННЫХ С ОТКРЫТЫМ КЛЮЧОМ

У даній статті розглянуті методи підвищення якості шифрування даних. Запропоновані різні варіанти підвищення кількості повторень алгоритмів в обидва напрямки. Також запропоновано такі методи: використання різних алгоритмів і одного ключа, використання одного алгоритму і різних ключів а також комбінація цих методів.

This article describes methods of improving the quality of encryption. Suggested various options for increasing the number of repetitions of algorithms in both directions. Also offered the following methods: the use of different algorithms and a key, use one algorithm and the various options and combinations of these methods.

Постановка проблеми. Существует множество способов объединять блочные алгоритмы для получения новых алгоритмов. Стимулом создавать подобные схемы является желание повысить безопасность, не пробираясь через тернии создания нового алгоритма.

Анализ литературы. В [1] приведены основы и предпосылки шифрования информации. В работе [2] описаны основы шифрования информации с использованием односторонних обработки данных. В [3] приведен криптографический анализ практически самого первого и самого распространенного асимметричного алгоритма шифрования – RSA. В работе [4] приведены примеры программной реализации различных алгоритмов на языке высокого уровня С. Работа [5] описывает блочные шифры.

Цель статьи – найти методы повышения качества шифрования существующих криптографических алгоритмов.

Многократное шифрование. Одним из способов объединения является многократное шифрование – для шифрования одного и того же блока открытого текста алгоритм шифрования используется несколько раз с несколькими ключами. Шифрование каскадом похоже на многократное шифрование, но использует различные алгоритмы. Существуют и другие методы. Повторное шифрование блока открытого текста одним и тем же ключом с помощью того же или другого алгоритма неразумно. Повторное использование того же алгоритма не увеличивает сложность вскрытия грубой силой. (Не забывайте, мы предполагаем, что алгоритм, включая количество шифрований, известен криптоаналитику.) При различных алгоритмах сложность вскрытия грубой силой может возрасти, а может и

остаться неизменной. Чтобы использовать методы, описанные в этой статье, следует убедиться, что ключи для последовательных шифрований различны и независимы.

Двойное шифрование. Наивным способом повысить безопасность алгоритма является шифрование блока дважды с двумя различными ключами. Сначала блок шифруется первым ключом, а затем получившийся шифротекст шифруется вторым ключом. Дешифрирование является обратным процессом.

Если блочный алгоритм образует группу, то всегда существует K_3 . Если алгоритм не образует группу, то при помощи исчерпывающего поиска взломать получающийся дважды зашифрованный блок шифротекста намного сложнее. Вместо 2^n (где n – длина ключа в битах), потребуется 2^{2n} попыток. Если алгоритм использует 64-битовый ключ, для обнаружения ключей, которыми дважды зашифрован шифротекст, потребуется 2^{128} попыток.

Но при вскрытии с известным открытым текстом это не так. Меркл и Хеллман придумали способ обменять память на время, который позволяет вскрыть такую схему двойного шифрования за 2^{n+1} шифрований, а не за 2^{2n} . (Они использовали эту схему против *DES*, но результаты можно обобщить на все блочные алгоритмы.) Это вскрытие называется «встреча посередине», с одной стороны выполняется шифрование а с другой – дешифрирование, получившиеся посередине результаты сравниваются.

Для такого вскрытия нужен большой объем памяти: 2^n блоков. Для 56-битового ключа нужно хранить 2^{56} 64-битовых блоков, или 10^{17} байтов. Такой объем памяти пока еще трудно себе представить, но этого хватает, чтобы убедить самых параноидальных криптографов в том, что двойным шифрованием пользоваться не стоит.

При 128-битовом ключе для хранения промежуточных результатов потребуется 10^{39} байтов. Если предположить, что есть способ хранить бит информации, используя единственный атом алюминия устройство памяти, нужное для выполнения такого вскрытия, будет представлять собой алюминиевый куб с ребром, длиной 1 км. Кроме того, вам понадобится куда-то его поставить. Вскрытие «встреча посередине» кажется невозможным для ключей такого размера.

Утверждается, что «у этого режима нет никаких особых достоинств», к тому же он, по видимому, так же чувствителен ко вскрытию «встреча посередине» как и другие режимы двойного шифрования.

Тройное шифрование с двумя ключами. В более интересном методе, предложенном Тачменом, блок обрабатывается три раза с помощью двух ключей: первым ключом, вторым ключом и снова первым ключом. Он предлагает, чтобы отправитель сначала зашифровал первым ключом, затем дешифровал вторым, и окончательно

шифровал первым ключом. Получатель расшифровывает первым ключом, затем шифрует вторым и, наконец, дешифрирует первым.

Иногда такой режим называют шифрование-дешифрирование-шифрование (*encrypt-decrypt-encrypt*, *EDE*). Если блочный алгоритм использует n -битовый ключ, то длина ключа описанной схемы составляет $2n$ бит. Любопытный вариант схемы шифрование-дешифрирование-шифрование был разработан в *IBM* для совместимости с существующими реализациями алгоритма: задание двух одинаковых ключей эквивалентно одинарному шифрованию этим ключом.

Тройное шифрование с двумя ключами устойчиво, но Меркл и Хеллман разработали другой способ размена памяти на время, который позволяет взломать этот метод шифрования за 2^{n-1} действий, используя 2^n блоков памяти.

Понадобится 2^n времени и памяти, а также 2^m выбранных открытых текстов. Вскрытие не очень практично, но все же чувствительность к нему является слабостью алгоритма.

Тройное шифрование с тремя ключами. Если вы собираетесь использовать тройное шифрование, я рекомендую три различных ключа. Общая длина ключа больше, но хранение ключа обычно не является проблемой. Для наилучшего вскрытия с разменом памяти на время, которым является «встреча посередине», потребуется 2^{2n} действий и 2^n блоков памяти. Тройное шифрование с тремя независимыми ключами безопасно настолько, насколько на первый взгляд кажется безопасным двойное шифрование.

Тройное шифрование с минимальным ключом (ТЕМК). Существует безопасный способ использовать тройное шифрование с двумя ключами, противостоящий описанному вскрытию и называемый Тройным шифрованием с минимальным ключом (*Triple Encryption with Minimum Key*, ТЕМК). Фокус в том, чтобы получить три ключа из X_1 и X_2 . T_1 , T_2 и T_3 представляют собой константы, которые необязательно хранить в секрете. Эта схема гарантирует, что для любой конкретной пары ключей наилучшим будет вскрытие с известным открытым текстом.

Удвоение длины блока. В академическом сообществе давно спорят на тему, достаточна ли 64-битовая длина блока. С одной стороны 64-битовый блок обеспечивает диффузию открытого текста только в 8 байтах шифротекста. С другой стороны более длинный блок затрудняет безопасную маскировку структуры, кроме того, больше возможностей ошибиться. Существуют предложения удваивать длину блока алгоритма с помощью многократного. Прежде, чем реализовывать одно из них, оцените возможность вскрытия «встреча посередине». Схема Ричарда Аутбриджа не более безопасна, чем тройное шифрование с одинарным блоком и двумя ключами. Однако не рекомендуется использовать подобный прием. Он не быстрее

обычного тройного шифрования: для шифрования двух блоков данных все также нужно шесть шифрований. Характеристики обычного тройного шифрования известны, а за новыми конструкциями часто прорываются новые проблемы.

Отбеливание. Отбеливанием называется способ, при котором выполняется *XOR* части ключа с входом блочного алгоритма и *XOR* другой части ключа с выходом блочного алгоритма. Впервые этот метод был применен для варианта *DESX*, а затем (по-видимому, независимо) в *Khufu* и *Khafre*.

Смысл этих действий в том, чтобы помешать криптоаналитику получить пару «открытый текст/шифротекст» для лежащего в основе блочного алгоритма. Метод заставляет криптоаналитика угадывать не только ключ алгоритма, но и одно из значений отбеливания. Так как *XOR* выполняется и перед, и после блочного алгоритма, считается, что этот метод устойчив против вскрытия «встреча посередине».

Множественное последовательное использование блочных алгоритмов. Этот прием, иногда называемый последовательным использованием (каскадирование), можно распространить и на большее количество алгоритмов и ключей.

Пессимисты утверждали, что совместное использование двух алгоритмов не гарантирует повышения без опасности. Алгоритмы могут взаимодействовать каким-то хитрым способом, что на самом деле даже уменьшит. Даже тройное шифрование тремя различными алгоритмами может не быть настолько безопасным, насколько вам это кажется. Криптография – достаточно темное искусство, если вы не совсем понимаете, что делаете, то можете легко попасть в беду.

Действительность намного светлее. Упомянутые предостережения верны, только если различные ключи зависят друг от друга. Если все используемые ключи независимы, то сложность взлома последовательности алгоритмов по крайней мере не меньше, чем сложность взлома первого из применяемых алгоритмов. Если второй алгоритм чувствителен к вскрытию с выбранным открытым текстом, то первый алгоритм может облегчить это вскрытие и при последовательном использовании сделать второй алгоритм чувствительным к вскрытию с известным открытым текстом. Такое возможное облегчение вскрытия не ограничивается только алгоритмами шифрования: если вы позволите кому-то другому определить любой из алгоритмов, делающих что-то с вашим сообщением до шифрования, стоит удостовериться, что ваше шифрование устойчиво по отношению к вскрытию с выбранным открытым текстом.

Это можно сформулировать и иначе: При использовании вскрытия с выбранным открытым текстом последовательность шифров взломать не легче, чем любой из шифров последовательности. Ряд

результатов показал, что последовательное шифрование взломать по крайней мере не легче, чем самый сильный из шифров последовательности, но в основе этих результатов лежат некоторые несформулированные предположения. Только если алгоритмы коммутативны, как в случае каскадных потоковых шифров, надежность их последовательности не меньше, чем у сильнейшего из используемых алгоритмов.

Не стоит забывать, что ключи для каждого алгоритма последовательности должны быть независимыми. Если алгоритм А использует 64-битовый ключ, а алгоритм В - 128-битовый ключ, то получающаяся последовательность должна использовать 192-битовый ключ. При использовании зависимых ключей у пессимистов гораздо больше шансов оказаться правыми.

Выводы. Таким образом, в статье рассмотрены и проанализированы основные методы шифрования данных. По предварительным оценкам, наиболее оптимальными выбраны следующие криптографические алгоритмы: *RSA* и методы шифрования на основе эллиптических кривых над конечными полями, но данные нуждаются в дальнейшей экспериментальной проверке путем программной реализации на языке программирования высокого уровня и измерения скорости шифрования одинаковых пакетов данных различной длины и сложности.

Список литературы: 1. Алферов А.П., Зубов А.Ю., Кузьмин А.С., Черемушкин А.В. Основы криптографии. 2. Саломеа А. Криптография с открытым ключом: Пер. с англ. – М.: Мир, 1995. – 318 с., ил. 3. Ян С. Й. Криптоанализ RSA. – М.-Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Ижевский институт компьютерных исследований, 2011. – 312 с. 5. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. – М.: Триумф, 2002. – 816 с.

Поступила в редакцию 31.01.2011

А.С. ЖАГРОВ, к.т.н., доц. Запорожская государственная инженерная академия

С.И. КОНДРАШОВ, д.т.н., проф. НТУ «ХПИ»

В.Ю. ЛУЦЕНКО, к.т.н., доц. Запорожская государственная инженерная академия

Ю.С. ОСЕЛЕДЧИК, д.ф.-м.н., проф., Запорожская государственная инженерная академия

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ УСТАНОВЛЕНИЯ ТЕПЛООВОГО РАВНОВЕСИЯ МЕЖДУ ТЕРМОПАРОЙ И ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДОЙ

Запропоновано установку для досліджень нестационарних процесів установлення теплової рівноваги між термопарою і навколишнім середовищем, в якій реалізовано спосіб вимірювання термо-ЕРС при періодичному пропусканні електричного струму через спай термопар. Зареєстровано тепловий перехідний процес, обумовлений виділенням теплоти Пельтьє, і виявлено зв'язок між параметрами такого перехідного процесу і тепловими властивостями навколишнього середовища.

Installation for researches of non-stationary processes of an establishment of thermal balance between the thermocouple and an environment is offered. The method of measurement of thermo-EFM at periodic passing an electric current through the thermocouple is developed. Thermal transitive process caused by allocation of Peltier's heat is registered. Connection between parameters of such transient's processes and thermal properties of environments is established

Введение. Появление и развитие новых технологий сопровождается непрерывным совершенствованием технологического оборудования. Не является исключением и измерительные средства одного из наиболее распространенных технологических параметров – температуры. В последнее время во многих отраслях техники возрос интерес к вопросам исследования нестационарных процессов распространения тепла и изучения теплотехнических характеристик различных веществ, что вызывает потребность в быстродействующих высокоточных температурных сенсорах.[1] Применение термопар для решения этих задач в первую очередь ограничивается их невысокой температурной чувствительностью. В то же время простота этих датчиков, высокая надежность, малая тепловая инерционность, возможность измерения разности температур являются весомыми преимуществами применения термопар в ходе динамических измерений температуры и температурных полей.

Повышение точности измерения температуры с помощью термопары в первую очередь требует увеличения чувствительности измерительных схем и учета особенностей теплового взаимодействия термопары

с окружающей средой. [2] Снижение порога чувствительности термоэлектрических термометров представляется возможным за счет введение в состав измерительного канала коммутационных преобразователей. [3] Основными преимуществами таких преобразователей являются высокое значение коэффициента преобразования и возможность реализации многотактовых измерительных процессов, в ходе которых, за счет пропуска импульсного электрического тока через спаи термопары, формируются тепловые тестовые воздействия. [4] Выделение теплоты Пельтье в спаих термопары обуславливает появления разности в их температуре, о чем свидетельствует возникающая термо-ЭДС. Временная зависимость этой термо-ЭДС является следствием установления теплового равновесия и определяется как параметрами термопары, так и тепловыми свойствами окружающей среды.

Описание измерительной установки. В основе предлагаемой измерительной установки лежит одноканальный коммутационный преобразователь, тестовые испытания которого подтвердили возможность регистрации значения термо-ЭДС с ошибкой, не превышающей $\pm 150 \text{ нВ}$ при длительности одного измерения 20 мс. Блок-схема этой установки представлена на рис. 1.

Коммутационный преобразователь построен на базе трансформатора с тремя обмотками – Т1. Коммутационное преобразование постоянного сигнала термо-ЭДС происходит за два такта. В течение первого такта полевые транзисторы VT1 и VT2 замкнуты и в измерительном контуре протекает постоянный ток, обусловленный наличием термо-ЭДС. На втором такте ключи размыкаются, и происходит формирование короткого переходного импульса. Амплитуда первой полуволны этого сигнала в $\sim 10^3$ раз превышает значение действующей в измерительном контуре термо-ЭДС, что и объясняет повышение чувствительности измерительной схемы. Функционирование коммутационного преобразователя рассмотрено в [5,6].

Выходной сигнал коммутационного преобразователя после предварительного усиления подается на вход устройства выборки и хранения – УВХ, а затем на вход АЦП. Работой АЦП управляет микроконтроллер, который также обеспечивает передачу измерительной информации в ЭВМ.

В измерительной установке реализован нулевой метод измерения. Действующая в измерительном контуре термо-ЭДС, компенсируется падением напряжения на сопротивлении R_3 , которое создается за счет пропуска через него электрического тока от внешнего источника – ЦАП 2. Значение измеряемой термо-ЭДС, в этом случае, определяется расчетным путем.

При необходимости непосредственной оценки значения термо-ЭДС, последнее получается в результате аналого-цифрового преобразования. В этом режиме напряжение на сопротивлении R_4 ,

создаваемое за счет пропускания через него электрического тока от внешнего источника – ЦАП 1, используется в качестве калибровочного сигнала, что позволяет определять коэффициент преобразования измерительного и, следовательно, представлять результат аналого-цифрового преобразования уже в единицах напряжения (мкВ). С целью уменьшения влияния внешних сетевых наводок и повышения точности измерений в состав измерительной установки включен блок синхронизации, с помощью которого реализуется синхронизация измерительного процесс с частотой питающей сети.

Наличие в составе установки токового инвертора позволяет пропускать импульсы тока через спай термопары. Для уменьшения влияния дрейфа характеристик ключей и возникновения паразитных термо-ЭДС в контактах между проводниками коммутационный преобразователь размещался внутри термостата.

Измерение термо-ЭДС в режиме протекания через термопару внешнего электрического тока содержит два такта и составляет два периода синхронизирующей частоты (40 мс). На первом такте в течение первого периода синхронизирующей частоты через термопару пропускаются импульсы тока. В течение второго такта (второй период синхронизирующей частоты) токовые импульсы не пропускаются, в сигнальном контуре начинает протекать ток, обусловленный наличием только термо-ЭДС. При размыкании ключей – VT1, VT2 появляется выходной сигнал, который регистрируется с помощью АЦП, после чего процесс повторяется снова.

Процесс регистрации теплового переходного процесса состоит в следующем. В течение первых 256 периодов синхронизирующего сигнала через термопару пропускаются положительные однополярные импульсы тока (рис.2в). После каждого периода пропускания тока следует период измерения термо-ЭДС. Затем конфигурация токовых импульсов изменяется так, чтобы постоянная составляющая за период пропускания токовых импульсов равнялась нулю (рис. 2.б). Термопара при такой конфигурации токовых импульсов начинает приходить в состояние теплового равновесия. Этот токовый режим также занимает 256 периодов синхронизирующей частоты. В течение следующих 256 периодов синхронизирующей частоты через термопару пропускаются отрицательные однополярные импульсы (рис. 2.г). Спай, который первоначально нагревался, начинает охлаждаться, а спай, который охлаждался – нагреваться. Термо-ЭДС меняет знак. В течение следующих 256 периодов синхронизирующей частоты пропускается разнополярный ток (рис. 2.б) и термопара вновь приходит к тепловому равновесию, и т.д.

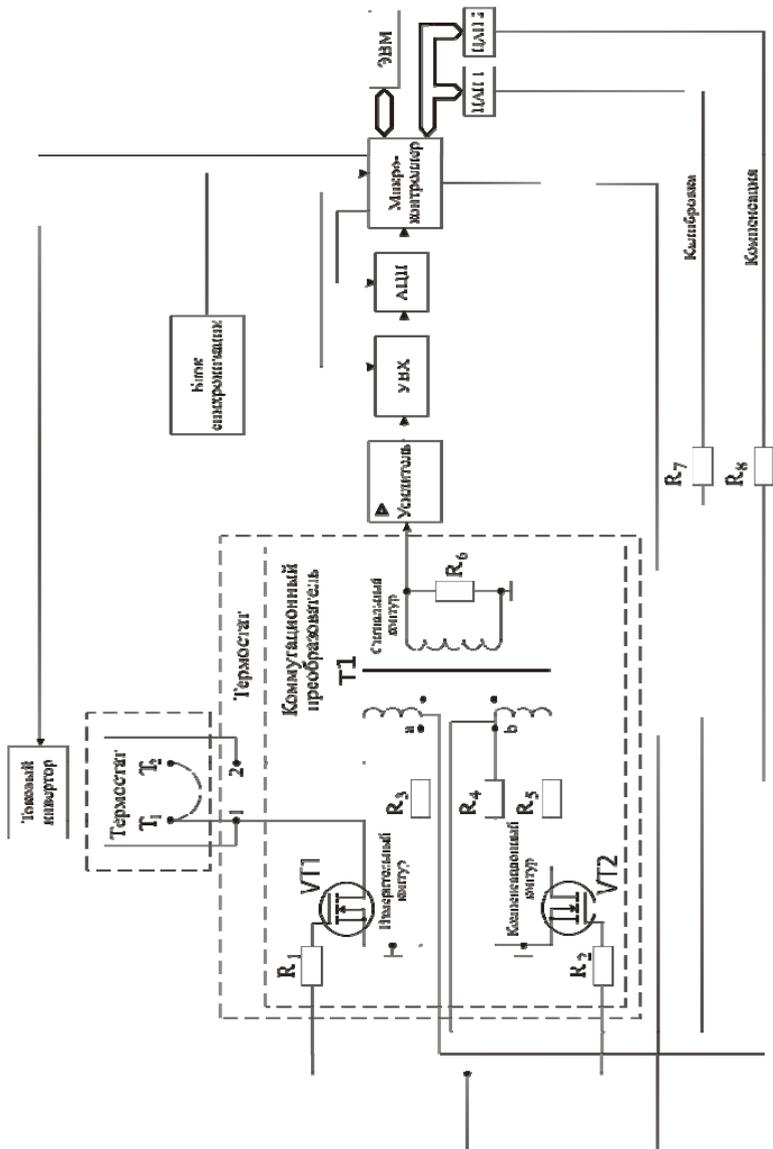


Рисунок 1. – Блок-схема измерительной установки

У такой методики эксперимента есть следующие преимущества.

1. В течение всего эксперимента количество выделяемой теплоты Джоуля не изменяется. Поэтому появляется возможность регистрации тепловых процессов, обусловленных только выделением теплоты Пельтье.

2. Процесс измерения носит периодический характер, что позволяет контролировать дрейф ноля во время всего эксперимента.

Последующая обработка и анализ подтвердили высокую степень воспроизводимости наблюдаемых переходных процессов. На рис. 3 представлен переходный процесс, зарегистрированный в воздухе, спирте и воде.

В эксперименте использовалась сварная термопара медь-константан с длиной константанового проводника 20мм и диаметром 1,4 мм, длина медных проводников составляла 300мм, а их диаметр – 0,8 мм. Такая конструкция термопары объясняется особенностями измерения: изначально спаи термопары должны находиться в одной и той же среде при одной и той же температуре.

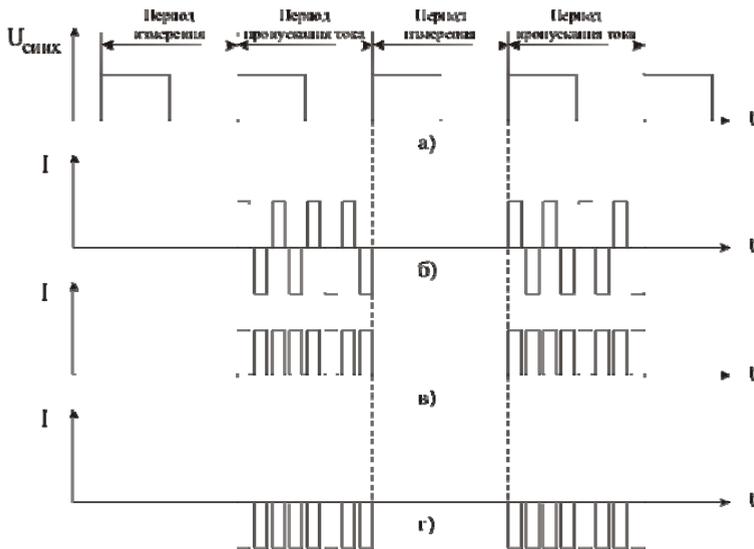


Рисунок 2 – Временные диаграммы импульсов тока через термопару

Термопара погружалась в сосуд с водой, спиртом или пустой сосуд, который в свою очередь располагался в закрытом термостате. Постоянная составляющая тока в режиме однополярных импульсов (серия из 8 однополярных импульсов) составляла 0,65А, при этом значение возникшей термо-ЭДС в воде составило порядка 22 мкВ, в спирте – 28 мкВ, в воздухе – 42 мкВ. При температурной чувствительности для медь-константановой термопары 40 мкВ/град разность температур спаев в воде составила 0,55 К, в спирте – 0,7 К, в воздухе – 1,05 К.

Рассмотрим только процесс, когда термопара приходит в тепловое равновесие с окружающей средой. Этот процесс можно нормировать, например, следующим образом. Каждое получаемое в эксперименте значение термо-ЭДС делится на площадь регистрируемого сигнала. Результатом такой нормировки является возможность сравнения параметров переходных процессов.

На рис. 4 представлены нормированные переходные процессы, полученные в воздухе, спирте и воде.

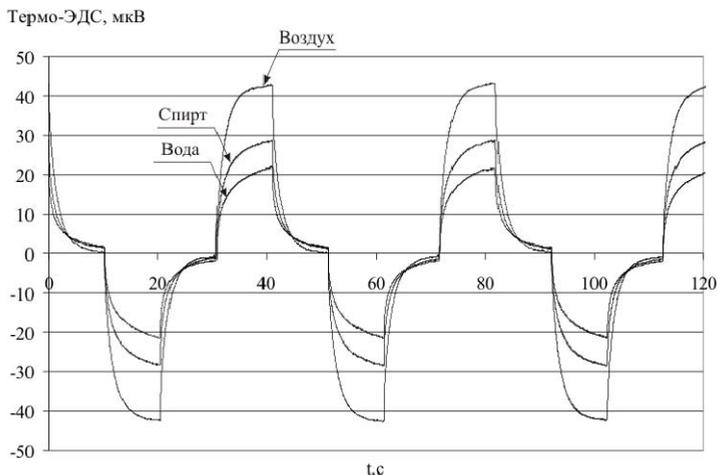


Рисунок 3 – Тепловой переходной процесс в воздухе, спирте и воде

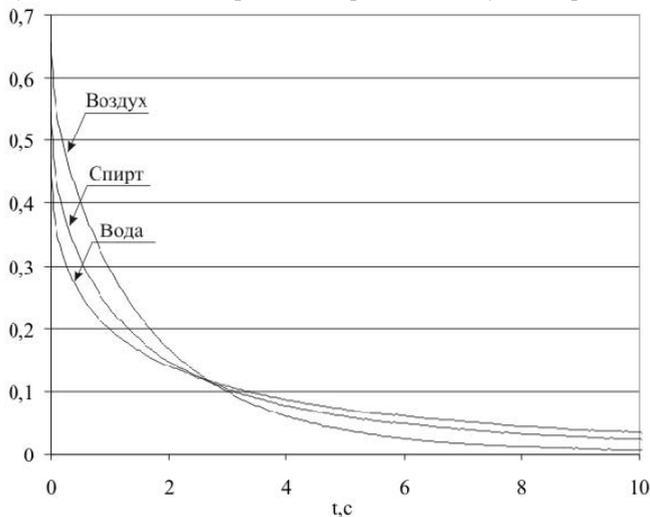


Рисунок 4 – Нормированные процессы установления теплового равновесия в воздухе, спирте и воде

Анализ нормированных переходных процессов позволяет сделать следующие выводы. Полученные переходные процессы не могут быть аппроксимированы одной экспоненциальной зависимостью. Удовлетворительная степень аппроксимации достигается при использовании двух, трех или более экспоненциальных составляющих. Отметим наличие определенной неоднозначности, которая присуща методам нелинейной регрессии, в том числе и экспоненциальной. В этой связи возникает потребность в модификации известных методов аппроксимации, поскольку установлена явная связь между тепловыми свойствами окружающей среды и амплитудой и длительностью переходного процесса.

Заключение. Изучение процессов установления теплового равновесия между датчиком и окружающей средой является одной из необходимых задач повышения точности измерений. В случае термопара такое изучение упрощается. Это связано с возможностью формирования тестовых тепловых импульсов с использованием теплоты Пельтье.

Разработанная измерительная установка позволяет производить периодические измерения термо-ЭДС в режиме протекания тока через термопару, что позволило произвести регистрацию тепловых переходных процессов, обусловленных выделением в спаях термопары теплоты Пельтье.

Предварительный анализ полученных переходных процессов подтвердил высокую степень их повторяемости, а, следовательно, и возможность использования разработанной измерительной установки и алгоритмов ее функционирования для определения теплотехнических характеристик различных сред и повышения точности температурных динамических измерений.

Список литературы: 1 Коротков П.А., Лондон Г.Е. Динамические контактные измерения тепловых величин. – Л.: Машиностроение, 1974. – 224с. 2 Канарчук В.Е., Деркачев О.В., Чигринец А.Д. Термометрическая диагностика машин. – К.: Вища шк. Головное изд-во, 1985. – 168с. 3 Патент 30068 UA, МПК G01K 7/2. Пристрій для вимірювання температури / Луценко В.Ю., Оселедчик Ю.С., Жагров А.С.; №200711373; Заяв. 15.10.07; Опубл. 11.02.08, Бюл. № 3. 4 Головка Д.Б., Скрипник Ю.О., Хімичева Г.І. Структурно-алгоритмічні методи підвищення точності вимірювання температури. – К.: ФАДА, ЛТД, 1999. – 206с. 5 Луценко В.Ю., Жагров А.С. Математическая модель датчика с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – Харків: ДНВО «Метрологія». – 2006г. – №3. – С.27-34. 6 А.С. Жагров, В.Ю. Луценко, Ю.С. Оселедчик. Экспериментальное исследование датчика температуры с коммутационным преобразованием термо-ЭДС// Украинский метрологический журнал. – Харків: ДНВО «Метрологія». – 2008г. – №4. – С.29-37.

Поступила в редколлегию 7.03.2011

А.В. ИВАШКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

М.В. СЛОБОДЯН, магистр НТУ «ХПИ»

К ВЫБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО ЦЕЛОЧИСЛЕННОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ СЖАТИЯ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

У статті розглянуті алгоритми стиснення сигналів та зображень на основі дискретних цілочисельних ортогональних перетворень. Проведено порівняльний аналіз методів стиснення. На основі експерименту висунуті пропозиції щодо обрання оптимального цілочисельного ортогонального перетворення.

Algorithms for the signals compression based on the integer valued orthogonal transforms are considered in article. Comparative analysis of the compression methods is worked out. Integer valued orthogonal transform selection have been carried out on the basis of experimental investigations.

Прогресс в области средств вычислительной техники и широкое распространение мультимедиа контента приводит к тому, что основная часть видеoinформации представляется в цифровом виде. Сжатие цифровых изображений важно как для увеличения скорости передачи информации по каналам связи, так и для ее эффективного хранения. Поэтому проблема улучшения алгоритмов сжатия достаточно актуальна.

Существует большое количество алгоритмов сжатия, основанных на дискретных ортогональных преобразованиях. Алгоритм сжатия цифровых изображений JPEG на сегодняшний день является фактическим стандартом, поддерживаемым многочисленными программными и аппаратными системами цифровой обработки, хранения и передачи изображений. Основой алгоритма JPEG является разбиение изображения на блоки, вычисление двумерного дискретного косинусного преобразования (ДКП) и оптимального двоичного кодирования коэффициентов преобразования.

Применение дискретных ортогональных преобразований объясняется возможностью концентрировать максимальную часть энергии исходного дискретного сигнала в минимальном количестве спектральных коэффициентов, что позволяет без существенного ущерба для последующего восстановления изображения обнулять малые по величине спектральные коэффициенты.

Таким образом, в результате сжатия по алгоритму JPEG или алгоритму, использующему иные ортогональные преобразования, некоторая часть информации теряется, но объем хранимого файла значительно сокращается по сравнению с исходным.

Вычисление прямого и обратного косинусного преобразования является одной из наиболее трудоемких и длительных процедур, выполняемых при сжатии и распаковке сигналов. Округление коэффициентов базисных матриц и неизбежное накопление ошибок округления промежуточных результатов могут приводить к существенным искажениям восстановленных изображений. С другой стороны, увеличение длины машинного слова приводит к усложнению аппаратной и программной реализации. Таким образом, эти процедуры в наибольшей степени нуждаются в оптимизации, позволяющей ускорить работу программного и аппаратного обеспечения, а также улучшить качество сжатия и распаковки.

Существует несколько путей повышения производительности алгоритмов сжатия. Основным является разложение матрицы преобразования на разреженные множители [1], [2], то есть применение быстрых дискретных преобразований. Кроме того, возможна оптимизация алгоритмов сжатия путем применения целочисленных преобразований, что позволяет упростить структуру процессоров, в частности, применять арифметику с фиксированной точкой. Аппроксимация коэффициентов матрицы, обеспечивающая приведение ее к целочисленному виду, позволяет избавиться от длительных операций с плавающей точкой, а также от ресурсоемкой операции умножения, путем замены ее сложениями и сдвигами.

Разработано значительное количество алгоритмов построения матриц целочисленных преобразований. Все они отличаются условиями, налагаемыми на структуру матрицы, вид и разрядность коэффициентов.

Опишем один из вариантов нахождения матрицы целочисленного преобразования [3].

ДКП можно найти по следующей формуле:

$$T_{16}(i, j) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{16}}, & i = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{16}} \cos \left[\frac{i(j+0,5)\pi}{16} \right], & 1 \leq i \leq 15, \end{cases} \quad (1)$$

Перепишем матрицу ДКП в следующем виде:

$$T = [k_0 J_0, k_1 J_1, k_2 J_2, k_3 J_3, k_4 J_4, k_5 J_5, k_6 J_6, k_7 J_7, k_8 J_8, k_9 J_9, k_{10} J_{10}, k_{11} J_{11}, k_{12} J_{12}, k_{13} J_{13}, k_{14} J_{14}, k_{15} J_{15}] \quad (2)$$

где J_i — i -й базисный вектор, k_i —константа масштабирования, такая что $|k_i \cdot J_i| = 1$.

На рисунке 1 представлена базисная матрица J :

i	J_i															
0	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	l	
1	a	b	c	d	e	f	g	h	$-h$	$-g$	$-f$	$-e$	$-d$	$-c$	$-b$	$-a$
2	i	j	k	l	$-l$	$-k$	$-j$	$-i$	$-i$	$-j$	$-k$	$-l$	l	k	j	i
3	b	e	h	$-f$	$-c$	$-a$	$-d$	$-g$	g	d	a	c	f	$-h$	$-e$	$-b$
4	m	n	$-n$	$-m$	$-m$	$-n$	n	m	m	n	$-n$	$-m$	$-m$	$-n$	n	m
5	c	h	$-d$	$-b$	$-g$	e	a	f	$-f$	$-a$	$-e$	g	b	d	$-h$	$-c$
6	j	$-l$	$-i$	$-k$	k	i	l	$-j$	$-j$	l	i	k	$-k$	$-i$	$-l$	j
7	d	$-f$	$-b$	$-h$	a	g	$-c$	$-e$	e	c	$-g$	$-a$	h	b	f	$-d$
8	l	$-l$	$-l$	l	l	$-l$	$-l$	l	l	$-l$	$-l$	l	l	$-l$	$-l$	l
9	e	$-c$	$-g$	a	$-h$	$-b$	f	d	$-d$	$-f$	b	h	$-a$	g	c	$-e$
10	k	$-i$	l	j	$-j$	$-l$	i	$-k$	$-k$	i	$-l$	$-j$	j	l	$-i$	k
11	f	$-a$	e	g	$-b$	d	h	$-c$	c	$-h$	$-d$	b	$-g$	$-e$	a	$-f$
12	n	$-m$	m	$-n$	$-n$	m	$-m$	n	n	$-m$	m	$-n$	$-n$	m	$-m$	n
13	g	$-d$	a	$-c$	f	h	$-e$	b	$-b$	e	$-h$	$-f$	c	$-a$	d	$-g$
14	l	$-k$	j	$-i$	i	$-j$	k	$-l$	$-l$	k	$-j$	i	$-i$	j	$-k$	l
15	h	$-g$	f	$-e$	d	$-c$	b	$-a$	a	$-b$	c	$-d$	e	$-f$	g	$-h$

Рисунок 1 – Базисная матрица J

Чтобы матрица преобразования была ортогональной, коэффициенты должны удовлетворять следующему условию:

$$\begin{aligned}
 bc + cf - df - bg - eg - eh + di - hi &= 0, \\
 bd - ce - de + fg + bh - fh + ci + gi &= 0, \\
 -cd + be + bf - eg - dh + gh + ei - fi &= 0 \\
 jk - jl - km - lm &= 0, \\
 a \geq b \geq c \geq d \geq e \geq f \geq g \geq h, \\
 i \geq j \geq h \geq k \geq l, \quad m \geq n,
 \end{aligned} \tag{3}$$

где $a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l, m, n$ – целые числа.

Путем перебора различных вариантов были найдены оптимальные наборы коэффициентов, обеспечивающие приемлемое качество сжатия.

Свойство целочисленности устраняет вещественные операции умножения и сложения. Свойство ортогональности гарантирует то, что обратное целочисленное косинусное преобразование имеет ту же структуру, что и прямое. Следует обратить внимание на то, что матрица преобразования должна быть ортогональной, но не обязательно ортонормированной. Однако любая ортогональная матрица может быть сделана ортонормированной путем ее умножения на соответствующую диагональную матрицу.

Размерность преобразования может быть легко повышена. Матрица порядка $2n$ может быть сгенерирована следующим образом:

Первые n базисных векторов матрицы $T_{2n}(i, j)$:

$$T_{2n}(i, 2j) = T_n(i, j), \quad (4)$$

$$T_{2n}(i, 2j+1) = T_n(i, j), \text{ для } j \in [0, n-1],$$

Последние n базисных векторов матрицы $T_{2n}(i, j)$:

$$T_{2n}(i+n, 2j) = T_n(i, j), \quad (5)$$

$$T_{2n}(i+n, 2j+1) = -T_n(i, j), \text{ для } j \in \{0, 2, 4, n-2\},$$

$$T_{2n}(i+n, 2j) = -T_n(i, j), \quad (6)$$

$$T_{2n}(i+n, 2j+1) = T_n(i, j), \text{ для } j \in \{1, 3, 5, n-1\}.$$

Сходным образом было получено целочисленное преобразование Чама [4], несколько отличающееся условиями нахождения коэффициентов.

Проведем оценку вычислительных затрат, а также эффективности работы предложенных алгоритмов целочисленных преобразований для сжатия и восстановления цифровых изображений. Базой для сравнения будем считать округленную до ближайшего целого числа матрицу ДКП. На рисунке 2 представлено сравнение работы алгоритма ДКП с двумя целочисленными преобразованиями, где DST-дискретное косинусное преобразование, ICT1 – целочисленное преобразование, матрица которого рассмотрена в [4], ICT2 – целочисленное преобразование [3]. Отдельно рассмотрены случаи различного количества бит, отводимых для кодирования коэффициентов.

Анализ рисунка 2 показывает, что применение целочисленных ортогональных преобразований эффективно при разрядности коэффициентов шесть бит и менее. При этом преобразование [4] более эффективно по сравнению с преобразованием [3]. При разрядности восемь бит и более целесообразно применять обычное ДКП.

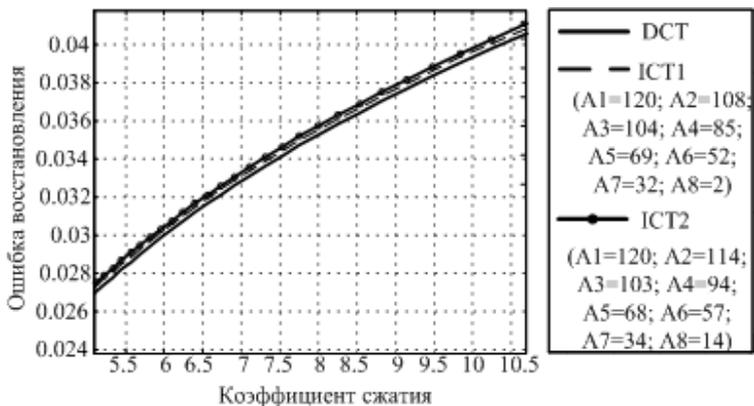


Рисунок 2а – Размерность коэффициентов 6 бит

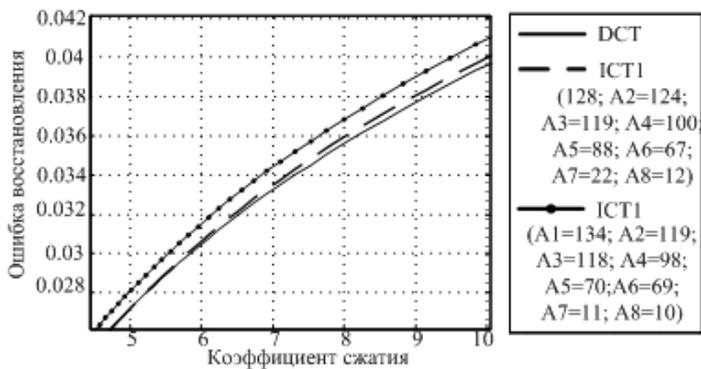


Рисунок 2б – Размерность коэффициентов 7 бит

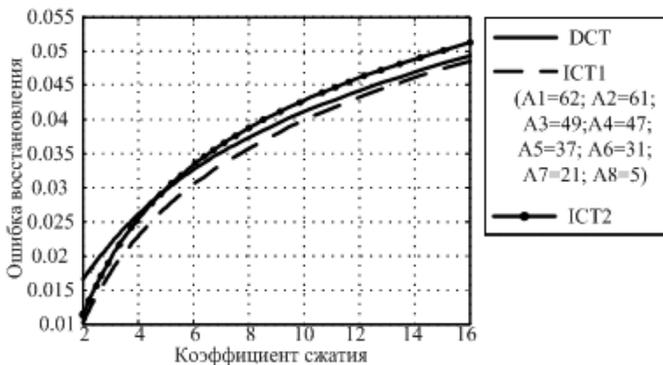


Рисунок 2в – Размерность коэффициентов 8 бит

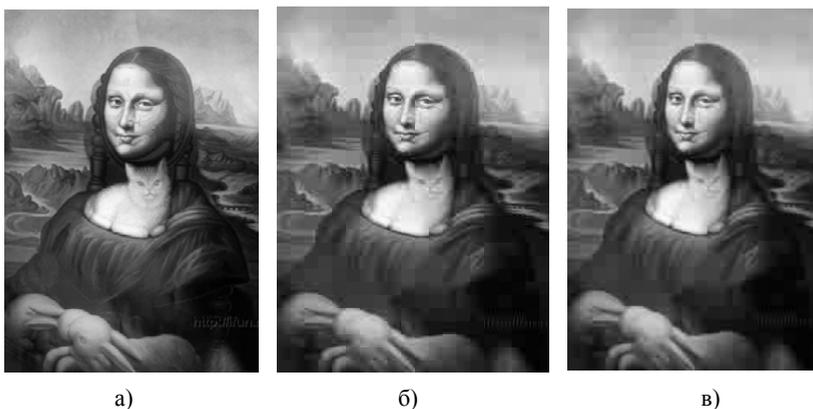


Рисунок 3 – Сравнительные результаты сжатия изображений различными методами экспериментального исследования

На рисунке 3 представлены сравнительные результаты сжатия изображений различными методами экспериментального исследования – исходное изображение формата JPEG. На рис. 3б представлено изображение после применения стандартного ДКП, а на рисунке 3в – целочисленного преобразования. Обратим внимание, что нет заметного различия в качестве рисунков 3б и 3в, в то время как первый метод требует больших временных и аппаратных затрат.

Таким образом, аппроксимация коэффициентов матрицы преобразования существенно не влияет на качество восстановленного изображения, однако обеспечивает уменьшение вычислительных затрат. При этом повышение разрядности коэффициентов свыше семи бит не дает ощутимого положительного эффекта. Вполне достаточно ограничиться размерностью шесть бит.

Данные алгоритмы совместимы с любым методом сжатия изображений, имеющим в своей основе дискретное косинусное преобразование (JPEG, MPEG), поэтому могут быть использованы для быстрой распаковки уже имеющихся сжатых изображений или видеопоследовательностей.

В качестве направления дальнейших исследований перспективным представляется разработка алгоритмов вейвлет-преобразования с целочисленными коэффициентами, а также анализ устройств сжатия на сигнальных процессорах и ПЛИС.

Список литературы: 1. Умняшкин С.В. Псевдокосинусное преобразование для сжатия дискретных сигналов / Информационные технологии и проблемы микроэлектроники. Сб. науч. тр. – М.: МИЭТ. – 1999. – с.158 – 170. 2. Ю.Б. Буркатовская, М.А. Карагодин, А.Н. Осокин Двумерные дискретные преобразования в алгоритмах сжатия видеопоследовательностей – Томск.: Известия Томского политехнического университета, 2006, т.309, № 2, с.17-22. 3. Dong J., Ngan K.N., Cham W.K. 2-D Order-16 Integer Transforms for HD Video Coding. - IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2009. - Vol: 19 , № 9, pp.1462-1474. 4. Fong C.K., Cham W.K. Simple order-16 Integer Transform for video coding. In: Proc. of 2010 IEEE 17th International Conference on Image Processing. - pp.: 161-164.

Поступила в редакцию 10.03.2011

І.І. КАМБАЄВ, магістр, НТУ «ХП»

В.М. БАЛЄВ, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХП»

ВИБІР ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЧА ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖИ

Рассмотрено современные измерители показателей качества электрической энергии, предложено разработать более дешевые средства, для контроля нескольких параметров, с использованием микропроцессорной техники, и современных информационных технологий.

It is considered modern measuring devices of indexes of quality of electric energy, it is suggested to work out more cheap facilities, for control of a few parameters, with the use of microprocessor technique, and modern information technologies.

Сьогодні неможливо уявити без використання електроенергії. Електроенергія необхідна в усіх сферах життя, вона використовується як на виробництві, так і в побуті. Без неї неможливе існування жодного заводу, фабрики чи іншого об'єкта промисловості будь-якої держави. Електроенергія здатна задовольнити майже всі потреби людства. Дійсно, вона може дати світло, тепло, зв'язок. Дозволить приготувати їжу, довідатися останні новини й послухати улюблену музику, сховатися від спеки в кондиційованому приміщенні та скосити траву на галявині перед будинком.

Перед тим як потрапити до споживача, електроенергія проходить декілька етапів:

- 1) виробництво (АЕС, ТЕС, ГЕС, вітрові та інші електростанції);
- 2) передача (ЛЕП, кабельні лінії);
- 3) розподіл (понижуючі трансформатори).

Передусім електроенергія – це товар, характеристики якого необхідно контролювати. Важливими контрольованими параметрами можна вважати такі показники якості електричної енергії [1]:

- відхилення напруги ;
- розмах зміни напруги ;
- коефіцієнт несинусоїдальності кривої напруги ;
- коефіцієнт *n*-ої складової гармоніки напруги ;
- коефіцієнт несиметрії напруг по зворотній послідовності ;
- коефіцієнт несиметрії напруг по нульовій послідовності ;
- відхилення частоти ;
- тривалість провалу напруги ;
- імпульсна напруга ;
- коефіцієнт тимчасової перенапруги.

Будь-який користувач потребує простих, надійних а головне недорогих засобів вимірювання для контролю цих параметрів. Зараз

існує безліч засобів вимірювання: вимірювальні перетворювачі, які засновані на різних фізичних явищах і здійснюють перетворення практично будь-яких фізичних величин в електричні сигнали, зокрема дискретні; цифрові засоби вимірювань – прилади з цифровим відліком і реєстрацією; автоматичні інформаційно-вимірювальні системи, що дозволяють проводити вимірювання багатьох величин у великому числі пунктів з логічними пристроями для обробки результатів вимірювань, та ін. [2].

Характеристики декількох приладів для вимірювання параметрів електричних мереж наведених в таблиці 1 [3].

Одним з головним недоліків цих пристроїв для пересічного споживача є висока ціна. Однак сучасні люди широко використовують обчислювальну техніку (комп'ютери), що може дозволити суттєво зменшити вартість приладу, зробивши його у вигляді приставки (матеріальна частина) до комп'ютера (віртуальна частина), використовуючи ресурси комп'ютера для відображення результатів вимірювання, вибору вимірюваного параметру та ін.

Для побудови вимірювача якості електроенергії пропонується структурна схема, зображена на рисунку 1, на базі мікроконтролера, наприклад AVR [4], яка має інтерфейс для підключення до комп'ютера.

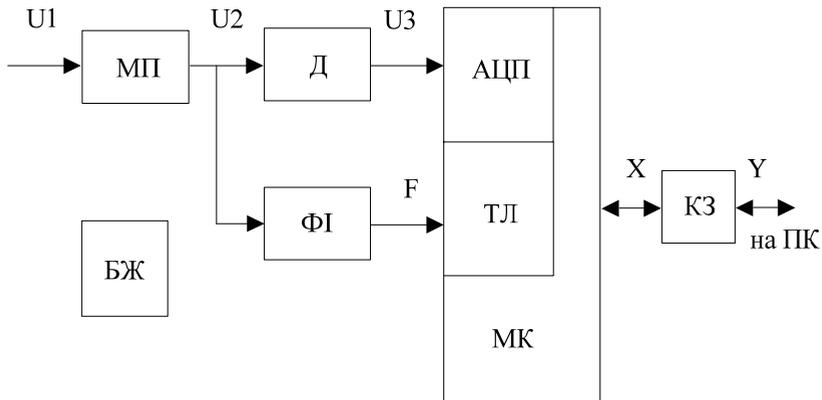


Рисунок 1 – Структурна схема вимірювача

На схемі використані такі скорочення: МП – масштабуючий перетворювач, змінює величину вхідної напруги; Д – детектор середньовипрямлених значень, перетворює змінну напругу в постійну; АЦП – аналогово-цифровий перетворювач, перетворює постійну напругу в кодовий сигнал; МК – мікроконтролер; ФІ – формувач імпульсів, формує із синусоїдальної напруги прямокутні імпульси; ТЛ – таймер/лічильник, використовується для відліку часових інтервалів;

БЖ – блок живлення, призначений для живлення елементів вимірювача; КЗ – контролер зв'язку, забезпечує системне застосування даного приладу.

Таблиця 1 – Характеристики приладів для вимірювання параметрів електричних мереж

Характеристики	Параметри	Значення		
		МІ 2292	ПКК-57	АКЭ-824
Напруга	Діапазон вимірювань	10...550 В	0...460 В	0,1...600 В, 1...1000 В
	Роздільна здатність	0,1 В.	0,1 В	0,1 В
Провали напруги	Діапазон вимірювань	5...70 В 10...130 В 20...300 В 0...550 В	15...310 В; 310...600 В	2...600 В 2...1000 В
	Роздільна здатність	0,1 В	0,2 В / 0,4 В	0,2 В
Коеф потужності (Pfi, Pfc), COS Ф	Діапазон вимірювань	0,0...0,39/ 0,4...1,00	0,20/0,50/0,80	0,20...0,50/ 0,50...0,80/ 0,80...1,00
	Роздільна здатність	0,01	0,01	0,01
Гармоніки (напруга та струм)	Діапазон вимірювань	Від DC (0) до 63-ї гармоніки	Від 0 (DC) до 49-ї гармоніки	Від DC (0) до 49-ї гармоніки
	Інтервал реєстрації	160 мс (8 періодів f 50 Гц)	–	–
	Коефіцієнт гармонічних викривлень (THD)	2-100%	0...99,9 %	–
	Роздільна здатність	0,1 В/ 0,1 А	0,1 В/ 0,1 А	0,1 В/ 0,1 А
Додаткові можливості	Аналіз форми сигналу (cos ф, F, Pfi, THD, пік-фактор)	128 відліків за період	–	5 мкс...2,5мс
	Аналіз швидкоплинних процесів	по 10 періодам в режимі спостереження, 7812 в режимі реєстратора	–	5 мкс...2,5мс
Частота	Основна гармоніка	43 – 68 Гц	47,0...63,6 Гц	42,5 – 69 Гц
	Роздільна здатність	0,01 Гц	0,1 Гц	0,1 Гц
Загальні дані	Розрядність АЦП	14 розрядів, 128 відліків за період частоти 45-65 Гц	16 розрядів, 256 відліків	16 - розрядів, 256 відліків за період частоти 50 Гц

Зменшення вартості такого приладу головним чином досягається за рахунок меншої функціональності (кількості контрольованих характеристик), порівняно зі спеціалізованими приладами і відсутності відлікового пристрою, блоку керування, а можливо й блока живлення, якщо є можливість отримати живлення від інтерфейсів комп'ютера, наприклад від USB. Але такий підхід потребує розробки спеціального програмного забезпечення, яке буде встановлюватися на комп'ютера для забезпечення відображення результатів вимірювань, архівування даних, зміни режимів роботи.

Таке програмне забезпечення можливо достатньо швидко розробити з використанням середовища програмування LABVIEW фірми National Instruments. При такому підході можливі два варіанти роботи: збір даних виконує матеріальна частина, а обробку та візуалізацію матеріальна частина, або збір і обробку даних виконує матеріальна частина, а візуалізацію віртуальна. Перший підхід вважається більш доцільним, бо дозволяє суттєво зменшити вимоги до швидкодії та обчислювальної потужності мікро контролера, а отже використати дешевший процесор.

Аналіз показників якості електричної енергії доцільно проводити з використанням мінімальної кількості перетворювачів, з метою недопущення додаткового спотворення дійсних характеристик сигналів через не ідеальність перетворювачів. Це потребує додаткових заходів з гальванічної ізоляції вимірювальної підсистеми від комп'ютера при обміні даними.

В процесі виконання дослідницької магістра роботи планується розробка і реалізація даного вимірювача, дослідження його характеристик, з'ясування джерел його похибок та розробка програми роботи матеріальної частини вимірювача на мові високого рівня, а віртуальної з використанням графічної мови програмування G в середовищі LABVIEW.

Список літератури: 1. ГОСТ 13109-97 Норми якості електричної енергії в системах електропостачання загального призначення. 2. *Чинков В.М.* Цифрові вимірювальні прилади: навчальний посібник. – Харків: НТУ «ХП», 2008. – 508 с. 3. Матеріали сайту www.baz-alt.ru 4. *Голубцов М.С.* Микроконтроллеры AVR: от простого к сложному.– М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 288 с

Надійшла в редакцію 30.11.10

А.П. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, зав. кафедры НТУ «ХПИ»
А.С. ДАЦЬКО, магистр НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ШИФРОВАНИЯ ДАННЫХ С ОТКРЫТЫМ КЛЮЧОМ

Розглянуто основи шифрування даних з відкритим ключем. Проаналізовано найбільш популярні алгоритми та визначено їх переваги і недоліки. Відібрані найбільш оптимальні та універсальні алгоритми для подальшого дослідження шляхом програмної реалізації на мові високого рівня та проведення низки експериментів з потоками даних різної довжини та складності.

A base data encryption with a public key. Analyzed the most popular algorithms and defines their advantages and disadvantages. Selected the most optimal and universal algorithms for further investigation by the software implementation of high-level language and a series of experiments with data streams of varying length and complexity.

Постановка проблеми. Задача защиты информации от искажения и от несанкционированного доступа давно является одной из самых основных при передаче любых данных. На данный момент существует достаточно большое количество алгоритмов позволяющих защитить информацию, но практически не существует достаточно полноценной картины их сравнения и как следствие достаточно трудно правильно подобрать алгоритм для каждой новой задачи.

Анализ литературы. В [1] приведены основы и предпосылки шифрования информации. В работе [2] описаны основы шифрования информации с использованием односторонних обработки данных. Работа [3] описывает основы шифрования с использованием эллиптических кривых. В [4] приведен криптографический анализ практически самого первого и самого распространенного асимметричного алгоритма шифрования – RSA. В работе [5] приведены примеры программной реализации различных алгоритмов на языке высокого уровня С.

Цель статьи – проанализировать существующие алгоритмы шифрования данных с открытым ключом.

Основа криптографии с открытым ключом. Идея криптографии с открытым ключом очень тесно связана с идеей односторонних функций, то есть таких функций $f(x)$, что по известному x довольно просто найти значение $f(x)$, тогда как определение x из $f(x)$ сложно в смысле теории. Но сама односторонняя функция бесполезна в применении: ею можно зашифровать сообщение, но расшифровать нельзя. Поэтому криптография с открытым ключом использует односторонние функции с лазейкой. Лазейка – это некий секрет, который помогает расшифровать. То есть существует такой y , что зная $f(x)$ и y , можно вычислить x . К примеру, если разобрать часы на множество составных частей, то очень сложно собрать

вновь работающие часы. Но если есть инструкция по сборке (лазейка), то можно легко решить эту проблему.

Основные принципы построения криптосистем с открытым ключом. Начинаем с трудной задачи P . Она должна решаться сложно в смысле теории: не должно быть алгоритма, с помощью которого можно было бы перебрать все варианты решения задачи P за полиномиальное время относительно размера задачи. Более правильно сказать: не должно быть известного полиномиального алгоритма, решающего данную задачу – так как ни для одной задачи еще пока не доказано, что для нее подходящего алгоритма нет в принципе. Можно выделить легкую подзадачу P' из P . Она должна решаться за полиномиальное время, лучше, если за линейное. «Перетасовываем и взбалтываем» P' , чтобы получить задачу P'' , совершенно не похожую на первоначальную. Задача P'' , по крайней мере, должна выглядеть как оригинальная труднорешаемая задача P . P'' открывается с описанием, как она может быть использована в роли ключа зашифрования. Как из P'' получить P' , держится в секрете как секретная лазейка. Криптосистема организована так, что алгоритмы расшифрования для легального пользователя и криптоаналитика существенно различны. В то время как второй решает P'' задачу, первый использует секретную лазейку и решает P' задачу.

Большинство криптосистем с открытым ключом основаны на проблеме факторизации больших чисел. К примеру, *RSA* использует в качестве открытого ключа n произведение двух больших чисел. Сложность взлома такого алгоритма состоит в трудности разложения числа n на множители. Но эту задачу решить реально. И с каждым годом процесс разложения становится все быстрее. Также задачу разложения потенциально можно решить с помощью Алгоритма Шора при использовании достаточно мощного квантового компьютера. Для многих методов несимметричного шифрования криптостойкость, полученная в результате криптоанализа, существенно отличается от величин, заявляемых разработчиками алгоритмов на основании теоретических оценок. Поэтому во многих странах вопрос применения алгоритмов шифрования данных находится в поле законодательного регулирования.

***RSA*.** Это буквенная аббревиатура от фамилий *Rivest*, *Shamir* и *Adleman*. *RSA* – криптографический алгоритм с открытым ключом. *RSA* стал первым алгоритмом такого типа, пригодным и для шифрования, и для цифровой подписи. Алгоритм используется в большом числе криптографических приложений. Безопасность *RSA* основана на трудности разложения на множители больших чисел. Открытый и закрытый ключи являются функциями двух больших (100 – 200 разрядов или даже больше) простых чисел. Предполагается, что восстановление открытого текста по шифротексту и открытому ключу эквивалентно разложению на множители двух больших чисел. Для генерации двух ключей используются два больших случайных простых числа p и q .

Для максимальной безопасности выбирайте p и q равной длины. Рассчитывается произведение (1).

$$n = p * q. \quad (1)$$

Затем случайным образом выбирается ключ шифрования e , такой что e и $(p-1)(q-1)$ являются взаимно простыми числами. Наконец расширенный алгоритм Эвклида используется для вычисления ключа дешифрирования d , такого что:

$$ed = 1 \pmod{(p-1)(q-1)}. \quad (2)$$

Другими словами:

$$d = e^{-1} \pmod{(p-1)(q-1)}. \quad (3)$$

Заметим, что d и n также взаимно простые числа. Числа e и n – это открытый ключ, а число d – закрытый. Два простых числа p и q больше не нужны. Они должны быть отброшены, но не должны быть раскрыты. Для шифрования сообщения m оно сначала разбивается на цифровые блоки, меньшие n (для двоичных данных выбирается самая большая степень числа 2, меньшая n). То есть, если p и q – 100-разрядные простые числа, то n будет содержать около 200 разрядов, и каждый блок сообщения m_i должен быть около 200 разрядов в длину. Если нужно зашифровать фиксированное число блоков, их можно дополнить несколькими нулями слева, чтобы гарантировать, что блоки всегда будут меньше n . Зашифрованное сообщение c будет состоять из блоков c_i той же самой длины. Формула шифрования выглядит так:

$$c_i = m_i^e \pmod n \quad (4)$$

Для расшифровки сообщения берется каждый зашифрованный блок c_i и вычисляется (5).

$$m_i = c_i^d \pmod n \quad (5)$$

Так как

$$c_i^d = \left(m_i^e\right)^d = m_i^{ed} = m_i^{k(p-1)(q-1)+1} = m_i \cdot m_i^{k(p-1)(q-1)} = m_i \times 1 = m_i \quad (6)$$

Формула (6) восстанавливает сообщение.

Схема Рабина-Вильямса. Безопасность схемы Рабина (Rabin) опирается на сложность поиска квадратных корней по модулю составного числа. Эта проблема аналогична разложению на множители. Вот одна из реализаций этой схемы.

Сначала выбираются два простых числа p и q , конгруэнтных $3 \pmod 4$. Эти простые числа являются закрытым ключом, а их произведение (1) – открытым ключом. Для шифрования сообщения M (M должно быть меньше n), просто вычисляется

$$C = M^2 \pmod n. \quad (7)$$

Дешифрирование сообщения также несложно, но немного скучнее. Так как получатель знает p и q , он может решить две конгруэнтности с помощью китайской теоремы об остатках. Вычисляется (8)–(11)

$$m_1 = C^{(p+1)/4} \bmod p; \quad (8)$$

$$m_2 = \left(p - C^{(p+1)/4} \right) \bmod p; \quad (9)$$

$$m_3 = C^{(q+1)/4} \bmod q; \quad (10)$$

$$m_4 = \left(q - C^{(q+1)/4} \right) \bmod q. \quad (11)$$

Затем выбирается целые числа

$$a = q (q^{-1} \bmod p); \quad (12)$$

$$b = p (p^{-1} \bmod q). \quad (13)$$

Четырьмя возможными решениями являются:

$$M_1 = (am_1 + bm_3) \bmod n, \quad (14)$$

$$M_2 = (am_1 + bm_4) \bmod n, \quad (15)$$

$$M_3 = (am_2 + bm_3) \bmod n, \quad (16)$$

$$M_4 = (am_2 + bm_4) \bmod n. \quad (17)$$

Один из четырех результатов M_1 , M_2 , M_3 и M_4 , равно M . Если сообщение написано по английски, выбрать правильное M , нетрудно. С другой стороны, если сообщение является потоком случайных битов (скажем, для генерации ключей или цифровой подписи), способа определить, какое M , – правильное, нет. Одним из способов решить эту проблему служит добавление к сообщению перед шифрованием известного заголовка.

Впоследствии Вильямс улучшил эту схему. Вместо возведения в квадрат открытого текста сообщения, возведите его в третью степени. Большие простые числа должны быть конгруэнтны 1 по модулю 3, иначе открытый и закрытый ключи окажутся одинаковыми. Даже лучше, существует только одна уникальная расшифровка каждого шифрования.

Преимущество схем Рабина и Вильямса перед RSA в том, что доказано, что они также безопасны, как и разложение на множители. Однако перед вскрытием с выбранным шифротекстом они совершенно беззащитны. Если вы собираетесь использовать эти схемы для случаев, когда взломщик может выполнить такое вскрытие (например, алгоритм цифровой подписи, когда взломщик может выбирать подписываемые сообщения), не забывайте использовать перед подписанием однонаправленную хэш-функцию.

Рабин предложил другой способ защититься от такого вскрытия: к каждому сообщению перед хэшированием и подписанием добавляется уникальная случайная строка. К несчастью, после добавления однонаправленной хэш-функцией тот факт, что система столь же безопасна, как и разложение на множители, больше не является доказанным. Хотя с практической точки зрения добавление хэширования не может ослабить систему.

Схема ElGamal. Ее можно использовать как для цифровых подписей, так и для шифрования, его безопасность основана на трудности вычисления дискретных логарифмов в конечном поле.

Для генерации пары ключей сначала выбирается простое число p и два случайных числа, g и x , оба эти числа должны быть меньше p . Затем вычисляется

$$y = g^x \bmod p. \quad (16)$$

Открытым ключом являются y , g и p . И g , и p можно сделать общими для группы пользователей. Закрытым ключом является x .

Схема McEliece. В 1978 году Роберт МакЭлис разработал криптосистему с открытыми ключами на основе теории алгебраического кодирования. Этот алгоритм использует существование определенного класса исправляющих ошибки кодов, называемых кодами Гоппа. Он предлагал создать код Гоппа и замаскировать его как обычный линейный код. Существует быстрый алгоритм декодирования кодов Гоппа, но общая проблема найти слово кода по данному весу в линейном двоичном коде является NP-полной. Ниже приведен только краткий обзор.

Пусть $dH(x,y)$ обозначает расстояние Хэмминга между x и y . Числа n , k и t служат параметрами системы.

Закрытый ключ состоит из трех частей: G' – это матрица генерации кода Гоппа, исправляющего t ошибок. P – это матрица перестановок размером $n*n$. S – это *nonsingular* матрица размером $k*k$. Открытым ключом служит матрица G размером $k*n$.

$$G = SG'P \quad (17)$$

Открытый текст сообщений представляет собой строку k битов в виде k -элементного вектора над полем $GF(2)$.

Для шифрования сообщения случайным образом выбирается n -элементный вектор z над полем $GF(2)$, для которого расстояние Хэмминга меньше или равно t .

$$c = mG + z \quad (18)$$

Для дешифрирования сообщения сначала вычисляется $c' = cP^{-1}$. Затем с помощью декодирующего алгоритма для кодов Гоппа находится m' , для которого $dH(m'G, c')$ меньше или равно t . Наконец вычисляется $m = m'S^{-1}$.

В своей оригинальной работе МакЭлис предложил значения $n = 1024$, $t = 50$ и $k = 524$. Это минимальные значения, требуемые для безопасности.

Хотя этот алгоритм был одним из первых алгоритмов с открытыми ключами, и вне появлялось публикаций о его успешном криптоаналитическом вскрытии, он не получил широкого признания в криптографическом сообществе. Схема на два-три порядка быстрее, чем *RSA*, но у нее есть ряд недостатков. Открытый ключ огромен: 2^{19} битов. Сильно увеличивается объем данных – шифротекст в два раза длиннее открытого текста.

Ни одна из попыток криптоанализа не достигла успеха для общего случая, хотя сходство между алгоритмом МакЭлиса и алгоритмом рюкзака немного волнует.

Криптосистемы с эллиптическими кривыми. Эллиптические кривые изучались многие годы, и по этому вопросу существует огромное количество литературы. В 1985 году Нил Коблиц и В.С. Миллер независимо предложили использовать их для криптосистем с открытыми ключами. Они не изобрели нового криптографического алгоритма, использующего эллиптические кривые над конечными полями, но реализовали существующие алгоритмы, подобные *Diffie-Hellman*, с помощью эллиптических кривых.

Эллиптические кривые вызывают интерес, потому что они обеспечивают способ конструирования «элементов» и «правил объединения», образующих группы. Свойства этих групп известны достаточно хорошо, чтобы использовать их для криптографических алгоритмов, но у них нет определенных свойств, облегчающих криптоанализ. Например, понятие «гладкости» неприменимо к эллиптическим кривым. То есть, не существует такого множества небольших элементов, используя которые с помощью простого алгоритма с высокой вероятностью можно вырезать случайный элемент. Следовательно, алгоритмы вычисления дискретного логарифма показателя степени не работают.

Особенно интересны эллиптические кривые над полем $GF(2^n)$. Для n в диапазоне от 130 до 200 несложно разработать схему и относительно просто реализовать арифметический процессор для используемого поля. Такие алгоритмы потенциально могут послужить основой для более быстрых криптосистем с открытыми ключами и меньшими размерами ключей. Эллиптические кривые используются двумя аналогами *RSA*.

Выводы. Таким образом, в статье рассмотрены и проанализированы основные методы шифрования данных. По предварительным оценкам, выбраны наиболее оптимальные и универсальные криптографические алгоритмы: *RSA* и методы шифрования на основе эллиптических кривых над конечными полями, но данные нуждаются в дальнейшей экспериментальной проверке путем программной реализации на языке программирования высокого уровня и измерения скорости шифрования одинаковых пакетов данных различной длины и сложности.

Список литературы: 1. Алферов А.П., Zubov A.Ю., Кузьмин А.С., Черемушкин А.В. Основы криптографии. 2. Саломая А. Криптография с открытым ключом: Пер. с англ. – М.: Мир, 1995. – 318 с., ил. 3. Болотов А.А., Гашков С.Б., Фролов А.Б., Часовских А.А. Алгоритмические основы эллиптической криптографии. – Москва: МЭИ, 2000. – 100 с. 4. Ян С. Й. Криптоанализ RSA. – М.-Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Ижевский институт компьютерных исследований, 2011. – 312 с. 5. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. – М.: Триумф, 2002. – 816 с.

Поступила в редакцию 31.01.2011

С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф., зав. кафедри НТУ «ХПІ»
І.В. ГРИГОРЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПІ»

РОЗРАХУНОК ДИНАМІЧНОЇ ПОХИБКИ АСТАТИЧНИХ КОМПЕНСАЦІЙНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ТЕОРІЇ НЕЧІТКИХ МНОЖИН

Запропоновано використання теорії нечітких множин для оцінки метрологічної ситуації на об'єктах, що містять у своєму складі астатичні компенсаційні перетворювачі. Зроблено рекомендації, що до оцінки динамічної похибки таких перетворювачів за допомогою теорії нечітких множин, та пошуку мінімуму динамічної похибки астатичної системи.

Possibility of use of the theory of indistinct sets for an estimation of a metrological situation on objects which contain astatic compensatory converters in the structure is considered. Recommendations are made according to a dynamic error of such converters by means of the theory of indistinct sets, and search of a minimum of a dynamic error of astatic system.

Постановка проблеми. Розвиток інформаційно-вимірювальної техніки потребує впровадження сучасних методів обробки інформації для підтримки процесів прийняття рішень у інформаційно – вимірювальних системах. На першому рівні автоматизованої інформаційної системи контролю та керування (АІСКК) стає задача призначення відповідних допусків для кожного параметра, що контролюється. Це дає можливість визначити необхідні засоби вимірювань і значення їх граничних похибок, які необхідно контролювати у робочих режимах. На другому рівні АІСКК стає можливим сформувати як технологічний, так і метрологічний «образ» об'єкта контролю з урахуванням дії зовнішніх та внутрішніх факторів. Метрологічний образ об'єкта є комплексним і багатовимірним. Це означає, що вимірювальний перетворювач (ВП) АІСКК розглядається як «простий» об'єкт, який достатньо повно описується математичними статистичними методами. Система ВП і блок управління і координації метрологічного стану розглядаються як «складна» система, у якій значну частину інформації, необхідної для здійснення задач метрологічної координації [2], надано у вигляді рекомендацій спеціалістів-технологів і метрологів. Такий підхід дозволяє поєднати теорії статистичних методів оцінки стану астатичних вимірювальних перетворювачів з теорією нечітких розмитих множин (системи *FUZZY logic*) для побудови системи ситуаційного реагування, що стежить за метрологічною ситуацією.

Аналіз літератури. У [3] було встановлено, що на динамічну похибку астатичної замкнутої системи впливають два параметри: нестабільність сталої часу ΔT й нестабільність коефіцієнта перетворення ланок Δk . При аналізі динамічних характеристик астатичних систем доцільно використовувати інтегральний критерій помилки, що у свою чергу зручно представити за допомогою апарату теорії нечітких множин. Нечіткий аналіз

визначається в часовій області й не має ніяких обмежень, у той час як традиційний аналіз придатний тільки в межах певних частотних границь.

Мета статті – довести можливість та доцільність використання теорії нечітких множин для оцінки метрологічної ситуації на об'єктах, що містять у своєму складі астатичні компенсаційні перетворювачі.

Оцінки динамічної похибки астатичних компенсаційних перетворювачів. Для того щоб характеризувати величину відхилення від бажаного значення при моделюванні розкиду параметра системи введемо функцію належності.

Відхилення параметрів k – коефіцієнт перетворення і T – стала часу характеризується відповідно функціями належності $\mu_k(k)$ й $\mu_T(T)$, які утворюють векторну функцію належності. Нечітка змінна на виході $y(t)$ характеризується функцією належності $\mu_y(y, t)$, що може бути функцією від t , інтервалом або просто скалярною функцією [4].

Нечіткі вхідна x і вихідна змінна y суб'єктивно характеризується функціями належності $\mu_x(x)$ й $\mu_y(y)$ відповідно. Константи \tilde{x}_i й A_i призначаються розроблювачем системи суб'єктивно, а константи \tilde{y} , B і C визначаються об'єктивно за допомогою детермінованої математичної моделі або цільової функції й виступають як необхідні обмеження. Константи A_i , B і C устанавлюють область зміни нечітких змінних x і y являють собою кутове значення або кутову функцію. Константи \tilde{x} й \tilde{y} – це ідеальні значення. Функція на вході й виході математично виражається в такий спосіб [4]:

$$\mu_x(x_i) = \begin{cases} 1 - (a_i / A_i)^{\beta_i} = 1 - (|x_i - \tilde{x}_i| / A_i)^{\beta_i}, & \text{де } a_i \leq A_i, \\ 0 & \text{у інших випадках} \end{cases} \quad (1)$$

Розглянемо лінійну інваріантну за часом систему з наступною передатною функцією:

$$H(p; T, k) = \frac{k}{Tp + 1}, \quad (2)$$

де T – стала часу ланки,

k – коефіцієнт перетворення ланки.

Обидві нечіткі змінні T і k мають вигляд функції належності. Для спрощення аналізу параметр $T = \tilde{T}$ якийсь час будемо вважати постійним. Тоді

$$h(t; \mu_k(k), \mu_T(\tau) = 1) = \begin{cases} \tilde{h}(t) + \frac{[1 - \mu_k(k)] A_1}{\tilde{T}} \cdot e^{-\frac{t}{\tilde{T}}} & \text{для } k \geq \tilde{k} \\ \tilde{h}(t) - \frac{[1 - \mu_k(k)] A_1}{\tilde{T}} \cdot e^{-\frac{t}{\tilde{T}}} & \text{для } k < \tilde{k} \end{cases}, \quad (3)$$

$$\text{де } \tilde{h}(t) = \frac{\tilde{k}}{\tilde{T}} \cdot e^{-\frac{t}{\tilde{T}}}.$$

Якщо система з передатною функцією виду:

$$H(p; T, k) = \frac{k}{Tp}, \quad (4)$$

$$\text{тоді } h(t; \mu_k(k), \mu_\tau(\tau) = 1) = \begin{cases} \tilde{h}(t) + \frac{[1 - \mu_k(k)] A_1}{\tilde{T}} & \text{для } k \geq \tilde{k} \\ \tilde{h}(t) - \frac{[1 - \mu_k(k)] A_1}{\tilde{T}} & \text{для } k < \tilde{k} \end{cases}$$

Основне завдання полягає в тому, щоб максимально зменшити інтегральну динамічну похибку, що виникає при відпрацьовуванні системою вхідного впливу.

Для системи з передатною функцією (2) інтегральна динамічна похибка буде мати вигляд [5]:

$$\varepsilon(k, \tau) = \int_0^\infty |k - y(t)| dt = \int_0^\infty k \cdot e^{-\frac{t}{T}} dt = k \cdot T. \quad (5)$$

Параметри системи повинні бути стабільні в часі, установлюємо, що обидві нечіткі змінні повинні приймати позитивні значення. Надалі будемо припускати, що для k і T визначені можливі припустимі інтервали (зміни) A_1 і A_2 відповідно. Вибираємо лінійні функції належності для параметрів k і T , які характеризують значення можливого відхилення параметрів:

$$\mu_k(k) = 1 - \frac{|k - \tilde{k}|}{A_1}, \quad (6)$$

$$\mu_T(T) = 1 - \frac{|T - \tilde{T}|}{A_2}. \quad (7)$$

Окремими випадками функції $\varepsilon(k, \tau)$ будуть максимум і мінімум динамічних похибок ε_{\max} і ε_{\min} .

$$\varepsilon_{\max} = \varepsilon_1 \cdot (\mu_k(k) = 0, \mu_T(T) = 0) = (\tilde{k} + A_1) \cdot (\tilde{T} + A_2), \quad (8)$$

$$\varepsilon_{\min} = \varepsilon_4 \cdot (\mu_k(k) = 0, \mu_T(T) = 0) = (\tilde{k} - A_1) \cdot (\tilde{T} - A_2). \quad (9)$$

Номинальна інтегральна помилка визначається в інтервалі $\varepsilon_{\min} < \tilde{\varepsilon} < \varepsilon_{\max}$ й дорівнює $\tilde{k} \cdot \tilde{T}$.

Зв'язок зміни нечітких змінних k і T з вихідною цільовою функцією можна представити у вигляді [4]:

$$\mu_B(\varepsilon) = \begin{cases} 1 & \text{для } \varepsilon \leq \varepsilon_{\min} \\ \frac{\varepsilon_{\max} - \varepsilon}{\varepsilon_{\max} - \varepsilon_{\min}} & \text{для } \varepsilon_{\min} < \varepsilon < \varepsilon_{\max} \\ 0 & \text{для } \varepsilon \geq \varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (10)$$

Нова функція належності $\mu_B(\varepsilon)$ визначається суб'єктивним, але певним способом [5] – функція належності будується у вигляді лінійної функції із зонами насичення. Модель (10) має місце при оцінці динамічної інтегральної похибки для аперіодичного процесу, яка визначається як

$$\Delta_{\text{дин}} = \Delta k \cdot \Delta t ,$$

де Δk і Δt – абсолютні значення похибок коефіцієнта передачі та сталої часу відповідно.

Висновки: 1. Найгірший випадок (максимум динамічної похибки) має місце, коли змінні k і T приймають найбільші значення: $k \geq \tilde{k}$, $T \geq \tilde{T}$.

2. Запропонований підхід являє собою одну з форм методу нормалізації й може бути застосований для визначення мінімуму динамічної похибки астатичної системи.

Список літератури: 1. *Кондрашов С.І.* Підвищення точності вимірювальних перетворювачів з формуванням у реальних умовах тестових впливів: дис. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук: 05.11.05 / *С.І. Кондрашов*– Харків, 2004. – 412 с. 2. *Диденко К.І.* Метрологический наблюдатель в системах контроля и управления / *К.И. Диденко, С.И. Кондрашов* // Український метрологічний журнал. – 1997. – №. 2. – С. 44 - 47. 3. *Кофман А.* Введение в теорию нечетких множеств / *А. Кофман* – М.: Радио и связь, 1982. – 432 с. 4. *Рональд Р. Ягера.* Нечеткие множества и теория возможностей. Последние достижения / под ред. *Рональда Р. Ягера.* – М.: Радио и связь, 1986. 5. *Григоренко І.В.* Розвиток тестових методів підвищення точності електричних компенсаційних вимірювальних перетворювачів у динамічних режимах: дис. на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук: 05.11.05 / *І.В. Григоренко*– Харків, 2010. – 224 с.

Поступила в редакцію 23.11.2010

С.И. КОНДРАШОВ, док. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ, магистр НТУ «ХПИ»

Т.Б. БЕЛИКОВА, инженер ХНЕУ

РАСЧЕТ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИЛ

В статті розглянута, розроблена авторами, інженерна програма розрахунку метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів сил по заданим конструктивним параметрам їх елементів. Дана програма дозволяє розрахувати характеристики вимірювальних перетворювачів складених з механічного пружного елемента з тензорезисторами включеними за мостовою схемою.

The article reviewed, the authors, engineering program for calculation of metrological characteristics of measuring transducers forces given by the constructive parameters of their elements. The given program allows calculating characteristics of measuring converters consisting of a mechanical elastic element with tensoresistors included on the bridge circuit.

Конструирование измерительных преобразователей (ИП) сил, которые широко применяются в различных измерительных устройствах, предполагает предварительный расчет их метрологических характеристик по заданным конструктивным параметрам их элементов или решения обратной задачи. Математические выражения, описывающие характеристики преобразования этих элементов весьма громоздки, что увеличивает затраты времени их конструирования.

В связи с изложенным, разработана компьютерная программа [1], которая позволяет рассчитывать характеристики наиболее распространенных ИП сил состоящих из упругих чувствительных элементов с тензорезистивными вторичными преобразователями включенными в мостовые схемы. Программа составлена на языке C++ Builder 5 и позволяет рассчитать основные характеристики (функцию преобразования, чувствительность, частотный диапазон и др.) ИП сил (F) в постоянное электрическое напряжение ($U_{\text{вых}}$), состоящих из упругих чувствительных элементов (ЧЭ) с тензорезисторами (ТР) включенными в мостовые схемы (МС) с внешними источниками питания с напряжением (U). Обобщенная структурная схема такого ИП приведена на рис.1.

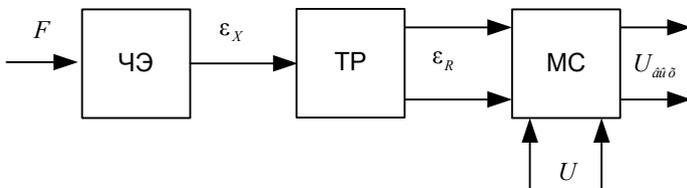


Рисунок 1 – Структурная схема ИП силы

Программа предназначена для инженерного расчета ИП сил с ЧЭ видов: упругая балка, упругий стержень, упругое кольцо и плоская мембрана с проволочными, фольговыми и полупроводниковыми ТР, включенными по четверть, полу и полномостовым схемам. В алгоритм программы расчета, с учетом положений [2] входят следующие семь функций.

1. Функция WinMain, которая является основной функцией программы и вызывается при запуске программы. Из этой функции вызываются все остальные функции и обработчики событий.

2. Функция Form1Create, которая вызывается при создании приложения (программы) и служит для отображения основной (главной) формы и задания начальных значений переменных.

3. Функция N10Click, которая вызывается при нажатии пункта меню «Выбор\Характеристики\Материалы». Служит для отображения формы, на которой располагаются названия материалов и их характеристики, а также для выбора нужного материала чувствительных элементов ИП.

4. Функция N12Click, которая вызывается при нажатии пункта меню «Выбор\Характеристики\Тензорезисторы». Служит для отображения формы на которой располагаются названия тензорезисторов и их характеристики, а также для выбора тензорезистора.

5. Функция N5Click, которая вызывается при нажатии пункта меню «Расчет\Расчет». Служит для расчета характеристик выбранного объекта и проверки правильности расчета характеристик, а так же вывода на экран сведений об ошибках.

6. Функция N3Click, которая вызывается при нажатии пункта меню Помощь. Служит для предоставления помощи пользователю.

7. Функция Image1MouseDown, которая вызывается при нажатии кнопки «мыши» на изображении балок или мембраны и служит для обработки события (нажатия клавиши мыши). Функция отображает точку приложения усилия и высчитывает расстояние от точки приложения силы до края балки.

Виды и основные расчетные соотношения [3] чувствительных элементов, тензорезисторов и мостовых схем ИП сил приведены соответственно в в таблицах 1, 2 и 3.

На основании данной программы для чувствительных элементов могут быть получены по заданным конструктивным параметрам значения:

- относительной деформации; прогиба;
- частоты собственных колебаний.

Таблица 1 – Виды и основные расчетные соотношения УЭ

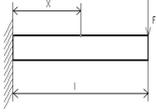
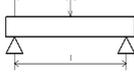
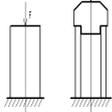
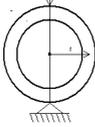
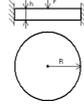
Виды ЧЭ	Исходные данные		Расчетные параметры	
	Предельные размеры ЧЭ, м	Относительная деформация ε	Частота собственных колебаний f_0 , Гц	
1	2	3	4	
<p>Балка равного сечения</p> 	$l = (0,02 \div 0,2);$ $b = (0,005 \div 0,05);$ $h = (0,0003 \div 0,02);$ $x = (0,02 \div 0,2)$	$\varepsilon_A = 0;$ $\varepsilon_x = \frac{6(l-x)}{Eh^2b} F$	$f_0 = \frac{0,162h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$	
<p>Балка равного сопротивления</p> 	$l = (0,02 \div 0,2);$ $b = (0,005 \div 0,05);$ $h = (0,0003 \div 0,02)$	$\varepsilon = \frac{6l}{Eh^2b} F$	$f_0 = \frac{0,316h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$	
<p>Балка на двух опорах</p> 	$l = (0,02 \div 0,2);$ $b = (0,005 \div 0,05);$ $h = (0,0003 \div 0,02);$ $x = (0,02 \div 0,2)$	$\varepsilon_A = \frac{3l}{Eh^2b} F;$ $\varepsilon_x = \frac{3(l/2-x)}{Eh^2b} F$	$f_0 = \frac{0,092h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$	
<p>Стержень упругий</p> 	$l = (0,01 \div 0,015);$ $R = (0,002 \div 0,05);$ $(R_{\sigma} - R_m) = 0,0005$	$\varepsilon_l = \frac{F}{S_q E};$ $\varepsilon_{\phi} = \frac{\mu F}{S_q E}; \mu = 0,6$	$f_0 = \frac{0,249}{l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$	
<p>Кольцо упругое</p> 	$b = (0,002 \div 0,03);$ $R_{\sigma} = (0,01 \div 0,05);$ $R_m = (0,005 \div 0,049);$ $h = (R_{\sigma} - R_m) = 0,001;$ $\varphi = (0 \div 360)^{\circ}$	$\varepsilon = \frac{R_{cp}}{Eh^2b} (1,91 - 3 \cos \varphi) F;$ $\varepsilon_{внут} = -\varepsilon_{наруж}$	$f_0 = \frac{0,123h}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$	
<p>Плоская мембрана</p> 	$R = (0,015 \div 0,1);$ $h = (0,0002 \div 0,005);$ $x = (0 \div 0,1)$	$\varepsilon_R = \frac{0,478(1-\mu^2)}{Eh^2} \cdot \left[\ln \frac{R}{x} - 1 \right] F; \mu = 0,6$	$f_0 = \frac{0,469h}{R^2} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho(1-\mu^2)}}$	

Таблица 2 – Виды и основные расчетные соотношения ТР

Виды ТР	Вводные данные ТР			Расчетные параметры	
	База l , мм	Коэффициент тензочувствительности, k	Номинальное сопротивление R , Ом	Абсолютное изменение сопротивления тензорезистора R , Ом	Относительное изменение сопротивления тензорезистора
ПКП-5-100 ПКП20-400	5...20	1,9...2,9	100...400	$\Delta R = kR\varepsilon_x$	$\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R}$
ПКБ-3-50 ПКБ-30-400 2ПКБ-5-50 2ПКБ- 30-400 К-2-20 К-30-200 Е-428-005 Е-428-012 Е-428-025	3...30 5...30 2...30 3 6 10	1,9...2,2	50...400 50...400 20...200 65 100 200	$\Delta R = kR\varepsilon_x$	$\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R}$
2ППКП-10-150 2ППКП-20-150 3ППКП-10-150 3ППКП-20-150	10 20 10 10	1,9...2,9	150	$\Delta R = kR\varepsilon_x$	$\varepsilon_R = 2 \frac{\Delta R}{R}$
2ФКПА 1ФКТК 2ФКПД	1...20 5...15 5	2...2,2	50...200 100...400 50...200	$\Delta R = kR\varepsilon_x$	$\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R}$

Таблица 3 – Виды и основные расчетные соотношения МС

Тип схемы	Вводные данные МС	Расчетные параметры МС
Четвертьмостовая схема	$\varepsilon_R = \Delta R/R$	$U_{\text{вых}} \approx 0,25 U \varepsilon_R$
Полумостовая схема	$\varepsilon_{R1}; \varepsilon_{R3}$	$U_{\text{вых}} = 0,5 U \varepsilon_R$
Полномостовая схема	$\varepsilon_{R1}; \varepsilon_{R3}; -\varepsilon_{R2}; -\varepsilon_{R4}$	$U_{\text{вых}} = U \varepsilon_R$

Для выбранных тензорезисторов могут быть получены значения:

- абсолютного изменения сопротивления;
- относительного изменения сопротивления;
- механического напряжения;
- минимальной абсолютной деформации упругого элемента, в месте крепления;

– максимального усилия, которое может выдержать упругий элемент с терморезистором.

Для примера произведем расчет измерительного преобразователя усилия состоящего из балки равного сечения с фольговыми тензорезисторами включенными по полумостовой схеме. Входным сигналом ИП является усилие 50Н, выходным сигналом является электрическое напряжение на измерительной диагонали моста.

Выбираем балку равного сечения со следующими геометрическими размерами:

- длина $l=0,05$ м;
- ширина $b=0,01$ м;
- толщина $h=0,005$ м.

Выбираем тензорезистор типа 2ФКПА со следующими параметрами: коэффициент тензочувствительности $k=2,2$;

- база тензорезистора $l_d = 0,0015$ м;
- номинальное сопротивление тензорезистора $R = 200$ Ом.

Задаем для полумостовой схемы:

- допустимую силу тока $I = 0,0025$ А;
- напряжение питания $U = 1$ В.

Перечисленные параметры являются исходными данными программы расчета. Результатом выполнения программы являются расчетные значения измерительного преобразователя усилия, приведенные в табл. 4.

Полученные с применением описанной программы, основные расчетные характеристики элементов измерительных преобразователей сил имеют отличие от экспериментальных не более чем на $\pm 10\%$, что позволяет рекомендовать эту программу для инженерных расчетов при проектировании таких устройств.

Программа проста и удобна в обращении, она существенно уменьшит затраты времени, позволит повысить производительность труда и может быть рекомендована, также инженерам-конструкторам и студентам электротехнических специальностей

Таблица 4 – Расчет параметров измерительного преобразователя усилия

Название элемента	Исходные значения (параметры элементов ИП)			Расчетные значения		
1	2			3		
Балка равного сечения	Длина l , м	Ширина b , м	Толщина h , м	Относительная деформация, ε_x	Частота собств. колеб. f_0 , Гц	
	0,05	0,01	0,005		0,00017	1523,45
Тензо- резистор 2ФКПА	База l_b , м	Коэф. тензочув- ствитель- ности k	Номинал. сопр. R , Ом	Абсолют. изменение сопр. R , Ом	Относит. изменен. сопр. ε	Механич. напряжение δ_m , Па
	0,0015	2,2	200	0,075	0,000375	$3 \cdot 10^7$
Полу- мостовая схема	Допустимая сила тока I , А		Напряжение питания моста U , В	Относительное изменение сопротивления тензорезисторов ε	Напряжение на выходе моста $U_{\text{вых}}$, В	
	0,0025				1,0	0,00075

Список литературы: 1. *Архангельский А.Я.* Программирование в С++ Builder 5. – М.: ЗАО “Издательство БИНОМ”, 2000.- 210с. 2. *Архангельский А.Я.* Разработка прикладных программ для Windows в С++ Builder 5. - М.: ЗАО “Издательство БИНОМ”, 2000. - 197 с. 3. *Полищук Е.С.* Измерительные преобразователи. – К.: Вища школа, 1981.– 296 с.

Поступила в редакцию 06.12.2010

С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, професор НТУ «ХПІ»
М.І. ОПРИШКІНА, старший викладач НТУ «ХПІ»

ОЦІНКА ПОХИБКИ НЕЛІНІЙНОСТІ ПРИ ТЕСТОВОМУ КОНТРОЛІ

Проведен анализ нелинейности реляционно-разностного оператора тестовой коррекции входного сигнала измерительного преобразователя, который имеет дробно-рациональную функцию преобразования и определены виды тестовых влияний, которые позволяют осуществить коррекцию входного сигнала и исключить адитивную составляющую погрешности нелинейности при тестовом контроле.

The analysis nonlinear forms relationship relational-different correction operator input signal of the measuring converter is organized, which has is crushed-rational float and is determined constants, that allow to choose the parameters of the test system checking and define the necessities an amount additional measurements.

Оцінка точності проведених вимірювань, тобто якості інформаційної продукції має велике значення. Сучасні автоматизовані технологічні процеси вимагають усе більш високої точності вимірювання, а автоматизація технологічних процесів або наукового експерименту неефективна без точного знання дійсних значень фізичних величин. Забезпечення високої точності вимірювання і її оцінка – це складна проблема.

Традиційні методи метрологічного забезпечення вимірювальних компонентів та вимірювальних каналів не можуть бути застосовані з неможливості зупинки безперервного технологічного процесу і демонтажу первинних вимірювальних перетворювачів.

Для діагностики характеристик точності необхідно одержати інформацію про поточні значення похибок давачів і вимірювальних перетворювачів (ВП). Для цього розробляються спеціальні тестові алгоритми побудови давачів і модульних блоків без переривання впливів технологічного середовища на давач [1–3]

У результаті обробки тестових сигналів одержують поточні значення похибок, за допомогою яких прогнозується ймовірність виходу каналу з класу точності, і комп'ютерна система приймає рішення про введення поправок у результати вимірювання параметрів технологічних процесів або автоматичне підстроювання характеристик давачів і перетворювальних блоків до відновлення їхніх характеристик точності.

Незважаючи на достатньо великий об'єм досліджень у галузі систем тестового контролю [2–7], на цей час залишається відкритою проблема вибору засобів контролю, які б забезпечили необхідну точність систем з різною структурою і алгоритмом роботи.

Метою статті є аналіз похибок нелінійності систем тестового контролю, що мають у своєму складі здавачі з дробово-раціональними функціями перетворення (ДРФП) з урахуванням систематичної складової похибки реляційно-різницевої моделі (РРМ).

У роботі [5] було доведено, що використання різнополярних тестів однакової величини дозволяє отримати РРМ, що виключає як адитивну, так і мультиплікативну складові похибок вимірювання.

Оцінку вхідного сигналу x знаходять з

$$\hat{x} = \theta \frac{\Delta y_{20} - \Delta y_{10}}{\Delta y_{20} + \Delta y_{10}} = \theta \frac{\psi - 1}{\psi + 1} = \theta \cdot \psi^*,$$

При цьому виникає узагальнена математична модель оператора корекції ψ^* . Його значення визначається видом нелінійності функції перетворення ВП. Запишемо номінальну функцію перетворення (НФП) у загальному вигляді

$$f_H = a_{0H} + \frac{a_{1H}}{x_H} + \frac{a_{2H}}{x_H^2} + \frac{a_{3H}}{x_H^3} + \dots + \frac{a_{nH}}{x_H^n} = \sum_{i=0}^n a_{iH} x_H^{-i}.$$

При використанні адитивних тестів $\theta_1 = -\theta_2 = \pm\theta$, тобто $\beta = \theta_1/\theta_2 = -1$, НФП матиме вигляд:

$$\begin{cases} f_H(x + \theta_1) = a_0 + \frac{a_1}{x + \theta_1} + \frac{a_2}{(x + \theta_1)^2} + \dots + \frac{a_n}{(x + \theta_1)^n} = \sum_{i=0}^n a_i (x + \theta_1)^{-i}; \\ f_H(x - \theta_2) = a_0 + \frac{a_1}{x - \theta_2} + \frac{a_2}{(x - \theta_2)^2} + \dots + \frac{a_n}{(x - \theta_2)^n} = \sum_{i=0}^n a_i (x - \theta_2)^{-i}. \end{cases}$$

$$\begin{aligned} f_H(x + \theta_1) - f_H(x - \theta_2) &= a_1 \left(\frac{1}{x + \theta_1} - \frac{1}{x - \theta_2} \right) + \\ &+ a_2 \left(\frac{1}{(x + \theta_1)^2} - \frac{1}{(x - \theta_2)^2} \right) + \dots + a_n \left(\frac{1}{(x + \theta_1)^n} - \frac{1}{(x - \theta_2)^n} \right). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta f_H = f_H(x + \theta_1) - f_H(x - \theta_2) &= a_1 \left[\frac{(x - \theta_2) - (x + \theta_1)}{(x + \theta_1)(x - \theta_2)} \right] + \\ &+ a_2 \left[\frac{(x - \theta_2)^2 - (x + \theta_1)^2}{(x + \theta_1)^2 (x - \theta_2)^2} \right] + \dots + a_n \left[\frac{(x - \theta_2)^n - (x + \theta_1)^n}{(x + \theta_1)^n (x - \theta_2)^n} \right]. \end{aligned}$$

$$\Delta f_H = \sum_{i=1}^n a_n \left[\frac{(x - \theta_2)^n - (x + \theta_1)^n}{(x + \theta_1)^n (x - \theta_2)^n} \right]. \quad (1)$$

З (1) видно, що різницєва модель оператора корекції дозволяє виключити вплив коефіцієнту a_0 , тобто виключено адитивну похибку $a_0 \pm \Delta a_0$.

Для того, щоб отримати значення коефіцієнту $\psi = \Delta y_{20} / \Delta y_{10}$, запишемо:

$$\begin{cases} \Delta y_{10H} = f_H(x + \theta_1) - f_H(x) = \sum_{i=1}^n a_i \left[(x + \theta_1)^{-i} - x^{-i} \right], \\ \Delta y_{20H} = f_H(x - \theta_2) - f_H(x) = \sum_{i=1}^n a_i \left[(x - \theta_2)^{-i} - x^{-i} \right]. \end{cases} \quad (2)$$

У (2) Δy_{10H} та Δy_{20H} записані як номінальні функції. Реальні значення Δy_{10H} та Δy_{20H} мають мультиплікативні похибки: $a_{iP} = a_{iH} + \Delta a_i \Rightarrow \Delta a_i = a_{iP} - a_{iH}$, де Δa_i – мультиплікативна складова похибки.

Знайдемо значення ψ

$$\psi = \frac{\Delta y_{20}}{\Delta y_{10}} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i \left[\frac{1}{(x - \theta_2)^i} - \frac{1}{x^i} \right]}{\sum_{i=1}^n a_i \left[\frac{1}{(x + \theta_1)^i} - \frac{1}{x^i} \right]} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i \left[\frac{x^i - (x - \theta_2)^i}{x^i (x - \theta_2)^i} \right]}{\sum_{i=1}^n a_i \left[\frac{x^i - (x + \theta_1)^i}{x^i (x + \theta_1)^i} \right]}. \quad (3)$$

Щоб оцінити похибку нелінійності коефіцієнту корекції ψ , лінеаризуємо отриману функцію. Для цього перепишемо (3) у вигляді

$$\begin{aligned} \psi &= \frac{1 + \frac{x}{\theta_1}}{1 - \frac{x}{\theta_2}} \cdot \frac{1 + \left(-\frac{1}{\theta_2}\right) \sum_{i=2}^n \frac{a_i}{a_1} \frac{x^i - (x - \theta_2)^i}{x^{i-1} (x - \theta_2)^{i-1}}}{1 + \frac{1}{\theta_1} \sum_{i=2}^n \frac{a_i}{a_1} \frac{x^i - (x + \theta_1)^i}{x^{i-1} (x + \theta_1)^{i-1}}}. \\ \psi &= \frac{1 + \frac{x}{\theta_1}}{1 - \frac{x}{\theta_2}} \cdot \frac{1 + \delta_{H1}}{1 + \delta_{H2}} = \frac{1 + \frac{x}{\theta_1}}{1 - \frac{x}{\theta_2}} (1 + \delta_H), \end{aligned} \quad (4)$$

оскільки $\delta_H = \delta_{H1} - \delta_{H2}$.

Якщо $\theta_1 = -\theta_2 = \pm \theta$, то $\psi = 1 + \delta_H$. Отже, при використанні лише адитивних тестів однакової величини, але різних за знаком, коефіцієнт корекції повністю визначатиметься похибкою нелінійності, тобто залишковим членом ряду (4).

При лінійному (квадратичному) наближенні похибок δ_{H1} та δ_{H2} , отримаємо:

$$\begin{aligned} \psi &= 1 + \delta_H = 1 + \delta_{H1} - \delta_{H2} = \\ &= 1 + \left[-\frac{a_2}{a_1} \cdot \frac{2x - \theta_2}{x(x - \theta_2)} \right] - \left[-\frac{a_2}{a_1} \cdot \frac{\theta_1 + 2x}{x(x + \theta_1)} \right] = 1 + \frac{a_2}{x \cdot a_1} \left[\frac{2 - \frac{\theta_2}{x}}{\frac{\theta_2}{x} - 1} + \frac{2 + \frac{\theta_1}{x}}{\frac{\theta_1}{x} + 1} \right]. \end{aligned}$$

Позначимо відносні значення тестів $\theta_1/x = Z_1$ та $\theta_2/x = Z_2$.

$$\psi = 1 + \frac{1}{x} \cdot \frac{a_2}{a_1} \left[\frac{2 - Z_2}{Z_2 - 1} + \frac{2 + Z_1}{Z_1 + 1} \right] = 1 + \frac{1}{x} \cdot \frac{a_2}{a_1} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{(Z_2 - 1)(Z_1 + 1)} = 1 + \delta_H.$$

Отже

$$\delta_H = \frac{1}{x} \cdot \frac{a_2}{a_1} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{(Z_2 - 1)(Z_1 + 1)}. \quad (5)$$

З (5) видно, що при $Z_1 = -Z_2$ похибка нелінійності у лінійному (квадратичному) наближенні коефіцієнту ψ дорівнює нулю.

Висновки: реляційно-різницеві моделі операторів для ВП з нелінійними гіперболічними ФП дозволяють корегувати результати вимірювання вхідного сигналу лише за умови формування адитивних тестових впливів. «Лінеаризація» дробово-раціональної НФП узагальненою гіперболою дозволяє вирішити задачу корекції при наявності похибки «не лінійності» ДРФ. Остання залежить від значень параметрів a_1 ДРФ і співвідношення тестового впливу і сигналу $-\gamma = \theta/x$. Отримані результати дозволяють розробити інженерний метод розрахунку параметрів системи тестового контролю.

Список літератури: 1. Кондрашов С.І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах: Монографія. – Харків: НТУ “ХПИ”, 2004. – 224 с. 2. Кондрашов С.І., Володарський Є.Т., Опришкіна М.І. Розрахунок похибок нелінійності реляційно-різницевих операторів корекції похибок вимірювальних перетворювачів // Український метрологічний журнал. – 2004. – Вип. 1. – 2004. – С. 52-57. 3. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. –К.: Вища школа. Головное изд-во, 1976. –256 с. 4. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. –М.: Энергия, 1978, – 176 с. 5. Кондрашов С.І., Опришкіна М.І. Реляційно-різницеві моделі операторів корекції вимірювальних перетворювачів з дробово-раціональними функціями перетворення // Вестник НТУ “ХПИ”. Сб. науч. трудов. Тематическое издание: Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ “ХПИ”. –2005.–Вип. 7. –С. 77-80. 6. Лиманова Н.И. Тестовый метод повышения точности измерений датчиков с нелинейными дробно-рациональными функциями преобразования. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2000. – № 10. – С. 28-31. 7. С.І.Кондрашов, М.І. Опришкіна Ю.О. Скринник Лінеаризація оператора корекції похибок вимірювального перетворювача методом гіпербол // Наук. праці VI МНТК “Метрологія та вимірювальна техніка” у 2-х томах. Т.2. – Харків: ХДНДІМ, 2008. – С. 297-300.

Поступила до редакції 15.03.2011

С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, професор НТУ «ХП»
Т.В. ЧУНІХІНА, канд. техн. наук, доцент НТУ «ХП»

АНАЛІЗ ДИНАМІЧНОЇ СКЛАДОВОЇ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ПРИ ЗДІЙСНЕННІ РЕПЕРНОГО РЕЛЯЦІЙНО-РІЗНИЦЕВОГО КОНТРОЛЮ МХ ТЕП

Статья посвящена исследованию динамической погрешности измерения температуры при реализации бездемонтажного реперного реляционно-разностного метода контроля метрологических характеристик термоэлектрических преобразователей. Проведен расчет динамической погрешности при тестовом контроле термодпары градуировки хромель-копель.

The paper is devoted to the research of the dynamical error of the reper relative-difference method of the non-dismantling test check of the thermoelectrical converters' metrological characteristics. The dynamical error of the test check of the thermoelectrical converter (the nominal statistic characteristic of convert – L) with the choiced input data was defined.

Точнісні характеристики (ТХ) первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) у значній мірі визначають точність вимірювальних каналів автоматизованих інформаційних систем контролю і керування (АІСКК) та безпеку контрольованих об'єктів. З іншого боку, необхідність довготривалої безперервної роботи вимірювальних перетворювачів на об'єкті у складі АІСКК не дозволяє їх демонтувати для здійснення періодичної перевірки. Ці факти обумовлюють необхідність розробки і дослідження бездемонтажних методів контролю метрологічних характеристик (МХ) електричних вимірювальних перетворювачів, які б дозволили здійснювати поточний контроль і корекцію метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів з нелінійними функціями перетворення (ФП) у процесі їх роботи на об'єкті.

Стосовно до термоелектричних перетворювачів (ТЕП) можна виділити дві групи бездемонтажних методів контролю їх метрологічних характеристик – методи калібраторів [1, 2] та тестові структурно-алгоритмічні методи, які базуються на використанні ефектів Джоуля та Пельтьє [3]. Об'єднання методів калібраторів і тестових впливів надало можливості позбавитись їх недоліків. Результатом синтезу зазначених методів став новий реперний реляційно-різницевий спосіб бездемонтажного контролю ТХ ТЕП [4], суть якого полягає у створенні тестових впливів на термодпару за рахунок ефектів Пельтьє і Джоуля в околах робочої та реперної точок реальної ФП ТЕП.

Метою даною статті є дослідження динамічної похибки, яка зумовлена зміною температури контрольованого об'єкту під час здійснення на термодпару тестових впливів. До теперішнього часу розробниками систем бездемонтажного тестового контролю метрологічних

характеристик електричних вимірювальних перетворювачів подібні дослідження не проводилися.

Оцінка дійсного значення вимірюваної температури при реалізації запропонованого реперного реляційно-різницевого контролю розраховується за формулою

$$T_X = \frac{(E_X^{III} - E_X^{II})(E_\Phi^{III} + E_\Phi^{II} - 2E_\Phi^I)^2}{(E_\Phi^{III} - E_\Phi^{II})(E_X^{III} + E_X^{II} - 2E_X^I)^2} T_\Phi, \quad (1)$$

де E_X^I, E_Φ^I – значення вихідного сигналу ТЕП при вимірюванні невідомої температури T_X та номінальної T_Φ , відповідно;

E_X^{II}, E_Φ^{II} – значення вихідного сигналу ТЕП після здійснення тестових впливів на термопару в околі робочої точки;

E_X^{III}, E_Φ^{III} – значення вихідного сигналу ТЕП після здійснення тестових впливів на термопару в околі номінальної точки.

Тестові впливи за запропонованим способом проводяться в околі двох точок – робочої T_X та номінальної T_n , за яку прийнято температуру фазового переходу реперного матеріалу. Передбачається, що на протязі часу здійснення тестового контролю в околі точки T_n температура фазового переходу залишається сталою, тому можна вважати, що прирощення сигналу в околі номінальної точки не будуть мати динамічної похибки. Тоді формула (1) переписується таким чином

$$T_X = \frac{(E_X^{III} - E_X^{II})}{(E_X^{III} + E_X^{II} - 2E_X^I)^2} \cdot c \cdot T_n,$$

де $c = \frac{(E_n^{III} + E_n^{II} - 2E_n^I)^2}{(E_n^{III} - E_n^{II})}$ – співмножник у формулі (1), вільний

від динамічної похибки.

Переписемо формулу (1) через різниці першого порядку, враховуючи, що $E_X^{III} + E_X^{II} - 2E_X^I = (E_X^{III} - E_X^I) + (E_X^{II} - E_X^I)$

$$T_X = \frac{\Delta y_2 - \Delta y_3}{(\Delta y_2 + \Delta y_3)^2} \cdot c \cdot T_n, \quad (2)$$

де Δy_2 – прирощення вихідного сигналу ТЕП після нагрівання термопари;

Δy_3 – прирощення вихідного сигналу ТЕП після охолодження термопари;

T_n – температура фазового переходу реперного матеріалу.

Вимірювана температура T_x представляє собою результати нелінійних опосередкованих вимірювань. Абсолютну похибку вимірювання температури T_x з урахуванням того, що різниці першого порядку формули (2) мають динамічні похибки, можна обчислити, користуючись методикою обробки опосередкованих вимірювань [5]

$$\Delta_{dyn} T_x = \sum_{k=1}^2 \frac{\partial T_x}{\partial \Delta y_k} \Delta_{dyn} (\Delta y_k), \quad (3)$$

де Δy_k – різниці першого порядку формули (4.18);

$\Delta_{dyn} (\Delta y_k)$ – динамічні похибки вимірювання різниць першого порядку.

Динамічну похибку при вимірюванні різниці першого порядку Δy_2 можна обчислити з виразу

$$\Delta_{dyn} (\Delta y_2) = \frac{\partial \Delta y_2}{\partial t} \cdot t_2 = \alpha \cdot t_2, \quad (4)$$

де α – швидкість зміни різниці першого порядку від зміни вимірюваної температури;

t_2 – час нагрівання термопари від значення E_X'' до E_X''' .

Динамічну похибку при вимірюванні різниці першого порядку Δy_3 можна обчислити з виразу

$$\Delta_{dyn} (\Delta y_3) = \frac{\partial \Delta y_3}{\partial t} \cdot t_1 = \alpha \cdot t_1, \quad (5)$$

де α – швидкість зміни різниці першого порядку від зміни температури;

t_1 – час охолодження термопари від значення E_X^I до E_X'' .

Обчислимо часткові похідні по різницям першого порядку Δy_k :

$$\frac{\partial T_x}{\partial (\Delta y_2)} = \frac{3\Delta y_3^2 + 2\Delta y_2 \Delta y_3 - \Delta y_2^2}{(\Delta y_2 + \Delta y_3)^4} \cdot c \cdot T_n,$$

$$\frac{\partial T_x}{\partial (\Delta y_3)} = \frac{\Delta y_3^2 - 2\Delta y_2 \Delta y_3 - 3\Delta y_2^2}{(\Delta y_2 + \Delta y_3)^4} \cdot c \cdot T_n.$$

Перейдемо до відносного значення динамічної похибки вимірювання температури шляхом ділення часткових похідних (4.19) на T_x

$$\delta_{dyn} T_x = \frac{\alpha}{(\Delta y_2 - \Delta y_3)(\Delta y_2 + \Delta y_3)^2} \left[t_2 (3\Delta y_3^2 + 2\Delta y_2 \Delta y_3 - \Delta y_2^2) + t_1 (\Delta y_3^2 - 2\Delta y_2 \Delta y_3 - 3\Delta y_2^2) \right]. \quad (6)$$

Розрахуємо динамічну похибку за такими вихідними даними: термопара градування хромель-копель [6], $T_X = 300^{\circ}\text{C}$, значення тестів $\theta_1 = 10^{\circ}\text{C}$, $\theta_2 = -7^{\circ}\text{C}$, $t_1 = 40\text{с}$, $t_2 = 100\text{с}$.

Формула (6) набуде вигляду

$$\delta_{dyn} T_X = -1,045 \cdot \alpha. \quad (7)$$

З формули (7) розрахуємо допустиму швидкість зміни різниці першого порядку від зміни вимірюваної температури, щоб значення динамічної похибки вимірювання температури дорівнювало

$$\delta_{dyn} T_X = 0,2\% = 0,002. \text{ Тоді з (7) отримаємо } \alpha = \frac{0,002}{1,045} \approx 0,002 \left[\frac{\text{мкВ}}{\text{с}} \right].$$

Враховуючи, що чутливість термопар $S \approx 60 \left[\frac{\text{мкВ}}{^{\circ}\text{C}} \right]$, визначимо

швидкість зміни різниці першого порядку у перерахунку на $^{\circ}\text{C}$

$$\alpha' = \frac{\alpha}{S} = \frac{0,002}{60} = 0,33 \cdot 10^{-4} \left[\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{с}} \right].$$

За час тестування $t = 100\text{с}$ допустиме прирощення температури при вимірюванні різниці першого порядку не повинно бути більшим $0,3 \cdot 10^{-2} (^{\circ}\text{C})$.

Таким чином, проведені дослідження надали можливість визначити швидкість зміни різниці першого порядку для забезпечення значення динамічної похибки на рівні 0,2%. Такі швидкості зміни вимірюваної температури відповідають інерційності термоелектричних перетворювачів занурюваного типу зі сталими часу $\tau = (5 \div 10)$ хвилин.

Список літератури: 1. А.с. 1796919 А1 СССР, МКІ³ G 01 K 7/02. Способ определения температуры / Ю.В. Поздняков, В.Н. Учанин, Ю.М. Мирош, В.Р. Фесенко (СССР). – № 4866630/10; заявл. 21.06.90; опубл. 23.02.93, Бюл. № 7. 2. Поверка датчиков температуры на объекте (бездемонтажная поверка). Термопара со встроенной реперной точкой [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.temperatures.ru>. 3. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О., Хімичева Г.І. Структурно – алгоритмічні методи підвищення точності вимірювання температури. – К.: ФАДА ЛТД, 1999, - 206 с. 4. Патент 45037 А України, МПК G 01 K 7/02 Спосіб вимірювання температури та пристрій для його здійснення/ Діденко К.І., Кондрашов С.І., Чуніхіна Т.В. - № 2001031746. Заявлено 15.03.2001. Рішення від 24.12.2001. Опубл. 15.03.2002; Бюл. № 3. – 2 с. 5. МИ 2083 – 90. Государственная система обеспечения единства измерений. Рекомендация. Измерения косвенные. Определение результатов измерений и оценка их погрешностей. 6. ДСТУ 2834-94 (ГОСТ 3044-94) Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования. Введен 01.01.1997.

Надійшла до редколегії 21.12.2010

В.А. КРЫЛОВА, ассистент НТУ «ХПИ»

МЕТОД СИНТЕЗА ГНЕЗДОВЫХ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

У статті запропоновані методи побудови гніздових згортальних кодів із змінними параметрами: метод вперед і метод назад. Для значень вільної відстані синтезованих кодів приведений порівняльний аналіз з відомими оптимальними згортальними кодами.

In article methods of construction nested convolution codes with variable parameters are offered: a method forward and a method back. For values of free distance of the synthesized codes the comparative analysis with known optimum convolution codes is resulted.

Постановка проблеми. В настоящее время одним из эффективных направлений повышения надежности и достоверности передачи информации в сетях связи является использование методов адаптивного кодирования. Требования к достоверности передачи информации для различных служб связи находятся в достаточно широком диапазоне (от 10^{-4} – передача речи до 10^{-9} – 10^{-11} – передача видеозображения) поэтому необходимо создания таких цифровых систем, в которых оптимальный код выбирается в зависимости от информационного состояния канала связи. Т.е. необходимо получить широкий набор кодовых соотношений с высокими вероятностными характеристиками, при этом сохраняя структуру кодека. В качестве кодов исправляющих ошибки в адаптивных схемах можно использовать сверточные коды, декодирование которых осуществляется с помощью алгоритма Витерби. Построение гибкой системы кодирования-декодирования кодов с переменными параметрами скорости передачи и выигрыша за счет кодирования можно осуществить, используя гнездовые сверточные коды.

Целью статьи является представление гнездовых сверточных кодов, описание методов построения образующих полином и анализ полученных результатов.

Основная часть. Сверточный код со скоростью $R=1/2$ и числом разрядов памяти m состоит из m -разрядного сдвигового регистра и двух сумматоров по модулю два. Коэффициенты соединения $g_i^{(j)}$ $j=1,2$ $0 \leq i \leq m$ принадлежат конечному полю $GF(2)$ элементов отвода. Сверточный кодер с числом разрядов памяти m задается полиномами своих генераторов

$$G_m^j(x) = g_0^j + g_1^j(x) + g_2^j(x^2) + \dots + g_{l+1}^j(x^{l+1}) + \dots + g_m^j(x^m), \quad (1)$$

где $g_0^{(j)} = g_m^{(j)} = 1$, $j=1,2$.

Состояние кодера определяется как содержание сдвигового регистра и обозначается $S_h = (S_{m-l}, S_{m-2}, \dots, S_1, S_0)$, где $0 \leq h \leq 2^m - 1$ – номер состояния, m – индексация последовательности.

Гнездовые коды с числом разрядов памяти $m-l$ обозначаемые $G_{m-l}^{(j)}$ для $1 \leq l \leq m-2$ и производимые из $G_m^{(j)}(D)$ определяются как генераторы

$$G_{m-l}^j(x) = g_0^j + g_{l+1}^j(x) + g_{l+2}^j(x^2) + \dots + g_{m-l}^j(x^{m-l-1}) + g_m^j(x^{m-l}), \quad (2)$$

где $g_0^{(j)} = g_m^{(j)} = 1$ $j=1,2$.

Таким образом, состояние гнездового кода G_{m-l} с числом разрядов памяти $m-l$ обозначается $S_h' = (S_{m-l-1}, S_{m-l-2}, \dots, S_1, S_0)$, $0 \leq h \leq 2^{m-l} - 1$

Для входного бита информации S_m выход $X_m = (X_m^1, X_m^2)$ получается путем корреляции вектора переходного состояния $S_h = (S_{m-1}, S_{m-2}, \dots, S_1, S_0)$ с генераторными последовательностями кодера

$$X_m^{(j)} = S_m g_0^{(j)} + S_{m-1} g_1^{(j)} + S_{m-2} g_2^{(j)} + \dots + S_{m-l-1} g_{l+1}^{(j)} + \dots + S_1 g_{m-1}^{(j)} + S_0 g_m^{(j)}, \quad (3)$$

где $g_0^{(j)} = g_m^{(j)} = 1$ $j=1,2$.

Аналогично для того же бита информации S_m выход G_{m-l} будет

$$X_{m-l}^{(j)} = S_m g_0^{(j)} + S_{m-l-1} g_{l+1}^{(j)} + \dots + S_1 g_{m-1}^{(j)} + S_0 g_m^{(j)}, \quad (4)$$

где $g_0^{(j)} = g_m^{(j)} = 1$ $j=1,2$.

Т.о. если $h=h'$ то $X_m^{(j)} = X_{m-l}^{(j)}$ $1 \leq l \leq m-2$ $j=1,2$

Для построения вышеизложенных гнездовых сверточных кодов существует два метода с большим свободным расстоянием Хемминга – «метод назад» и «метод вперед».

Первый метод называемый «метод назад» привлекателен для кодов с малым числом разрядов памяти и предполагает что для данного m возможно нахождение кода $m-l$ с оптимальным свободным расстоянием. Суть этого метода заключается в следующем: имеется m разрядов памяти сдвигового регистра и заданы два порождающих полинома G_m^1 и G_m^2 (т.к код $R=1/2$ и $j=1,2$) формулой (1). Для заданного l , при чем $1 \leq l \leq m-2$ необходимо получить два порождающих полинома G_{m-l}^1 и G_{m-l}^2 . Для этого в формуле (1) мы оставляем первый и последний члены этого полинома, $g_0^{(j)} = g_m^{(j)} = 1$, $j=1,2$ получаем

$$G_{m-l}^j(x) = g_0^j + g_{l+1}^j(x) + g_{l+2}^j(x^2) + \dots + g_{m-l}^j(x^{m-l-1}) + g_m^j(x^{m-l}) \quad (5)$$

Например, возьмем код с числом разрядов памяти $m=6$, со скоростью $R=1/2$ и с генераторными последовательностями G_6 (1101101, 1001111). У данного кода свободное расстояние $d_f=10$ и количество ненулевых элементов на пути $d_f=36$. В табл. 1 приведены генераторы некатастрофических гнездовых кодов полученные из G_6 по «методу назад». В этой таблице также производится сравнение

интервальных свойств оптимальных кодов со скоростью $R=1/2$. Можно отметить, что за исключением кода $m=4$ с $d_f=6$, свободное расстояние генерируемых кодов имеет такую же длину, как свободное расстояние у оптимальных сверточных кодов.

Таблица 1 – Гнездовые коды, полученные путем применения «метода назад»

m	Порождающие полиномы	d_f	N	d_f	N
6	1101101 1001111	10	36	10	36
5	101101 101111	8	6	8	2
4	11101 11111	6	2	7	4
3	1101 1111	6	2	6	2
2	101 111	5	1	5	1

Хотя метод назад дает гнездовые сверточные коды при минимальном объеме вычислений, генерируемые коды не являются обязательно некатастрофическими, что является недостатком этого метода.

Второй метод называемый «методом вперед» начинается со стандартного кода $m=2$ со скоростью $1/2$ и генераторными последовательностями $G_2(111, 101)$ $G_2^1 = g_0 + g_2x^2$ $G_2^2 = g_0 + g_1x + g_2x^2$.

Для того чтобы получить код $m+l$, необходимо осуществить пошаговую генерацию гнездовых сверточных кодов с числом разрядов памяти от $m=2$ до $m+l$. Т.е. сначала строится код с числом разрядов памяти $m=3$ и находятся образующие полиномы G_3^1 и G_3^2 , затем этот процесс повторяется для нахождения кодов с числом разрядов памяти $m=4$ и т.д. Ниже представлен алгоритм генерации гнездового сверточного кода с числом разрядов памяти $m=3$.

1. Установить $m=2$, $G_2(101,111)$ и задание $l=1$. Установить $m=m+1$ и для текущего значения $m=3$ получим четыре пары образующих полиномов, которые содержат G_2 в качестве гнездового кода, учитывая формулу (4) и что $g_0=g_{m+l}=1$ имеем четыре пары образующих полиномов: $G_3(1\underline{1}01,1\underline{1}11)$ $G_3(1\underline{0}01,1\underline{1}11)$ $G_3(1\underline{1}01,10\underline{1}1)$ $G_3(1\underline{0}01,10\underline{1}1)$.

2. Для каждой пары образующих полиномов необходимо вычислить свободное расстояние и определить является ли данный код некатастрофическим

$G_3(1\underline{1}01,1\underline{1}11)$ – код является некатастрофическим и $d_f=5$.

$G_3(1\underline{0}01,1\underline{1}11)$ – код является катастрофическим.

$G_3(1\bar{1}01, 1011)$ – код является некатастрофическим и $d_f=6$.

$G_3(1\bar{0}01, 1\bar{0}11)$ – код является некатастрофическим и $d_f=5$.

3. Выбрать некатастрофический код с наибольшим свободным расстоянием и записать G_3^1 и G_3^2 : $G_3(1101, 1011)$.

4. Возвращаемся к пункту 2.

В табл. 2 приведены генераторы гнездовых сверточных кодов с числом разрядов памяти от 2 до 6, построенные по «методу вперед». В целях сравнения приведены также свободные расстояния и общее число ненулевых битов информации на длине свободного расстояния для оптимальных кодов.

Таблица 2 – Гнездовые коды, полученные путем применения «метода вперед»

m	Порождающие полиномы	d_f	N	d_f	N
2	101 111	5	1	5	1
3	1101 1011	6	4	6	2
4	11101 10011	7	4	7	4
5	111101 110011	8	6	8	2
6	1011101 1110011	10	46	10	36

Можно отметить, что все коды, генерируемые по методу вперед, достигают свободного расстояния такой же величины как d_f у оптимальных кодов при $2 \leq m \leq 6$.

Список литературы: 1. *Кларк Дж.* Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / *Кларк Дж. Мл, Кейн Дж.* Пер. С англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392 2. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / *Блейхут Р. М.*: Мир, 1986, 576 с.. 3. *Housley T.* Data communications and teleprocessing systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632. 4. *Viterbi A.J.* Convolutional codes and their performance in communication systems // *IEEE Trans. Communicat. Tech.*, 2003, pp. 337.

Поступила в редакцию 17.01.2011

А. Я. КУЛИК, д-р техн. наук, проф. ВНТУ, м. Вінниця

СИСТЕМА ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ВЕЙВЛЕТ-ФУНКЦІЙ

Предложена передача информации с использованием ортогональных Вейвлет-функций. Это разрешает сохранить все преимущества метода передачи с использованием функций Уолша, но и позволяет сократить используемую каналом полосу частот, а также упростить используемое оборудование. Разработана структурная схема и алгоритмы работы для передающей и приемной частей.

It is offered to transmitting the information with use as the carrier orthogonal wavelets. It allows saving all advantages of a method of transfer with use of Walsh functions, but the strip of frequencies, borrowed by the channel, is reduced and the used hardware becomes simpler. The structure scheme and algorithms of functioning for the transmitter and receiver is developed.

Вступ. Реалізація методів широкосмугової модуляції в сучасних комп'ютерних системах і мережах базується на використанні метода прямої послідовності (DSSS) та метода частотних стрибків (FHSS). Перший з них є більш ефективним за параметрами і перспективним для подальшого удосконалення, хоча і відрізняється певною складністю побудови обладнання.

Аналіз попередніх досліджень. Використовувані для цього функції Уолша відрізняються тим, що кожна з кодових комбінацій, яка є функцією Уолша, фактично являє собою секвену, методи виділення якої хоча і відомі [1 – 3], але вимагають суттєвих апаратних витрат. Разом з тим, перспективність методу підкреслюється тим, що в теперішній час приділяється значна увага заміні кодувальних функцій Уолша на інші. Певні наробки є у використанні квазіхаотичних сигналів [4, 5]. Але сформовані послідовності уніполярні, що протирічить основним засадам передавання інформації, оскільки вони вміщують суттєву постійну складову і вимагають штучної біполяризації.

Метою досліджень є усунення сформульованих вище недоліків.

Матеріал і результати дослідження. З цієї точки зору більш ефективним є використання вейвлет-функцій, які них позбавлені. Одним з видів вейвлетів є функції Хаара, для формування яких використовується формула

$$H_l^n(\theta) = \begin{cases} 2^{l/2}, & (n-1)/2^l \leq \theta < (n-1/2)/2^l; \\ -2^{l/2}, & (n-1/2)/2^l \leq \theta < n/2^l; \\ 0, & \text{інші } \theta. \end{cases} \quad (1)$$

де $0 \leq l < N$;

N – кількість сформованих функцій;

$$1 \leq n < 2^l,$$

причому кожна із складових може виступати у вигляді ідентифікатора каналу, як цього потребує принцип асинхронно-адресового обміну інформацією. Зовнішній вигляд цих функцій поданий на рис. 1.

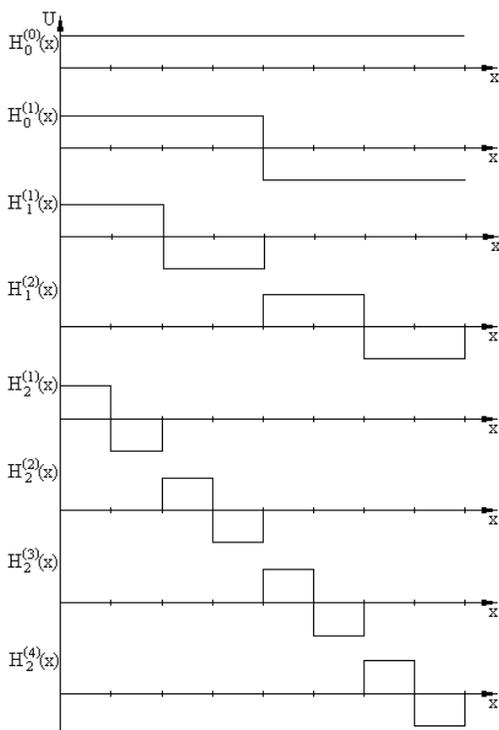


Рисунок 1 – Функції Хаара

Порівняно з функціями Уолша, функції Хаара є рівномірними, що спрощує побудову фільтрів, і біполярними, як цього вимагає побудова засобів передавання інформації. разом з тим, кожна з функцій Хаара реалізується імпульсами однакової тривалості, але в межах функції її складові зсунуті за часовою віссю. Тобто при використанні функцій Хаара для груп приймальних пристроїв можна використовувати однакові фільтри, в той час як при використанні функцій Уолша необхідно для кожної з них будувати окремий фільтр. За рахунок цього можна значно зменшити апаратні витрати без втрати переваг методу широкосмугової модуляції, оскільки функції Хаара також є ортонормованими і принцип розподілу сигналів зберігається повністю [6].

В цьому випадку проблема ідентифікації сигналів полягає в ідентифікації частоти прийнятого сигналу і його фази відносно

базового значення часового інтервалу. Оскільки для асинхронного режиму передавання кожне інформаційне повідомлення починається зі стартового імпульсу, то алгоритм передавання сам вміщує в собі початок відрахунку, як це подано на рис. 2.

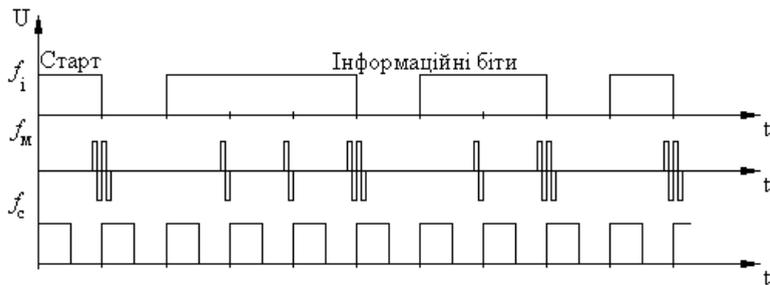


Рисунок 2 – Кодування бітів функціями Хаара в умовах широкосмугової модуляції

Для синхронного режиму передавання кожне інформаційне повідомлення починається з передавання синхросигналу, який теж може виступати початком відрахунку фази сигналу. Характерним для функцій Хаара є постійний зсув фази в кожній групі. Тому для даного випадку особливістю використання функцій є те, що для кодування нулів і одиниць по кожному каналу не можна використовувати функцій однієї групи, розташовані поряд, що може викликати неоднозначність ідентифікації, але використання в парі рівнозсунутих від границь функцій цілком можливе ($H_2^{(1)}$ та $H_2^{(4)}$ або $H_2^{(2)}$ та $H_2^{(3)}$).

Для реалізації вказаного принципу кодування потрібно здійснити певні дії [7, 8]:

на передавальному боці:

- дискретну інформацію по байтах зчитати з носія і перетворити на послідовний код;

- дані піддати кодуванню таким чином, що сигнали рівнів логічної “одиниці” і логічного “нуля” перетворити на комбінації, кожна з яких відповідає ортогональній функції Хаара, які виступають ідентифікаторами приймача;

- сформовані сигнали передати до каналу зв’язку;

на приймальному боці:

- прийняти сигнал з каналу зв’язку;

- ідентифікувати кодову комбінацію;

- у випадку співпадіння отриманої комбінації з ідентифікатором, перетворити її на одиницю чи нуль кодової комбінації і записати на носій;

- при цьому постійно фіксувати час надходження сигналів з лінії зв’язку і здійснювати додатковий контроль тривалості сигналів;

– при неспівпадінні отриманої комбінації з ідентифікатором, дані, що надійшли з каналу зв'язку, ігнорувати.

Такий порядок приймання сигналів з каналу зв'язку визначає асинхронно-адресовий режим обміну і дозволяє уникнути ситуації, коли заваду сприймають як інформаційний сигнал. Для забезпечення однозначності декодування інформації, передавання інформаційного слова розпочинають зі стартового імпульсу.

Для реалізації вищевказаних дій може бути застосована структура [8], наведена на рис. 3.

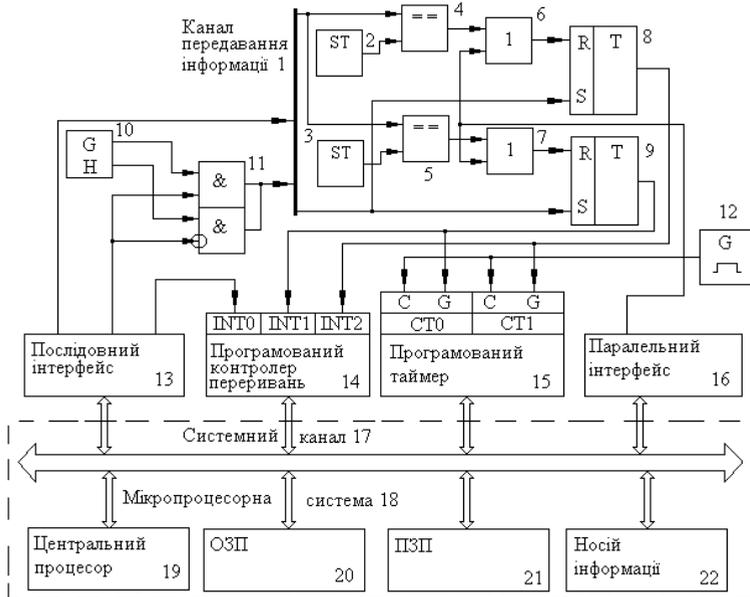


Рисунок 3 – Структура для реалізації метода широкосмугової модуляції в базисі функцій Хаара

Оскільки базові функції Хаара є ортогональними, то змішування інформації у спільній смузі частот не відбувається, і, хоча кожний з каналів використовує всю смугу частот, в результаті вона буде вузькою ніж за умови утворення окремих каналів. За рахунок порівняння прийнятої кодової комбінації з ідентифікатором та додаткового контролю відповідності тривалості надходження сигналів можна розрізнити інформативний сигнал, який діє протягом чітко визначеного проміжку часу, і заваду, яка діє випадково.

Робота пристрою ілюструється відповідними схемами для режимів передавача і приймача (відповідно рис. 4 та 5).

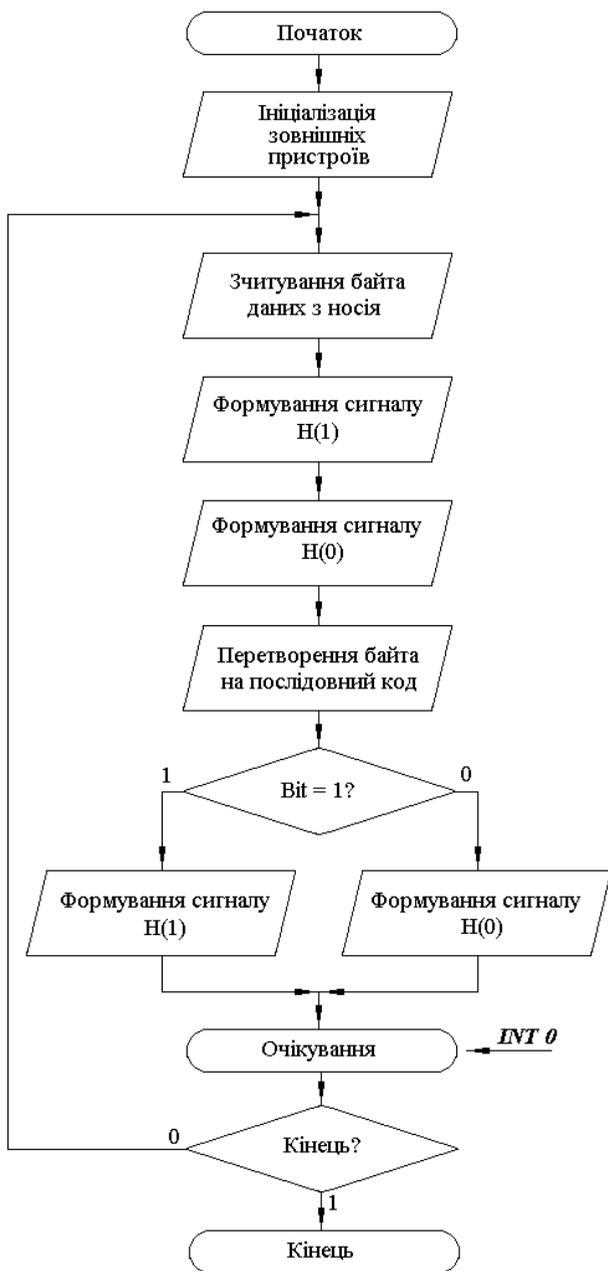


Рисунок 4 – Схема роботи пристрою в режимі передавача

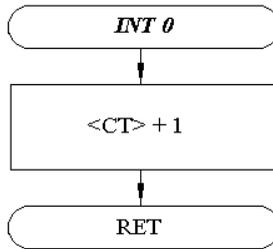


Рисунок 4 – Продовження

При увімкненні живлення центральний процесор 19 персонального комп'ютера 18 здійснює ініціалізацію послідовного інтерфейсу 13, програмуючи його на необхідний режим роботи і швидкість передавання, а також програмованого контролера переривань 14, визначаючи адреси підпрограм оброблювання переривань. Після цього з носія інформації 22 центральним процесором 19 зчитується байт інформації і пересилається до послідовного інтерфейсу 13, який перетворює його на послідовний код і передає до схеми «D» 11, яка замінює сигнали логічної “одиниці” функцією Хаара, що виступає адресовим ідентифікатором даного конкретного приймача, за допомогою генератора 10.

Логічний «нуль» замінюється іншою функцією Хаара, аналогічно поданому вище. Сформована кодова комбінація пересилається до каналу передавання інформації 1 разом з синхросигналом послідовного інтерфейсу 13. Завершення перетворення байта інформації на послідовний код інтерфейсом 13 і його пересилання до каналу зв'язку 1 супроводжується формуванням сигналу переривання *INT0*, який надходить на контролер 14. Відповідно до алгоритму роботи, центральний процесор 19 переходить до підпрограми оброблювання переривання за вектором 0 і фіксує у програмно реалізованому лічильнику циклів передавання одного байта. Процес повторюється до тих пір, поки всі байти, що знаходяться на носію інформації 22 не будуть передані до каналу зв'язку 1.

На приймальній частині при увімкненні живлення центральний процесор 19 здійснює ініціалізацію програмованого таймера 15, програмованого контролера переривань 14 та паралельного інтерфейсу 13. Лічильники *CT0* та *CT1* програмованого таймера 15 налаштовуються на режим рахування імпульсів (переривання термінального рахування). Після цього приймальна частина пристрою переходить до режиму очікування стартового адресового сигналу з каналу передавання інформації 1. Кожний синхросигнал, що надходить з каналу 1,

переводить тригери 8 та 9 до стану логічної одиниці, дозволяючи тим самим роботу лічильників СТ0 та СТ1 програмованого таймера 15.

Якщо з каналу 1 надходить комбінація, що характеризує одиницю, то компаратори 4 та 5 фіксують сигнали позитивної та негативної амплітуди, формуючи на виходах імпульси скидання тригерів 8 та 9 через схеми “АБО” 6 та 7.

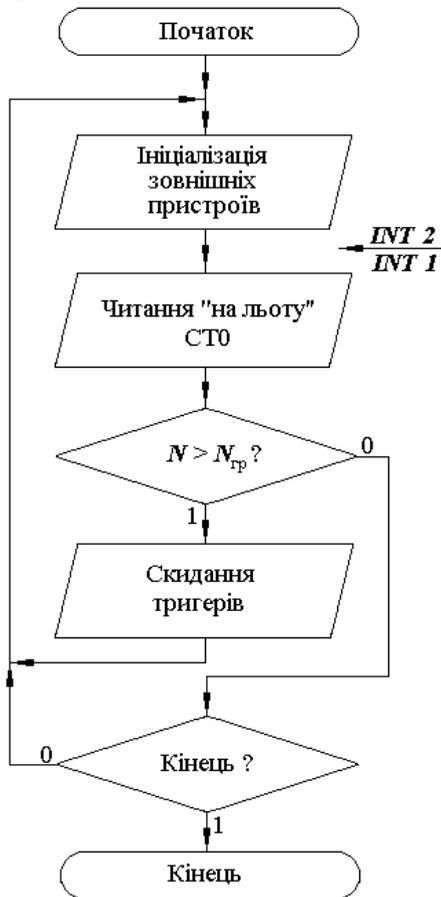


Рисунок 5 – Схема роботи пристрою в режимі приймача

Рівнем логічного “нуля” на входах *GATE* лічильників СТ1 та СТ0 програмованого таймера 15 їх робота забороняється, і в них фіксуються поточні значення:

$$N_{CT1} = T_{z1}/T_0, \quad (2)$$

$$N_{CT0} = T_{z0}/T_0. \quad (3)$$

де T_{z1} – час затримки позитивного імпульсу функції Хаара відносно синхроімпульсу;

T_{z0} – час затримки негативного імпульсу функції Хаара відносно синхроімпульсу;

T_0 – період генератора опорної частоти 12.

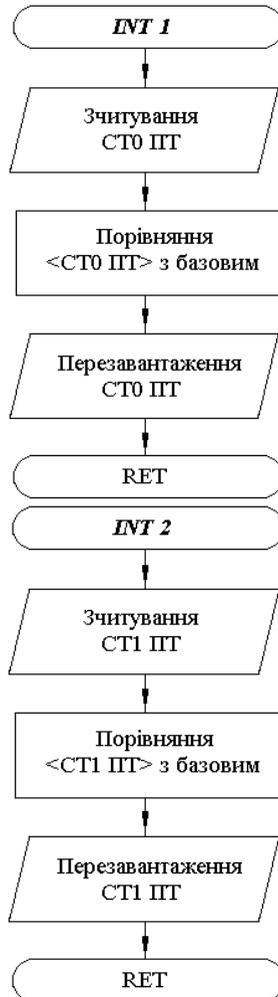


Рисунок 5 – Продовження

Одночасно зі скиданням тригерів 8 та 9 формуються сигнали переривань відповідно по векторах INT2 та INT1 програмованого контролера переривань 14, за якими зчитуються значення, зафіксовані

у лічильниках СТ0 та СТ1 програмованого таймера 15 і здійснюється їх перезавантаження.

Вказані часові показники однозначно характеризують кожну функцію Хаара і дозволяють її повністю ідентифікувати. Якщо визначена функція відповідає присвоєній даному приймачу (для випадку співпадіння адрес), то замість неї до носія інформації записується одиниця. Перша з отриманих одиниць завжди є стартовим імпульсом, після якої надходить нуль та вісім інформативних бітів, причому кожна одиниця передається такою самою функцією Хаара.

Якщо визначена функція не відповідає присвоєній даному приймачу, то передавання ігнорується. Якщо після надходження стартового імпульсу не надходить друга належна функція Хаара, то, після завершення можливого часу для надходження імпульсів відтворення належної функції, через паралельний інтерфейс 16 тригери скидаються.

Процес продовжується до тих пір, поки вся інформація не буде прийнята з каналу 1, після чого центральний процесор 19 переходить до оброблювання зареєстрованих значень.

Виходячи з вищевикладеного можна фіксувати протягом якого часу надходив сигнал з каналу передавання інформації 1. Якщо тривалість часової позиції (час, протягом якого надходив сигнал з каналу 1) не відповідає встановленій тривалості передавання позитивного та негативного імпульсів, то інформація прийнята помилково і зберігати її непотрібно. Якщо інформація прийнята правильно, то ідентифікована кодова комбінація записується на носій 22.

Метод пройшов апробацію під час впровадження у ВНТУ, а також на підприємствах «Інтехсервіс-В» та «Пожежне спостереження – Вінниця». Результати експериментальної перевірки наведені на рис. 6.

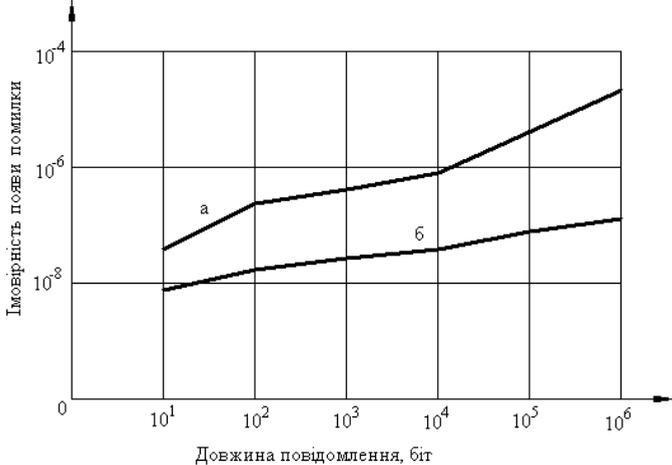


Рисунок 6 – Характеристики стандартного та розробленого пристроїв:
а – стандартний пристрій; б – розроблений пристрій

Висновки. Оскільки до каналу передавання надходить інформація, перекодована за умовами широкосмугової модуляції з використанням ортогональних функцій Хаара, то при цьому досягається значний позитивний ефект, який полягає у звуженні смуги частот, яку займають канали багатоканальної системи, що в свою чергу підвищує ефективність експлуатації лінії. Крім цього, додатковий контроль супроводження інформаційних сигналів дозволяє уникнути ситуації, коли завада сприймається як інформаційне повідомлення, що збільшує вірогідність її приймання.

Побудова багатоканальної системи з використанням ортогональних функцій Хаара в умовах широкосмугової модуляції дозволяє для вказаних умов скоротити смугу частот у 4,46 рази. Відповідно у 4,46 рази зростає ефективність використання лінії.

Список літератури: 1 *Harmuth H. F. Applications of Walsh function in communications / H. F. Harmuth // IEEE Spectrum. – 1969. – Nov. – PP. 82 – 91.* 2 *Harmuth F. H. Sequence filters based on Walsh functions / H. F. Harmuth // IEEE Trans. – 1968. – June. – EMC-10. – № 2. – PP. 293 – 295.* 3 *Хармут Х. Ф. Передача информации ортогональными функциями: Пер. с англ. / Х. Ф. Хармут. – М. : Связь, 1975. – 272 с.* 4 *Пакетная передача информации при ее маскировке многомодовым хаосом: тр. 5-й Междунар. конф. “Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2003)” [Электронный ресурс] / Э. В. Кальянов. – С. -Пб. : ЗАО АВТЭК. – 2003 – Режим доступа: <http://www.autex.spb.ru>* 5 *Новые подходы к решению проблем в системах связи и компьютерных сетях: динамический хаос [Электронный ресурс] / А. Дмитриев, С. Старков // Компьютерра. – 2001. – № 46 (423). – Режим доступа до журн. : <http://www.kinnet.ru/cterra/423/14434.html>* 6 *Kulyk A. Use of Wavelet-Functions in Techniques of Telecommunications and Computer Networks / A. Kulyk, O. Zralko // Internet – Education – Science: Forth International Conf. Vinnytsia, Septtmbra 28 – October 16, 2004. – Baku (Azerbaijan) – Vinnytsia (Ukraine) – Veliko Turnovo (Bulgaria). – 2004. – Vol. 2. – P. 673 – 675. 7 Пат. 5439 України, МПК⁷ Н03М 13/00. Спосіб передачі дискретної інформації в умовах широкосмугової модуляції / Кулик А. Я., Зралко О. Г., Кривогузченко Д. С. (Україна); ВНТУ. – № 20040604294; заявл. 03. 06. 2004; опубл. 15. 03. 2005; Бюл. № 3. – 3 с. 8 Пат. 9071 України, МПК⁷ Н03М 13/00. Пристрій для передавання дискретної інформації в умовах широкосмугової модуляції / Кулик А. Я. (Україна); ВНТУ. – № 20041209950; заявл. 06. 12. 2004; опубл. 15.09.2005; Бюл. № 9. – 3 с.*

Надійшла до редакції 03.10.2010

Л.Б. ЛИЩИНЬКА, канд. техн. наук., доц. ВТЕІ КНТУ, м.Вінниця
М.В. БАРАБАН, аспірант ВНТУ, м. Вінниця
Р.Ю. ЧЕХМЕСТРУК, студент, ВНТУ, м. Вінниця
М.А. ФІЛІНЬОК, д-р техн. наук, проф. ВНТУ, м.Вінниця

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ СТАБІЛЬНОСТІ ЕКВІВАЛЕНТА ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ ОДНОПЕРЕХІДНОЇ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ

Проведена оцінка характеру температурної залежності параметрів фізической еквівалентной схеми однопереходной транзисторной структуры, проанализирована температурная стабильность эквивалента индуктивности.

The estimation of the nature of temperature dependence of parameters of physical equivalent circuit unijunction transistor structure was made, temperature stability of the equivalent inductance was analyzed.

Одною з проблем мікроелектроніки є створення напівпровідникової індуктивності, яка відповідає вимогам технологічності і має високе значення індуктивності, добротності і стабільності. На низьких частотах ця проблема вирішується схемотехнічними методами, наприклад, використанням гіраторів у [1]. На ультрависоких та надвисоких частотах реалізуються напівпровідникові аналоги індуктивності на основі біполярних і польових транзисторів. При цьому для отримання високої добротності використовуються або складові транзистори, або лавинний режим роботи біполярного транзистора [2, 3]. Спільним недоліком цих рішень є низька температурна стабільність транзисторних еквівалентів індуктивності. Використання одноперехідної транзисторної структури (ОТС) у вигляді одноперехідного транзистора (ОТ) дозволяє використовувати тільки один транзистор в активному режимі [4], що є передумовою отримання більш високих значень його стабільності, у порівнянні з вище розглянутими технологічними рішеннями.

Виходячи з цього, в роботі поставлено задачі дослідження стабільності еквівалента індуктивності на основі ОТ (див. рис. 1, а) та оцінку відносної стабільності еквівалентів індуктивності на основі лавинних і складових транзисторів.

1. Оцінка характеру температурної залежності параметрів фізической еквівалентной схеми ОТС. Температурна стабільність напівпровідникового еквівалента індуктивності оцінюється температурним коефіцієнтом індуктивності [5]:

$$S_T^L = \frac{\Delta L}{L_0 \Delta T} 100\% [\text{град}^{-1}],$$

де ΔL – приріст еквівалентна індуктивність, ΔT – приріст температури.

Для розрахунку цього коефіцієнта в діапазоні температури та частоти, використано фізичну еквівалентну схему ОТС (рис. 1, б) [6]:

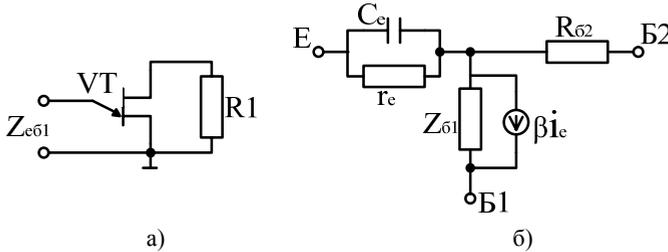


Рисунок 1 – Високочастотна (а) і фізична еквівалентна (б) схеми ОТС: r_e і C_e – диференційний опір і ємність емітерного переходу, $Z_{сб1}$ і $R_{с2}$ – диференційний і омичний опір бази, β – високочастотний коефіцієнт передачі ОТС по струму

На схемі не враховано елементи корпусу і виводів, які в розглянутому діапазоні частот не впливають на температурну стабільність транзисторного еквівалента індуктивності.

Диференційний опір емітерного переходу залежить як від температури, так і від струму емітера, який пропорційний напрузі живлення:

$$r_e = \frac{kT}{qI_e}; \quad I_e = U_{жс} / R_e, \quad (1)$$

де k – стала Больцмана, q – заряд, R_e – резистор в колі між шиною живлення та емітером.

З формули (1) слідує, що r_e росте пропорційно температурі.

Так як емітерний перехід в більшості випадків є плавним, то залежність його ємності від температури описується виразом:

$$C_e = S_e \sqrt{\frac{N_e \epsilon \epsilon_0 q}{2(U_e + \phi_T)}} \left/ \left(1 + \frac{\ln q [kT(U_e + \phi_T) - 1]}{qkT(U_e + \phi_T)} \right) \right., \quad (2)$$

де N_e – концентрація донорних домішок емітерного переходу; ϵ, ϵ_0 – діелектричні сталі; $\phi_T = kT$ – дифузійний потенціал; U_e – напруга на емітерному переході; S_e – площа емітерного переходу.

Аналіз формули (2) показує, що ємність емітерного переходу змінюється пропорційно температурі.

Омичний опір пасивної області бази $R_{с2}$ збільшується пропорційно з ростом температури і як в біполярному транзисторі може бути апроксимований виразом:

$$R_{с2}(T) = R_{с2}(T_o) + 0,03(T - T_o),$$

де $R_{\sigma 2}(T_o)$ – опір пасивної області бази при температурі T_o . Він пропорційний $1/(qn\mu_n)n$ і росте з збільшенням температури внаслідок зменшення рухливості електронів μ_n .

Низькочастотне значення коефіцієнта передачі по струму $\beta_o = \gamma\beta_i(1 + \mu_n/\mu_p)$, де γ – коефіцієнт інжекції емітерного переходу; β_i – коефіцієнт переносу в область бази; μ_n і μ_p – рухливість електронів і дірок.

Коефіцієнт інжекції γ з ростом температури зменшується, що пояснюється ростом концентрації електронів в базу і збільшенням електронного струму емітерного переходу.

Коефіцієнт переносу β_n залежить як від рухливості μ_n так і часу життя електронів в базі τ , які в некомпенсованих напівпровідниках, близьких до власних, з ростом температури зменшуються. Причому μ_n в більшій ступені ніж τ , що приводить до зменшення β_n . В результаті з ростом температури β_o також зменшується.

Гранична частота ОТС розраховується в припущенні, що час прольоту носіїв через базу $\tau_2 \ll \tau_{pe}$, що дозволяє знехтувати рекомбінацією носіїв в базі рахувати тільки дрейфовий характер переносу носіїв, визначається виразом $f_\beta \approx 0.44/\tau_2$. З ростом температури τ_2 росте, що призводить до незначного зменшення f_β .

Опір активної області бази між емітером і омичним контактом першої бази:

$$Z_{\sigma 1} = 1/Y_{\sigma 1} = 1/(\text{Re}Y_{\sigma 1} + j \text{Im}Y_{\sigma 1}),$$

$$\text{де } \text{Re}Y_{\sigma 1} = \frac{M}{R_{\sigma 1}} \cos(\varphi + \theta); \text{Im}Y_{\sigma 1} = \frac{M}{R_{\sigma 1}} \sin(\varphi + \theta); M = \sin(\theta/\theta);$$

$\theta = \omega\tau_1/2$, де τ_1 – час прольоту електроном активної області бази, θ – кут прольоту активної області бази.

На відносно низьких частотах, де $\Omega_\beta \ll 1$, $\Omega_\beta = f/f_\beta$, приймаємо $(\varphi + \theta) \approx 0$, $\text{Re}Y_{\sigma 1} \approx R_{\sigma 1}$, а $\text{Im}Y_{\sigma 1} \approx 0$.

При цьому враховуючи, що з ростом температури струм емітера залишається постійним, а U_e зменшується, область бази під емітером розширюється і $R_{\sigma 1}$ зменшується.

З ростом частоти $(\varphi + \theta)$ починає рости і проявляється ємнісна складова провідності активної області бази, яка характеризується ємністю:

$$C_{\sigma 1} = \frac{M}{R_{\sigma 1}\omega} \sin(\varphi + \theta).$$

Враховуючи, що з ростом температури відбувається зниження рухливості електронів, в результаті маємо збільшення τ_1 , θ і M , що приводить до росту $C_{\beta 1}$.

2. Аналіз температурної нестабільності еквівалента індуктивності.

Використовуючи фізичну еквівалентну схему ОТС і однополюсну апроксимацію для частотної залежності коефіцієнта передачі по струму $\dot{\beta} = \beta_o / (1 + j\Omega\beta)$, визначено для діапазону частот, де $\Omega\beta^2 \ll 1$, $\beta_o > 1$ вираз для повного опору транзисторного еквівалента індуктивності на основі ОТС:

$$Z_{e\beta 1} = Z_e + Z_B(1 - \dot{\beta}).$$

Звідки:

$$\text{Re } Z_{e\beta 1} = Z_{e1} - Z'_B(\beta_o - 1) + Z''_B\Omega\beta\beta_o; \quad (3)$$

$$\text{Im } Z_{e\beta 1} = -Z_{e2} + Z'_B\Omega\beta\beta_o + Z''_B(\beta_o - 1), \quad (4)$$

де $Z_{e1} = r_e / [1 + (\omega C_e r_e)^2]$; $Z_{e2} = \omega C_e r_e / [1 + (\omega C_e r_e)^2]$;

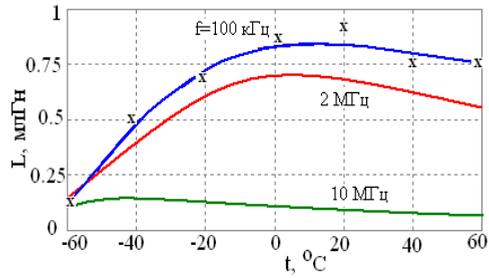
$$Z'_B = \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 2} (R_{\beta 1} + R_{\beta 2})}{(R_{\beta 1} + R_{\beta 2})^2 + (\omega C_{\beta 1} R_{\beta 1} R_{\beta 2})^2}; \quad Z''_B = \frac{\omega C_{\beta 1} R_{\beta 1} R_{\beta 2}}{(R_{\beta 1} + R_{\beta 2})^2 + (\omega C_{\beta 1} R_{\beta 1} R_{\beta 2})^2}.$$

На основі (3) і (4) отримано аналітичні вирази для еквівалентної індуктивності $L_{EB1} = \text{Im } Z_{e\beta 1} / \omega$.

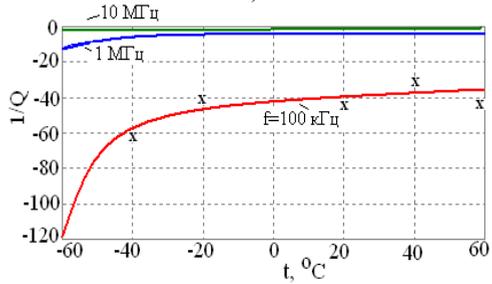
Аналіз формули (3) показує, що на частотах $\Omega\beta^2 < 1$, коли $\beta_o > 1$, що характерно для режиму мікроамперних струмів емітерного переходу, дійяна складова від'ємного опору $\text{Re } Z_{EB1}^{(-)} < 1$. Тому в цьому режимі досліджувану транзисторну індуктивність доцільно характеризувати від'ємною добротністю $Q_L^{(-)} = \text{Re } Z_{EB1}^{(-)} / \text{Im } Z_{EB1}$, вважаючи найбільш ефективним режимом її роботи, коли $Q^{(-)} < 1$.

На рис. 2 представленні розрахункові та експериментальні температурні та частотні залежності транзисторного еквівалента індуктивності на основі одноперехідного транзистора типу 2N2646, при $I_E = 50$ мкА, $R_1 = 1$ кОм, $U_{ж} = 9$ В, $F = 0,1 - 10$ МГц, $t = -60 - 60$ °С.

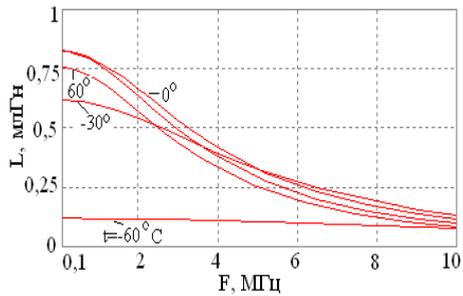
З ростом температури відбувається збільшення еквівалентної індуктивності і від'ємної добротності. В діапазоні температур (-20 – +40 °С) (рис. 2, а, б) температурний коефіцієнт індуктивності, де $Q^{(-)} < 1$, не перевищує 0,15%/град⁻¹. Для порівняння, температурний коефіцієнт індуктивності транзисторного еквівалента індуктивності на основі складового транзистора рівний 0,3%/град⁻¹ [2], а на основі лавинного транзистора 0,8%/град⁻¹.



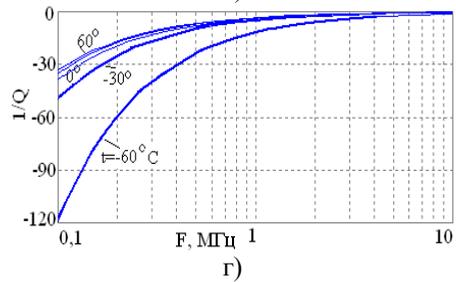
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2 – Температурні (а, б) та частотні (в, г) залежності еквівалентної індуктивності і від'ємної добротності $1/Q$ транзисторного еквівалента індуктивності (x – експериментальні точки)

Аналіз частотних залежностей параметрів схеми при різних температурах (рис. 2, в, г), показав зменшення температурної залежності при зниженні робочої частоти, що пояснюється сильним впливом температури на граничну частоту транзистора f_{β} , а також на кут прольоту активної області бази θ , що веде до зменшення $R_{\theta 1}$ і $C_{\theta 1}$, які найбільш сильно впливають на L і $Q^{(-)}$.

Висновки. Аналіз температурної залежності еквівалентної індуктивності ОТС показав, що на низьких частотах вона визначається в основному впливом опору емітерного переходу і низькочастотним коефіцієнтом передачі транзистора по струму. На високих частотах ця залежність проявляється в зменшенні повного опору активної області бази.

В порівнянні з температурним коефіцієнтом індуктивності на основі лавинного або складового транзистора, транзисторний еквівалент індуктивності на основі одноперехідної транзисторної структури володіє більш чим в два рази більше температурною стабільністю.

Список літератури: 1 *Ионкин П.А.* Синтез RC-схем с активными взаимными элементами / *П.А. Ионкин, В.Г. Миронов.* – М.: Энергия, 1971. – 184 с. 2 *Осадчук В.С.* Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / *В.С. Осадчук* - К.: Вища шк. Головное издательство, 1987. – 155 с. 3 *Dill H.G.* Inductive semiconductor element and their application in handpass amplifiers / *H.G. Dill* // IRE Transactions on military electronics. – 1961. – V. MIL 5. – P. 239-250. 4 *Негоденко О.Н.* Анализ входного импеданса однопереходного транзистора / *О.Н. Негоденко, М.Ф. Пономарев* // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1971. – №12. – С. 1433-1437. 5 *Филинюк Н.А.* Полупроводниковые индуктивности для СВЧ диапазона / *Н.А. Филинюк, А.М. Кузёмко, Салех М.М. Журбан* // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2006. - № 5. – С. 9-13. 6 *Ліцинська Л.Б.* Дослідження УПШ на базі ОТ від параметрів його фізичної еквівалентної схеми / *Л.Б. Ліцинська, М.В. Барабан, Я.С. Рожкова* // Наукові праці ВНТУ. – 2010. – №6. – С. 1-6. 7 *Спирidonov Н.С.* Основы теории транзисторов / *Н.С. Спирidonov* – К. : Техника. – 1975. – 360 с.

Надійшла до редакції 04.03.2011

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

Е.С. БЫСТРИКОВА, магистр НТУ «ХПИ»

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ФРАКТАЛОВ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ

У статті розглянуті питання використання теорії фракталів для оцінки стану серцево-судинної системи людини, що дозволяє діагностувати різноманітні захворювання серця на ранніх стадіях їх виникнення та проводити своєчасне лікування цих захворювань.

This paper deals with using fractal theory for the assessment condition of the human's cardiovascular system. It helps to make a diagnosis of the different heart disease and conduct medical treatment in time.

Постановка проблеми. В последние годы в развитых странах, несмотря на очевидные успехи в разработке новых лабораторных и инструментальных методов диагностики и лечения сердечно-сосудистых заболеваний, продолжается их рост. Периоды биоритмов, и, в частности, сердечного ритма, длительностью порядка часа, суток и более, можно изучать традиционными методами гистограммного или спектрального анализа. Однако оценка хроноструктуры величины и ритмов фрактальной размерности, индексов Херста позволяют на более ранней стадии и с большей точностью и информативностью судить о нарушениях гомеостаза и развитии конкретных заболеваний.

Анализ литературы. В работах [1, 2] приведены основы теории фракталов. В работах [3, 4] рассмотрены вопросы применения теории фракталов в медицине и в [5, 6] особенности применения фракталов при диагностике различных систем.

Цель статьи заключается в оценке информативных параметров электрокардиограммы (ЭКГ), полученных на основе теории фракталов.

Теории фракталов и фракталы в природе. Основателем теории фракталов является Бенуа Мандельброт. Он определил фрактал как элемент структуры объекта, имеющий определенную форму и повторяющийся в различных масштабах и координатах [1]. Простыми примерами фрактала являются молния, лист папоротника, сосудистая сеть организма человека, нейрон и др. (рис. 1).

В работе [2] высказывается предположение, что вся Вселенная построена по принципу фрактальной структуры – от расположения небесных тел до динамики функций живого организма, которая соответствует хаотическому режиму функционирования. Исследования показали, что хаос в живом организме не является следствием воздействия флуктуаций, на самом деле он присущ самой природе динамического процесса в организме. Следовательно, этот «хаос»

детерминирован, в нем есть порядок и в основе этого порядка лежат фракталы. Такие хаотические явления, как формы облаков, береговой линии водоемов, растений, структура кровеносных сосудов и дыхательных путей или ритм сердечных сокращений, проявляют сходные закономерности в различных временных или пространственных масштабах.

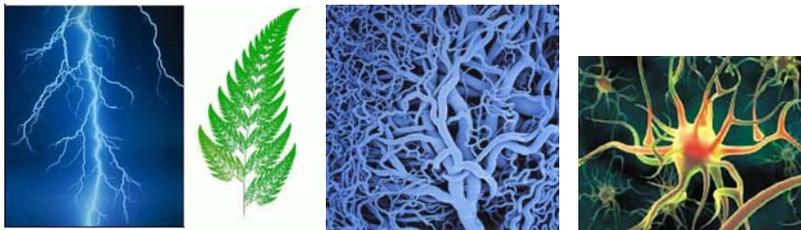


Рисунок 1 – Примеры фракталов в природе

Фракталы в организме человека. Немало фракталоподобных образований находятся в человеческом организме: в структуре кровеносных сосудов, в нервной системе, в структуре дыхательных путей [3]. Ученые из Вашингтонского университета Дж. Бассингтуэйт и Х. фон Беек воспользовались фрактальной геометрией для объяснения аномалий в кровотоке к здоровому сердцу, приводящих к инфаркту миокарда. Фрактальная организация прослеживается в картине разветвления некоторых сердечных мышечных волокон и в системе Гиса, проводящей электрические сигналы от предсердий к желудочкам. Фрактальные ответвления значительно увеличивают площадь поверхности, необходимой для распределения и сбора различных веществ в кровеносных сосудах, желчных протоках и бронхиолах и обработки информации (в нервной системе). Благодаря своей избыточности и нерегулярности фрактальные структуры хорошо противостоят повреждениям. Например, сердце способно продолжать работу, несмотря на значительные повреждения системы Гиса, проводящей необходимые для его функциональной деятельности электрические импульсы.

Фрактальная закономерность обнаружилась в поведении кривой интервалов $R-R$. Интервал $R-R$ – это промежуток времени между соседними R -зубцами электрокардиограммы, равный продолжительности сердечного цикла. Он используется при определении частоты сердечных сокращений в диагностике аритмий. На рис. 2 приведен сигнал ЭКГ.

Анализируя кривую, построенную на длительности интервалов $R-R$, на участке в несколько часов, были обнаружены флуктуации, сходные с флуктуациями в масштабе временного промежутка в одну

минуту [2]. Таким образом, сердечный ритм является типичным фрактальным объектом.

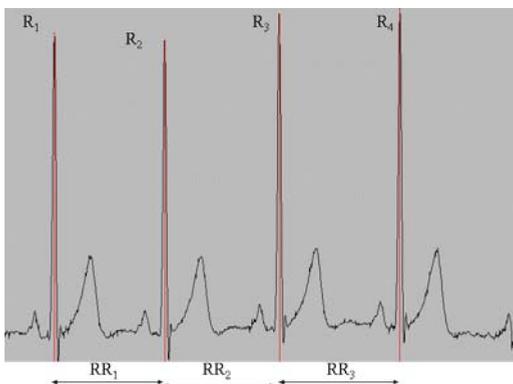


Рисунок 2 – Сигнал ЭКГ и интервалы R-R

Фрактальная размерность. Фракталы характеризуются фрактальной размерностью [4]. Говоря о размерности в общем, заметим, что у простых фигур размерностями выступают целые числа. Обозначим размерность как D . У прямой линии $D = 1$, у квадрата $D = 2$ ($S = L^2$), у куба $D = 3$ ($V = L^3$). Обозначив меру – M , размер – L , получим следующее выражение:

$$M = L^D. \quad (1)$$

Если фигуру уменьшить в N раз (отмасштабировать), то она будет укладываться в исходной N^D раз.

Действительно, если уменьшить отрезок ($D = 1$) в 5 раз, то он поместится в исходном ровно пять раз ($5^1 = 5$); если треугольник ($D=2$) уменьшить в 3 раза, то он уложится в исходном 9 раз ($3^2 = 9$). Верно и обратное: если при уменьшении размера фигуры в N раз оказалось, что она укладывается в исходной n раз (то есть ее мера уменьшилась в n раз), то размерность можно вычислить по формуле:

$$D = \ln(n) / \ln(N). \quad (2)$$

Формула (2) справедлива для простых фигур.

Выведем формулу размерности для сложных фигур. На рис. 3 представлено образование сложной фигуры.

Образуем фрактал. Итерации начнем с одного отрезка. С каждым шагом каждый отрезок порождает два новых: длина одного равна 0.88 длины родителя, второго – 0.41 длины родителя. В пределе получается следующее множество, образующее фрактал (рис. 4):

Закрашенная часть получилась из большего отрезка, незакрашенная – из меньшего. Следовательно, если принять размер полного фрактала

равным 1, то размер части, полученной из большего отрезка, будет 0.88, а размер полученной из меньшего 0.41. Формула (2) в этом случае не подходит, так как мы имеем не один, а два коэффициента масштабирования.



Рисунок 3 – Образование сложной фигуры, являющейся фракталом

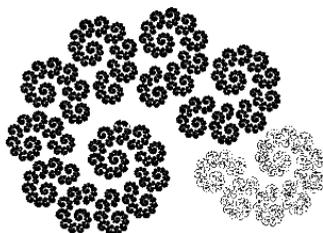


Рисунок 4 – Фрактал

Мера полного фрактала равна сумме мер его частей:

$$M_0 = M_1 + M_2. \quad (3)$$

И сам фрактал, и его части имеют одинаковую размерность (D) и мы можем выразить меры через размеры:

$$L_0^D + L_1^D + L_2^D. \quad (4)$$

Зная размер, запишем уравнение:

$$1^D = 0.88^D + 0.41^D. \quad (5)$$

Таким образом, если фрактал образован из N подобных элементов, с коэффициентами подобия $k_1, k_2 \dots k_N$, то его размерность можно найти из уравнения:

$$1 = k_1^D + k_2^D + \dots + k_N^D. \quad (6)$$

Т. к. все коэффициенты равны, можно упростить формулу:

$$1 = k_1^D + k_2^D + \dots + k_N^D = N * k^D. \quad (7)$$

Т. к. $1/N = k^D$,

$$D = \ln(1 / N) / \ln(k). \quad (8)$$

Выражение (8) является универсальной формулой для вычисления размерности фрактала [4].

Метод Херста. Существует удобный эмпирический метод, позволяющий определить, является ли изучаемый процесс случайным самоподобным фрактальным объектом и какова его фрактальная размерность (в концепции случайных фракталов), является ли фрактальная статистика процесса неизменной или изменяется в зависимости от рассматриваемого масштаба времени. Это метод нормированного размаха, или метод Херста [5].

Показатель Херста выражается следующей формулой:

$$\frac{R}{S} = \left(\frac{N}{2} \right)^H, \quad (9)$$

где H – показатель Херста;

N – число отсчетов функции;

R – размах функции (разность между максимальным и минимальным значениями);

S – среднеквадратическое отклонение функции.

Если исследуемый процесс обладает фрактальными свойствами, то зависимость $\log(R/S)$ от $\log(t)$, где t – интервал времени, на котором вычисляются R и S , является кусочно-линейной, а тангенс угла наклона каждого линейного участка определяется как показатель Херста.

На рис. 5 приведена ЭКГ в трехмерном фазовом пространстве с размерностью 3 [6]:

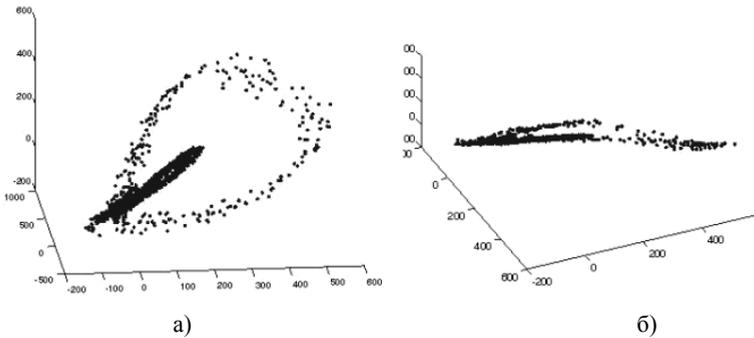


Рисунок 5 – ЭКГ в фазовом пространстве: а) состояние сердечно-сосудистой системы неустойчивое; б) состояние сердечно-сосудистой системы устойчивое

На рис. 5.а приведен пример представления ЭКГ в трехмерном фазовом пространстве. Состояние сердечно-сосудистой системы неустойчивое. Показатель Херста H равен 0.4736. В случае стабильно устойчивого состояния сердечно-сосудистой системы ЭКГ (рис. 5.б)

может быть представлено в двухмерном фазовом пространстве, при этом показатель H значительно отличается от величины 0.5.

Выводы. Физиологам еще предстоит исследовать природу как развития процессов, приводящих к возникновению фрактальных структур, так и динамических процессов в организме, порождающих наблюдаемые признаки хаоса.

Список литературы: 1. *Мандельброт Б.* Фрактальная геометрия природы. – М.: Институт компьютерных исследований, 2002. – 656 с. 2. *Апанасенко Г. Л.* Валеология и фундаментальная наука: материалы междунар. науч.-практ. конф. [«Современные технологии достижения здоровья и долголетия»] / Киев. мед. акад. последипломного образования им. П. Л. Шупика. – Киев, 2009. 3. *Есламгалиева Ш. Н.* Понятие Фрактал. Фракталы в медицине: материалы междунар. 64-й науч. студ. конф. им. Н.И. Пирогова / Под ред. проф. В. В. Новицкого, д. м. н. Л. М. Огородовой. – Томск, 2005. 4. *Мичурин А.* Вычисление фрактальной размерности. <http://www.michurin.com.ru/fractal-dim.shtml> 5. Отчет о работе группы Центра вахтовой медицины и Института биофизики клетки <http://kairost.ru/610/35.html#10> 6. Ахметанов. Применение теории фракталов и Вейвлет-анализа для выявления особенностей временных рядов при диагностике систем //Вестник научно-технического развития. – М.: Институт машиноведения РАН, 2009. – № 1(17). – С. 26 – 31.

Поступила в редакцию 28.02.2011

Т. Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
Т. Ю. ГЛЫБЯНСКАЯ, магистр НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗАТОР ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ЦЕНТРАЛЬНОЙ НЕРВНОЙ СИСТЕМЫ

У статті розглянуті результати розробки аналізатора діяльності центральної нервової системи (ЦНС), призначеного для дослідження біопотенціалів головного мозку людини, за допомогою якого можливо не тільки встановлювати характер захворювання, а й об'єктивно контролювати ефективність лікування, прогнозувати час та етапи відновлення, проводити діагностику стану центральної нервової системи людини.

The results of working out of the analyzer of activity of the central nervous system, intended for research of activity of a brain of the person, with which help it is possible not only to establish character of disease, are presented to its diagnostics, but also objectively supervise efficiency of treatment, predict time and restoration stages, are considered in the article.

Постановка проблеми. Современные технические возможности обеспечили создание большого числа различных методов обработки массивов данных, полученных при исследовании биологических систем. Однако все еще актуальным остаются вопросы повышения помехоустойчивости и качества съема биопотенциалов мозга. Существует проблема съема низкого уровня полезных сигналов на фоне спектрально-неотделимых помех. Поэтому разработка анализатора деятельности ЦНС является целесообразной.

Анализ литературы: В работах [1, 2] рассмотрены электрохимические процессы, происходящие в головном мозге, в [3] проанализированы характеристики существующих электроэнцефалографов. Из зарубежных ЭЭГ устройств наиболее распространены электроэнцефалографы фирм *Nihon Kohden*, *ORION*. На отечественном рынке лидируют электроэнцефалографы фирм *Nihon Kohden*, МБН, *NeuroCom*, *TREDEX* («DX-системы»). На основании обзора и анализа технических характеристик существующих ЭЭГ устройств можно сделать вывод, что они имеют высокие технические параметры, но дорого стоят, что подчеркивает актуальность разработки.

Цель статьи – разработать отечественный анализатор деятельности ЦНС, который бы максимально сочетал в себе ряд таких преимуществ, как: доступность, помехоустойчивость, точность, универсальность и простоту реализации.

Современная наука и медицина достаточно глубоко изучила принцип функционирования человеческого организма. Однако механизм функционирования ЦНС до сих пор изучен недостаточно. Тем не менее, достигнутые в этой области результаты и методы

позволяют диагностировать большую группу заболеваний на ранних стадиях развития, таких как функциональное нарушение нервной системы, черепно-мозговые травмы, воспалительные заболевания ЦНС, перинатальная патология нервной системы и другие.

Электроэнцефалография (ЭЭГ) – метод исследования деятельности головного мозга животных и человека, основанный на суммарной регистрации биоэлектрической активности отдельных зон, областей, долей мозга. ЭЭГ применяется в современной нейрофизиологии, а также в неврологии и психиатрии. Процессы, происходящие в головном мозге человека, имеют электрохимическую природу. В результате чего на поверхности головы человека возникают слабые электрические потенциалы величиной от 1 мкВ до 2 мВ в частотном диапазоне ниже 70Гц. Электрическую активность можно зарегистрировать лишь при помощи специальных высокочувствительных электроэнцефалографов. ЭЭГ совершенно безвредна и безболезненна. Для регистрации ЭЭГ используются датчики, расположенные по поверхности головы человека, которые соединяют проводами со входом аппарата. Датчики необходимо применять такие, которые не стесняли бы человека и не создавали бы электрических помех. На выходе устройства получают графическое изображение колебаний разности биоэлектрических потенциалов живого мозга.

Задача регистрации ЭЭГ представляет собой многоканальную синхронную запись микровольтовых инфранизкочастотных сигналов с типичным внутренним сопротивлением источника сигнала единицы – сотни кОм. При этом следует учитывать априорное наличие аддитивных систематических помех с частотой питающей сети при соотношении «сигнал/шум» хуже единицы, аддитивного белого гауссовского шума электродов, постоянную составляющую в виде электрохимического поляризационного потенциала, тренды вследствие изменения осмотического давления электродной жидкости и мультипликативную помеху вследствие изменения электродного сопротивления. А также систематические и импульсные радиочастотные помехи, которые следует, видимо, выделить в отдельную группу, как и физиологические артефакты.

Типичный регистрируемый ЭЭГ-сигнал – единицы – сотни микровольт. Поэтому задача построения системы регистрации является нетипичной и не может быть решена обычными методами проектирования, т.к. пренебрегаемые параметры операционных усилителей имеют здесь важное значение.

Автоматизированные системы измерения и обработки медико-биологической информации, использующие современные программные средства, существенно расширяют диагностические возможности современной медицины. Для применения современных методик

анализа и разработки новых, необходимо иметь качественно и достоверно полученные данные в реальном масштабе времени в цифровом виде на ПК. Использование для анализа ПК является прогрессивным, так как современные ПК обладают достаточным запасом вычислительной мощности, а возможность применения гибкости Windows-компилятора позволяет внедрять самые разнообразные методики инженером-программистом, не имеющим глубоких знаний аппаратной реализации устройства.

Современные электроэнцефалографы представляют собой многоканальные регистрирующие устройства, объединяющие от 8 до 24 и более идентичных усилительно-регистрирующих блоков (каналов), позволяющих таким образом регистрировать одновременно электрическую активность от соответствующего числа пар электродов, установленных на голове обследуемого.

Рассмотрим функциональную схему анализатора деятельности ЦНС. Устройство состоит из измерительного усилителя и платы регистрации.

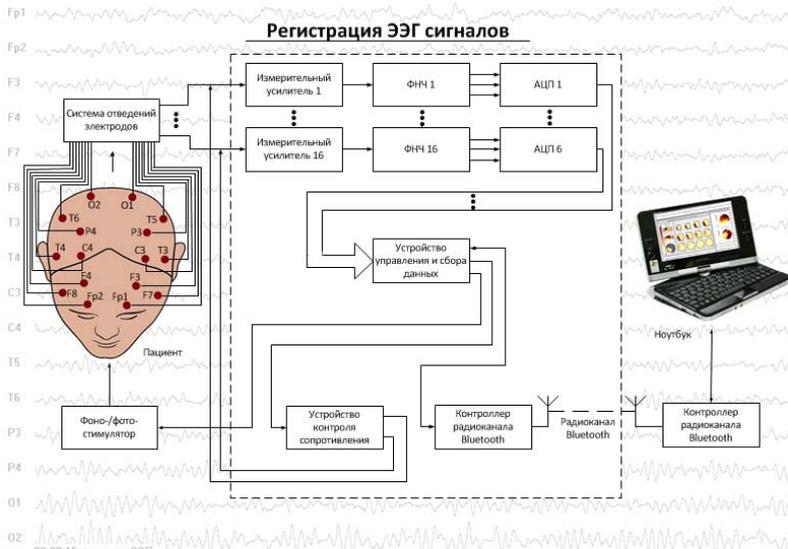


Рисунок 1 – Функциональная схема анализатора деятельности ЦНС

На каждый канал регистрации подаются напряжения, отведенные двумя электродами: одно на положительный, другое на отрицательный вход канала усиления. В каждом канале измерительного усилителя усиливается дифференциальный сигнал двух смежных точек отведений. В разработанном анализаторе деятельности ЦНС общее число отведений – 16 и симметричная система отведений.

Измерительный усилитель построен на базе МДМ ОУ и должен быть конструктивно расположен в непосредственной близости источника сигналов. Для обеспечения качественного съема и регистрации ЭЭГ сигналов измерительный усилитель предложено закреплять в датчике непосредственно на голове пациента для минимизации длины связей между электродами и усилителем. Плата регистрации может быть расположена отдельно, но длина связей между платой регистрации и измерительным усилителем не должна превышать 0,5 м.

Для минимизации влияния помех сети питания, оцифрованный сигнал передается в компьютер по радиоканалу. Благодаря этому устройство будет иметь низкий уровень внутренних шумов и достаточную устойчивость к внешним электромагнитным помехам, в частности к помехам сети питания. Именно помехи сети питания (50 Гц и другие гармоники) обычно имеют наибольшую амплитуду и сильно искажают сигнал. Кроме того, измерительный усилитель имеет входной пассивный RC-фильтр, который ограничивает полосу пропускания до усиления, что уменьшает искажение полезного сигнала, обусловленное нелинейностью характеристики усилителя.

Аппаратный фильтр нижних частот перед АЦП необходим для устранения реплик высокочастотных гармоник в спектре оцифрованного полезного сигнала. АЦП связаны с устройством сбора данных по последовательному интерфейсу, что позволяет реализовать его на одном микроконтроллере. Оцифрованные сигналы с входов АЦП поступают на вход устройства управления и сбора данных.

Устройство управления и сбора данных так же осуществляет контроль сопротивления «электрод-кожа» и выдачу сигналов на внешнее устройство фотостимуляции и фоностимуляции. Питание используется автономное от батареи (24 В), что безопаснее для пациента и позволяет избежать помехи 50 Гц без режекторного фильтра.

Схема измерительного усилителя реализована на интегральных микросхемах *ICL7650S* и *140УД17*. Плата регистрации содержит сигма-дельта аналого-цифровой преобразователь (*AD7706*), микроконтроллер (*PIC18F452*), контроллер радиоканала *Bluetooth (LMX9820)*.

Благодаря такому техническому решению, можно достичь следующих результатов:

1. При максимальной допустимой погрешности $\gamma = 0,05$ (5%) на частоте $f_{cp} = 70$ Гц постоянная времени будет равна:

$$\tau = R \cdot C = \frac{1}{2 \cdot \gamma \cdot f_{гр}}; \quad (1)$$

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot 0,05 \cdot 70} = 0,1429 \text{ с.} \quad (2)$$

2. Требуемый коэффициент усиления равен:

$$K_y = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{2,5}{4 \cdot 10^{-3}} = 625. \quad (3)$$

3. Допустимая частота дискретизации с учетом требуемого запаса будет $f_d = 250$ Гц.

$$f_d = 2f_{\text{max}} \cdot \alpha. \quad (4)$$

4. Разрешение квантования по уровню R (количество двоичных разрядов):

$$R_{\text{min}} = \log_2 \left(\frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{\varepsilon} \cdot 2 \right); \quad (5)$$

$$R_{\text{min}} = \log_2 \left(\frac{13 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} \cdot 2 \right) \approx 15 \text{ бит}. \quad (6)$$

Таким образом, заложив определенный запас, определим $R = 16$ бит.

Обработка, анализ и архивация данных, а также взаимодействие с пользователем организовано на базе ПК.

Биттрейд потока информации равен:

$$P = R \cdot f_d \cdot n; \quad (7)$$

После подстановки значений получим:

$$P = 6 \cdot 250 \cdot 16 = 64 \text{ кбит/с}. \quad (8)$$

Выбранный интерфейс связи с положенным запасом позволяет обеспечить стабильную передачу требуемого потока информации в реальном времени.

Программное обеспечение для электроэнцефалографов предоставляет широкий набор методов обработки электроэнцефалограммы и форм представления результатов ее анализа.

Существуют следующие методы обработки электроэнцефалограмм:

- когерентный,
- корреляционный,
- спектральный анализ,
- сжатые спектральные массивы,
- анализ вызванных перестроек.

Все эти методы анализа ЭЭГ позволяют количественно оценить уровень взаимодействия и взаимосвязи между различными зонами головного мозга. С помощью рассмотренных методов обработки врач получает подробную информацию о состоянии ЦНС в виде разнообразных графиков, диаграмм и таблиц в любых сочетаниях и представлениях. Кроме того, получает заключение и статистику, на основании которой может быть поставлен диагноз заболевания и назначено соответствующее лечение.

Использование современных технологий позволяет автоматизировать и упростить работу медицинского персонала. Использование ПК для отображения, регистрации и исследования электрических потенциалов коры головного мозга открывает новые возможности для дальнейшей работы специалистов в этой области.

Список литературы: 1. *Иванов Л.Б.* Прикладная компьютерная электроэнцефалография. – Москва: АЗОТ «Антидор», 2000. 2. *Гольдберг Л. М., Матюшкин Б.Д.* – Цифровая обработка сигналов. – 2005. – 348 с. 3. *Крамаренко А.В.* Принцип подавления внешних шумов при проектировании аппаратуры для ЭЭГ исследований. – www.dx-telemedicine.com.

Поступила в редакцию 11.11.2010

В.В. МУЛЯРОВ, аспирант НТУ «ХПИ»

БЕЗДЕМОНТАЖНЫЙ КОНТРОЛЬ НАРУШЕНИЙ ЛИНЕЙНОСТИ ФУНКЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Представлено математичну модель статистичного контролю точності перетворювачів ІВС контролю та діагностики. Доведено, що моніторинг числових характеристик залишкового шуму перетворювачів дозволяє статистично виявляти порушення їх метрологічних характеристик.

The mathematical model of statistical control of accuracy of converters IMS of control and diagnostics is presented. It is proved that monitoring of numerical characteristics of residual noise of converters allows to find out infringements of their metrological characteristics statistically.

Постановка проблемы. Параметрические изменения точностных характеристик первичных преобразователей ИИС контроля и диагностики, при длительной эксплуатации системы, влияют на достоверность принятия решений. Актуальной проблемой, в этом случае, является проблема бездемонтажного контроля линейности функции измерительного преобразования. Любые изменения этой функции увеличивают ширину полосы погрешности преобразователя, вызывая появления мультипликативных погрешностей как по входу так и по выходу преобразователей.

Анализ литературы. Известные в настоящее время методы алгоритмической и структурной коррекции погрешностей преобразователей связана с использованием физически реализуемых образцов измеряемых величин и функций их преобразования при условии, что последние являются линейными или хотя бы линеаризованными [1, 2]. Такие методы базируются на создании структурной избыточности при контроле точности преобразователей. При отсутствии образцов такие методы – неэффективны. В этом случае стараются создавать информационную избыточность, применяя «интеллектуальные» методы вторичных измерительных преобразований, использующих логические процедуры принятия решений [3,4]. Однако и такие методы требуют применения поверочных метрологических операций на базе стандартных образцов входных величин.

Цель статьи – показать возможности статистического контроля точности преобразователей на основе их анализа остаточного случайного шума, с последующим контролем числовых характеристик этого шума, при любых динамических входных сигналах и отсутствии образцов измеряемых входных величин.

Математическая модель нарушение линейности преобразования

Рассмотрим преобразователь с номинальной линейной функцией преобразования вида:

$$y = c + dx + \Delta y,$$

где c и d – параметры модели;

Δy – случайная погрешность преобразования;

$$\Delta y \sim \text{NORM}(0, \sigma_{\Delta y}^2).$$

Введем нелинейность в модель действительной функции первичного измерительного преобразования:

$$y = c + dx + f \cdot X + \Delta y, \quad (1)$$

где $f = 0$ при строгой линейности функции преобразования.

Реализация выходного сигнала будет представлена теперь моделью

$$y_{ji} = (c + da_j + fa_j^2) + b_j(d + 2fa_j)t_{ji} + fb_j^2t_{ji}^2 + \\ + (d + 2fa_j + 2fb_jt_{ji})e_{ji} + fe_{ji}^2 + \Delta y_{ji}, \quad (2)$$

где e_{ji} – случайное отклонение выходной величины преобразователя от математического ожидания функции измерительного преобразования, когда отсчет этой величины производят в фиксированные моменты времени с погрешностью Δt_{ji} .

$$e_{ji} = \Delta x_{ji} - b_{ji} \cdot \Delta t_{ji}.$$

Так как номинальная функция измерительного преобразования предполагается линейной, то выражение (2) может быть представлена в виде линейной функции времени с нестационарным случайным шумом $\varepsilon(t_{ji})$

$$y_{ji} = (c + da_j + fa_j^2) + b_j(d + 2fa_j)t_{ji} + \varepsilon(t_{ji}). \quad (3)$$

Здесь случайный остаток $\varepsilon(t_{ji})$ содержит еще и систематическую составляющую, зависящую от времени наблюдения:

$$\varepsilon(t_{ji}) = fb_j^2t_{ji}^2 + (d + 2fa_j + 2fb_jt_{ji})e_{ji} + fe_{ji}^2 + \Delta y_{ji}. \quad (4)$$

Дисперсия случайного остатка определяется выражением

$$\sigma_{\varepsilon}^2(t) = f^2\beta_c^4t^4 + (d + 2f\alpha_c + 2f\beta_c t)^2\sigma_e^2 + f^2\sigma_e^4 + \sigma_{\Delta y}^2, \quad (5)$$

Анализ последнего выражения показывает, что дисперсия остатка $\sigma_{\varepsilon}^2(t)$ является нелинейной функцией времени наблюдения входной динамической величины, что приводит к появлению нестационарности выходного сигнала преобразователя по его остаточной дисперсии.

Обнаружить появление такой не стационарности можно используя параметрические тесты, например, дисперсионного отношения [5] или

тестируя выходной сигнал на отсутствие корреляции случайного остатка с временем наблюдения [6].

Модель структурной коррекции погрешности нелинейности.

Рассмотрим метод пространственной коррекции, который достигается структурной избыточностью. Согласно этому методу, коррекция функции измерительного преобразования осуществляется за счет усреднения выходных сигналов нескольких однотипных преобразователей, на вход которых подается одна и та же измеряемая величина. С точки зрения надежности, этот метод постоянного общего (по отношению к преобразователю) резервирования. Метод эффективен для коррекции случайных погрешностей, но хотя погрешность от нелинейности – систематическая, надо учитывать случайный характер остаточных отклонений e_{ji} в результатах y_{ji} измерений динамической величины $X = F(t)$.

При разработке информационной модели структурной коррекции возможно использование одного из двух вариантов обработки выходных сигналов для n параллельно работающих первичных преобразователей.

а) использование, отдельно, выходных сигналов каждого из n преобразователей для вычисления их остаточных дисперсий σ^2 и последующего их усреднения;

б) усреднение выходных сигналов $y_{ji}^{(1)}, \dots, y_{ji}^{(n)}$ преобразователей с последующим вычислением остаточной дисперсии усредненного сигнала.

На рис. 1 представлены структурные схемы (соответственно а) и б) для этих вариантов усреднения по группе преобразователей $\Pi_1, \dots, \Pi_v, \dots, \Pi_n$.

Если σ^2 и ρ^2 - полная дисперсия выходного сигнала и нормированный коэффициент парной его корреляции с временем t (точка заменяет любой из индексов а или б), то остаточные дисперсии выходных сигналов схем а) и б) имеют вид

$$\left\{ \begin{array}{l} D_a = \frac{1}{n} \left\{ \sum_{v=1}^n \sigma_v^2 \rho_v^2 \right\} \\ D_b = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \sigma_v^2 - \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \sigma_v^2 \right) \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \rho_v^2 \right) \end{array} \right\}.$$

Поскольку количество получаемой информации зависит от соотношения полной и остаточной дисперсии

$$I = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma^2}{D} \right), \quad (6)$$

то при одинаковой исходной неопределенности выходного сигнала вариантов а) и б) ($\sigma_a^2 = \sigma_b^2$), более информативным является преобразование, имеющее меньшую остаточную дисперсию. Для сравнения этих дисперсий найдем их разность, например, $D_b - D_a = \Delta D$, и определим ее знак

$$\Delta D = \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \sigma_v^2 \rho_v^2 \right) - \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \sigma_v^2 \right) \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \rho_v^2 \right). \quad (7)$$

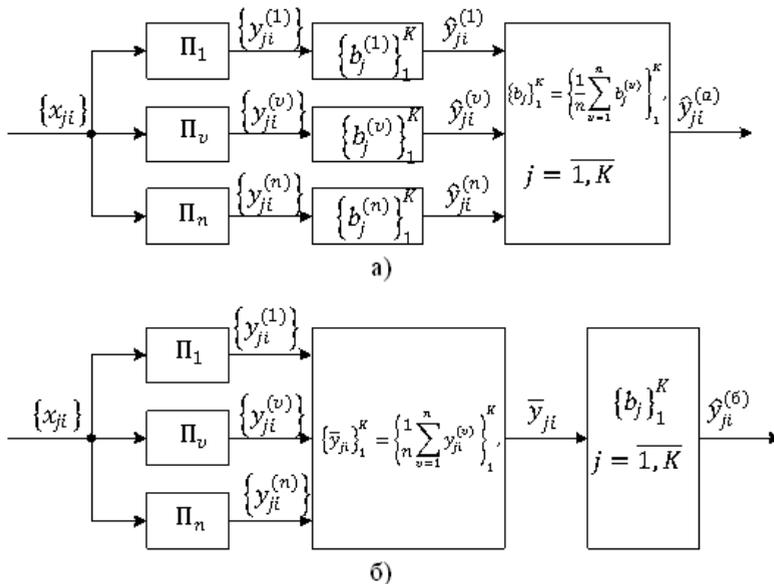


Рисунок 1 – Структурные схемы вариантов а), б) информационного преобразования при коррекции погрешности нелинейности

Правая часть условия (7) – это ковариация (смешанный центральный момент второго порядка) между σ_v^2 и ρ_v^2 , $\rho = \overline{1, n}$:

$$D_b - D_a = cov(\sigma_v^2, \rho_v^2). \quad (8)$$

Если, например, $n = 2$, то

$$cov(\sigma_v^2, \rho_v^2) = \frac{S_0}{(N-1)} \left[-\frac{(\rho_1^2 - \rho_2^2)^2}{4\rho_1^2\rho_2^2} \right] < 0, \quad (9)$$

структура варианта б) более информативна.

Практические результаты. Используемая рассмотренная схема коррекции погрешностей первичных преобразователей была практически применена для повышения метрологической надежности термопреобразователей, используемых в системе управления работой технологических агрегатов Эж1200\75, предназначенных для производства растительных масел. Это позволило увеличить более чем в 5 раз технический ресурс системы измерительного контроля (с 0,5 года до 2,5 лет).

Выводы.

1. Разработанная математическая модель контроля метрологических нарушений позволила выявлять нарушения точности первичных преобразователей и осуществлять их бездемонтажный контроль для любых рабочих режимов технологического агрегата

2. Наряду с контролем систематических погрешностей преобразователя разработанный метод позволяет выявлять нарушения линейности функции измерительного преобразования на любых участках диапазона измерения контролируемых величин.

Список литературы: 1. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю: навч. посіб. / [Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б.]. – Вінниця: Велес, 2001. – 219 с. 2. Кондрашов С.І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах: Монографія / С.І. Кондрашов. – Х.: НТУ „ХПІ”, 2004. – 224 с. 3. Малайчук В.П. Інформаційно-вимірювальні технології неруйнівного контролю: [навч. посіб.] / В.П. Малайчук, О.В. Мозговой, О.М. Петренко – Дніпропетровськ: РВВ ДНУ, 2001. – 240 с. 4. Володарський Є.Т. Статистична обробка даних: [навч. посібник] / Є.Т. Володарський, Л.О. Кошева. – К.:НАУ, 2008. – 308с. 5. Pollard J.H. A handbook of numerical and statistical techniques / J.H. Pollard – Cambridge University Press: London – New York – Melbourne, 1976. – 344 p. 6. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов / Т. Андерсон – М.: Мир, 1975. – 756 с.

Поступила в редакцию 08.02.2011

ПОЛУЛЯХ К.С., к.т.н., проф. НТУ «ХПИ»

МЕДВЕДЕВА Л.А., доц. НТУ «ХПИ»

ТОПОЛОВ И.И., ст. преп. НТУ «ХПИ»

К РАСЧЕТУ ПАРАМЕТРОВ ПАРАЛЛЕЛЬНО–ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ЦИФРОВИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Робота присвячена вивченню можливостей покращення експлуатаційних характеристик асинхронних паралельно-последовних АЦП підвищеної швидкодії. Розглянуті методи розрахунку параметрів схем на базі використання позиційних систем числення. Запропонована методика вибору оптимальних варіантів структур паралельно-последовних вольтметрів.

Work is devoted the study of possibilities of improvement of operating descriptions of asynchronous parallel-serial ADC of enhanceable fast-acting. The methods of calculation of parameters of charts are considered on the base of the use of position scales of notation. The method of choice of optimum variants of structures is offered parallel successive voltmeters.

Широкое использование паралельно-последовательных цифровых измерительных приборов (ЦИП) ограничивается сложностью схем, которая резко возрастает с увеличением разрядности АЦП, что приводит к увеличению стоимости прибора. Поэтому представляет интерес исследование возможности выбора оптимальных параметров схем, что позволит улучшить эксплуатационные характеристики приборов в сочетании с использованием новых разработок интегральных микросхем. Данная работа посвящена исследованию асинхронных паралельно-последовательных АЦП [1].

Результат измерения напряжения U_x цифровыми приборами определяется уравнением:

$$U_x = \Delta U \cdot N_x \quad (1)$$

где ΔU – ступень (шаг) квантования;

N_x – число ступеней (шагов) квантования.

Процесс измерения заключается в определении величины N_x . В приборах паралельно-последовательного типа определение N_x происходит путем последовательного сравнения U_x в соответствующих тактах со ступенями уравновешивания равными ΔU ; ΔUP ; ΔUP^2 ... ΔUP^{m-1} , где P – натуральное целое число больше единицы. В каждом такте определяется количество ступеней уравновешивания n_1 ; n_2 ; ... n_m .

Результат измерения напряжения в каждом такте определяется как произведение количества n_i ступеней уравновешивающего напряжения на величину ступени.

Так, например, при трех тактах измерения $m = 3$ используются уравнивающие ступени ΔU ; ΔUP ; ΔUP^2 .

В соответствующих тактах, в процессе измерения определяются количества уравнивающих ступеней n_3 ; n_2 ; n_1 . При этих условиях величину измеряемого напряжения U_x можно представить уравнением:

$$U_x = n_1 \Delta U \cdot P^2 + n_2 \Delta U \cdot P + n_3 \Delta U. \quad (2)$$

Для определения количества ступеней квантования N_x разделим уравнение (2) на ΔU . С учетом (1) получим:

$$N_x = U_x / \Delta U = n_1 P^2 + n_2 P + n_3. \quad (3)$$

Составляющие уравнения, относящиеся к каждому такту, называются разрядами, а веса разрядов в уравнении (2) являются ступенями уравнивания: $\Delta U P^2$; $\Delta U P$; ΔU , величины, которых остаются постоянными.

Алгоритм определения значений n_1 , n_2 , n_3 поясним с помощью аналогии показанной на рисунке 1. Пусть требуется измерить отрезок содержащий N_x ступеней квантования. В качестве примера примем значение P равное $P = 4$, следовательно, веса разрядов (тактов) будут: $P^2 = 16$, $P = 4$, $P^0 = 1$. В первом такте выполняется измерение с помощью линейки с делениями равными весу первого разряда $P^2 = 16$.

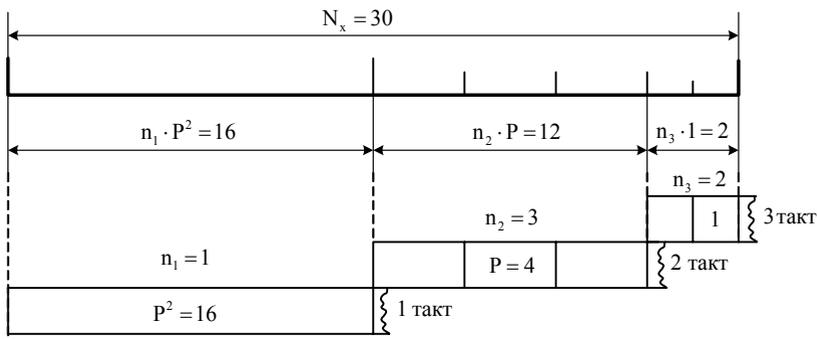


Рисунок 1 – Алгоритм определения количества ступеней n_i

В результате получаем число ступеней $n_1 = 1$. Оставшаяся часть измеряется линейкой с делениями равными весу второго разряда $P = 4$, число ступеней будет $n_2 = 3$ (второй такт). В третьем такте для измерения оставшейся длины отрезка используется линейка с делениями равным 1, получим $n_3 = 2$. На основании полученных измерений, используя уравнение (3), получим $N_x = 30$.

Определим максимально возможное число ступеней уравнивания n_{\max} для различных каскадов в уравнении (3). Пусть для младшего разряда $n_3 = P - 1$, а в следующем старшем разряде это число пусть

будет равно $n_2 = 0$. Если число ступеней увеличится на единицу, общее число ступеней будет равно P , что соответствует ступени следующего старшего разряда. Поэтому в старшем разряде получим $n_2 = 1$, а в младшем каскаде $n_3 = 0$. Такой же вывод можно получить для всех каскадов, следовательно, во всех каскадах максимальное число ступеней не превысит величину равную $(P-1)$, т.е.

$$n_1 = n_2 \dots n_{max} = P - 1. \quad (4)$$

Уравнение (3) по своей структуре соответствует представлению числа N_x с помощью некоторой позиционной системы счисления в которой при переходе к следующему старшему разряду вес разряда увеличивается в P раз, начиная от единицы для младшего разряда.

Позиционная система счисления характеризуется основным (базисным) числом P , которое представляется натуральным целым числом, равным $P = 2, 3, 4 \dots$ и т.д. Значение P определяет вид системы счисления: двоичная, троичная, четырехричная и т.д.

Представим уравнение (3) в общем виде, выразив составляющие уравнения через количество разрядов m . Уравнение (3) получено для $m = 3$, при этом вес старшего разряда равен P^2 . Следовательно, старший разряд в общем виде примет вид: $n_1 \cdot P^{m-1}$. Для каждого следующего младшего разряда степень P уменьшится на единицу и в последнем разряде доходит до нулевого значения, последний и предпоследний разряды имеют вид соответственно: $n_m \cdot P^0 = n_m$; $n_{m-1} \cdot P$. Представим уравнение (3) в общем виде:

$$N_x = n_1 \cdot P^{m-1} \dots n_{m-1} \cdot P + n_m. \quad (5)$$

Определим максимальное число ступеней квантования N_{max} из уравнения (5), подставив во все разряды значение $n_{max} = (P-1)$ согласно уравнению (4):

$$N_{max} = (P-1) \cdot (P^{m-1} + \dots P + 1).$$

Второй множитель – это геометрическая прогрессия, сумма членов которой выражается уравнением:

$$P^{m-1} \dots P + 1 = \frac{P^{m-1} - 1}{P - 1}.$$

Из последних двух уравнений получим:

$$N_{max} = P^m - 1. \quad (6)$$

Назовем номинальным значение $N_{хн}$. Количество ступеней квантования равно $N_{хн} = N_{max} + 1$. Из (6) найдем:

$$N_{хн} = P^m. \quad (7)$$

В качестве примера приведем значения N_{max} и N_{xn} для числа разрядов $m=3$, при использовании десятичной системы счисления ($P=10$):

$$N_{max} = P^m - 1 = 999;$$

$$N_{xn} = N_{max} + 1 = P^m = 1000.$$

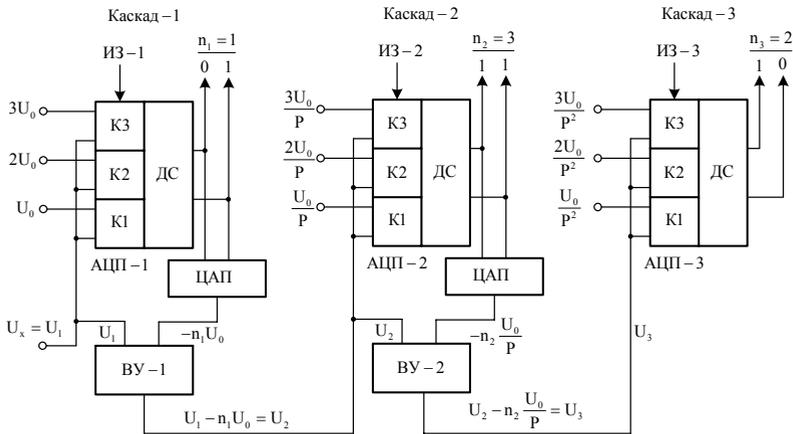
Согласно алгоритму измерения, представленному на рис. 1, процесс уравнивания начинается со старшего разряда. Поэтому для дальнейших расчетов необходимо определить величину ступени уравнивания U_0 старшего разряда. В уравнении (2) ступень $U_0 = \Delta U \cdot P^2$, а в общем виде, используя уравнение (7), можно получить: $U_0 = \Delta U \cdot P^{m-1}$.

Подставив значение $\Delta U = U_{xn} / N_{xn} = U_{xn} / P^m$, найденное из (7), определим:

$$U_0 = U_{xn} / P; \quad (8)$$

где U_{xn} – номинальное значение измеряемого напряжения.

Реализация алгоритма уравнивания, показанная на рисунке 1, в электронном виде представлена на рис. 2.



ИЗ -1, -2, -3 – импульс тактового генератора, запускающий АЦП;
 К1, К2, К3 – компараторы параллельного АЦП;
 ДС – дешифраторы единичного кода;
 ВУ -1, -2 – вычитывающие устройства.

Рисунок 2 – Схемная реализация алгоритма уравнивания

В каждом разряде используется параллельный АЦП. Количество сравнивающих устройств (компараторов $K1, K2, \dots$) в каждом разряде равно $n_{max} = P - 1$, так как количество ступеней уравнивания не превышает это число согласно (4). В первом разряде определяется

количество ступеней уравнивания n_1 величиной U_0 , в каждом последующем каскаде величина U_0 уменьшается в P раз, а число ступеней уравнивания в последующих каскадах равно n_2, n_3, \dots, n_m .

В качестве примера рассмотрим процесс уравнивания, используя четырехричную позиционную систему счисления, положив $P = 4$ и количество разрядов (каскадов) равное $m = 3$.

Зададим измеряемое напряжение $U_x = U_1$, содержащее число шагов квантования $N_x = 30$, а шаг квантования ΔU для простоты расчетов будем считать равным единице, тогда получим, используя (8):

$$U_1 = N_x \cdot \Delta U = 30;$$

$$U_{xH} = N_{xH} \cdot \Delta U = 4^3 = 64;$$

$$U_0 = \frac{U_{xH}}{P} = \frac{U_{xH} \cdot \Delta U}{P} = 16.$$

где U_0 – ступень уравнивания первого разряда, выраженная в шагах квантования.

В первом разряде с помощью параллельного АЦП – 1, содержащего компаратора $K1, K2, K3$ ($n_{\max} = P-1 = 3$) определяется код $n_1 = 1$. Затем с помощью ЦАП выполняется преобразование $n_1 U_0$ и результат вычитается из измеряемого напряжения U_1 . Полученная разность $U_1 - n_1 U_0 = U_2$ поступает на вход АЦП – 2 следующего каскада, где с помощью уравнивающих ступеней U_0 / P определяется значение $U_2 = 3$ и т.д.

Процесс измерения показан в таблице 1. Импульсы ИЗ -1, -2, -3 от тактового генератора с периодом T_0 последовательно запускают АЦП -1, -2, -3. Время измерения определяется уравнением:

$$t_{\text{изм}} = m \cdot T_0. \quad (9)$$

Результат измерения N_x вычисляется из уравнения (3).

Таблица 1 – Данные процесса измерения

Номера тактов	Напряж. на вх. АЦП	Ступень уравнивеш. АЦП	Код АЦП	Входное напряжение следующего каскада
1	$U_1 = 30$	$U_0 = 16$	$n_1 = 1$	$U_2 = U_1 - n_1 U_0 = 30 - 1 \cdot 16 = 14$
2	$U_2 = 14$	$U_0 / P = 4$	$n_2 = 3$	$U_3 = U_2 - n_2 U_0 / P = 14 - 3 \cdot 16 / 4 = 2$
3	$U_3 = 2$	$U_0 / P^2 = 1$	$n_3 = 2$	-----

Как следует из (7) номинальное число ступеней (шагов) квантования N_{xH} определяется парой целых чисел P и m , где m – число разрядов измерительной схемы, P – базисное число выбранной системы счисления. При проектировании параллельно-последовательных вольтметров возникает задача определения значений P и m при

заданном числе $N_{\text{хн}}$, величина которого определяется исходя из требуемой погрешности.

Как следует из (7) каждой паре параметров P и m (пара $P - m$) соответствует определенное номинальное число шагов квантования $N_{\text{хн}}$, причем для некоторых значений $N_{\text{хн}}$ возможно существование нескольких пар $P - m$, количество которых доходит до четырех, эти пары $P - m$ имеют обозначение А, В, С, Д.

Для упрощения расчетов в таблице 2 даны значения $N_{\text{хн}}$ для диапазона $10^3 - 10^5$ и соответствующие им пары $P - m$ в диапазоне p от 2 до 16.

Таблица 2 – Значения $N_{\text{хн}}$ для диапазона $10^3 - 10^5$

№	$N_{\text{хн}}$	А		В		С		Д		№	$N_{\text{хн}}$	А		В		С	
		p	m	p	m	p	m	p	m			p	m	p	m	p	m
1	1000	10	3							17	10000	10	4				
2	1024	2	10	4	5					18	14641	11	4				
3	1296	6	4							19	15625	5	6				
4	1331	11	3							20	16384	2	14	4	7		
5	1728	12	3							21	16807	7	5				
6	2048	2	11							22	19683	3	9				
7	2187	3	7							23	20736	12	4				
8	2197	13	3							24	28561	13	4				
9	2401	7	4							25	32768	2	15	8	5		
10	2744	14	3							26	38416	14	4				
11	3125	5	5							27	46656	6	6				
12	3375	3	8	15	3					28	50625	15	4				
13	4096	2	12	4	6	8	4	16	3	29	59049	3	10				
14	6561	9	4							30	65536	2	16	4	8	16	4
15	7776	6	5							31	78125	5	7				
16	8192	2	13							32	100000	10	5				

При выбраном из таблицы 2 значении $N_{\text{хн}}$ можно определить соответствующую ему пару $P-m$. Выбранные значения $N_{\text{хн}}$ и соответствующие пары $P-m$ будут отличаться своими данными от других вариантов. При увеличении числа m будет возрастать время измерения $t_{\text{изм}} = m T_0$ (9), но при том же значении $N_{\text{хн}}$ будет уменьшаться количество компараторов n_{max} , как следует из (7):

$$n_{\text{max}} = P - 1 = \sqrt[m]{N_{\text{хн}} - 1}$$

Отсюда следует, что при выборе схемы следует исходить из требований к проектируемому прибору. В одних случаях, возможно, потребуется высокое быстродействие (малое m), в других вариантах – простота схемы, т.е. малое количество компараторов n_{max} .

В некоторых случаях возникает необходимость нахождения оптимального варианта выбора параметров, например, получить

минимальное значение, как количества каскадов m , так и минимальное значение числа компараторов $P-1$.

Для облегчения выбора параметров и возможности сравнения вариантов используем коэффициент сравнительной оценки вариантов $K_{сов}$:

$$K_{сов} = \frac{1000}{m^2 n_{max}} = \frac{1000}{m^2 (P-1)}. \quad (10)$$

В этой формуле число 1000 – это масштабный коэффициент. Величина $K_{сов}$, рассчитанная по этой формуле, будет уменьшаться как при возрастании m ($t_{изм}$ пропорционально m), так и при увеличении числа сравниваемых устройств: $n_{max} \cdot m$. Будем считать, что выбранный вариант будет близок к оптимальному при максимальной величине коэффициента $K_{сов}$, когда величины m и $m n_{max}$ будут минимальными. Величина $m n_{max}$ – это суммарное количество компараторов во всех каскадах, если количество каскадов равно m .

Таблица 3 – Примеры расчета $K_{сов}$,

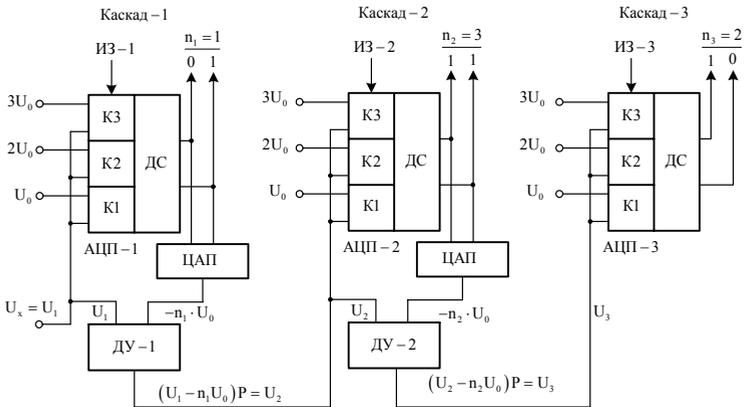
Пример 1				Пример 2				
$N_{хн}$	1024			$N_{хн}$	2048	2187	2197	
p	2	4	10	p	3	3	13	
m	10	5	3	m	11	7	3	
$K_{сов}$	10	<u>13,33</u>	12,34	$K_{сов}$	8,26	<u>10,20</u>	9,2	
Пример 3				Пример 4				
$N_{хн}$	4096				$N_{хн}$	65536		
p	2	4	8	16	p	2	4	16
m	12	6	4	3	m	16	8	4
$K_{сов}$	6,94	<u>9,25</u>	8,32	7,4	$K_{сов}$	3,9	<u>5,2</u>	4,1

В табл. 3 даны примеры расчета $K_{сов}$, по максимальному значению которого выбран оптимальный вариант значения параметров P и m при близких или равных значениях $N_{хн}$. Принятые варианты $K_{сов}$ подчеркнуты.

Недостаток АЦП, построенного по схеме рисунка 2, состоит в отличии режимов работы каскадов, так как уменьшается входное напряжение каждого последующего каскада ($U_1 > U_2 > U_3 \dots > U_m$). Это обстоятельство вынуждает уменьшать ступень уравнивания последующего каскада в P раз: ($U_0; U_0 / P; U_0 / P^2; \dots U_0 / P^{m-1}$), что усложняет схему.

Поэтому используется другой алгоритм уравнивания, который поясняется рисунком 3 и таблицей 4 [2].

Согласно этому алгоритму входное напряжение следующего каскада формируется с помощью дифференциального усилителя ДУ, на входы которого поступают сравниваемые напряжения, разность которых усиливается в P раз, как показано на рисунке 3 и в таблице 4. (усиление напряжения $U_2, U_3, \dots U_m$).



ИЗ – 1, -2, -3 – импульс тактового генератора, запускающий АЦП;
 К1, К2, К3 – компараторы параллельного АЦП;
 ДС – дешифраторы единичного кода;
 ДУ -1,-2 – дифференциальный усилитель.

Рисунок 3 – Схемная реализация алгоритма уравнивания с применением ДУ

Таблица 4 – Данные для пояснения рис.3

Номера тактов	Напр. на вх. АЦП	Степень уравнивш. АЦП	Код АЦП	Входное напряжение следующего каскада
1	$U_1=30$	$U_0=16$	$n_1=1$	$U_2 = (U_1 - n_1 U_0)P = (30-1 \cdot 16)4 = 56$
2	$U_2=56$	$U_0=16$	$n_2=3$	$U_3 = (U_2 - n_2 U_0)P = (56-3 \cdot 16)4 = 32$
3	$U_3=32$	$U_0=16$	$n_3=2$	-----

Во всех каскадах уравнивания ступени U_0 и коэффициенты усиления P дифференциальных усилителей одинаковы, следовательно схемы всех каскадов идентичны, что значительно упрощает схему прибора.

Полученные теоретические выводы справедливы для обеих схем, приведенных на рисунках 2 и 3.

Схемы рисунков 2, 3 в случае использования двоичной системы счисления называются АЦП конвейерного типа [1, 3].

Список литературы: 1. В.М. Чинков, Цифрові вимірювальні прилади, – Харків: НТУ «ХП», 2008, с. 507. 2. В.Ю. Кончаловский, Цифровые измерительные устройства, –М.: Энергоатомиздат, 1985, с. 304. 3. П.П. Орнатский, Автоматические измерения и приборы. –Киев, «Вища школа», 1986, с. 504. 4. Б.И.Швецкий, Электронные цифровые приборы. –Киев: «Техника», 1991, с.191.

Поступила в редколлегию 27.01.11

Ю.А. СКРИПНИК, д.т.н., проф. кафедры АТП КНУТД, г. Киев
С.И. КОНДРАШОВ, д.т.н., проф. НТУ «ХПИ»
А.А. ВАГАНОВ, аспирант кафедры АТП КНУТД, г. Киев

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНТРОЛЯ

Розглянуто вплив систематичних складових похибок вимірювальних каналів як визначальних. Випадкові складові похибки зменшуються методом осереднення результатів. Показано, що алгоритм періодичного порівняння дозволяє суттєво підвищити вірогідність контролю за рахунок виключення дрейфових та прогресуючих похибок.

Influencing of systematic constituents of errors of measuring channels is considered as determining. The casual constituents of error diminish by the method to take a middle results. It is shown, that the algorithm of periodic comparison allows substantially to promote control authenticity due to the exception of drift and making to progress errors.

В системах управления качеством продукции важная роль отводится измерительному контролю, при котором контролируемая величина сравнивается с нормой и принимается решение о соответствии изделия или продукта требованиям стандарта. Если отклонение контролируемой величины от нормы находится в пределах установленного допуска, то решение принимается положительным, в противном случае – отрицательным. Типовые системы измерительного контроля представлены на рис.1.

В измерительной системе (рис.1, а) контролируемая физическая величина X в измерительном канале 1 преобразуется сенсором 2 в электрический одномерный или многомерный сигнал, информативный параметр которого после масштабного (M) в блоке 3, функционального (F) в блоке 4 и нормирующего (N) в блоке 5 преобразований [1] сравнивается в блоке 6 с нормой Y_H , задаваемой электрической величиной (напряжением или током) $Y_H (U_H, I_H)$. Норма определяется выражением

$$Y_H = S_2 K_3 S_4 K_5 X_H = S_H X_H, \quad (1)$$

где S_2 – крутизна преобразования сенсора; K_3 – коэффициент масштабного преобразования; S_4 – крутизна функционального преобразования; K_5 – коэффициент нормирующего преобразования; X_H – номинальное значение измеряемой величины; S_H – номинальная результирующая крутизна преобразования измерительного канала.

По результату сравнения ΔY принимается одно из возможных решений.

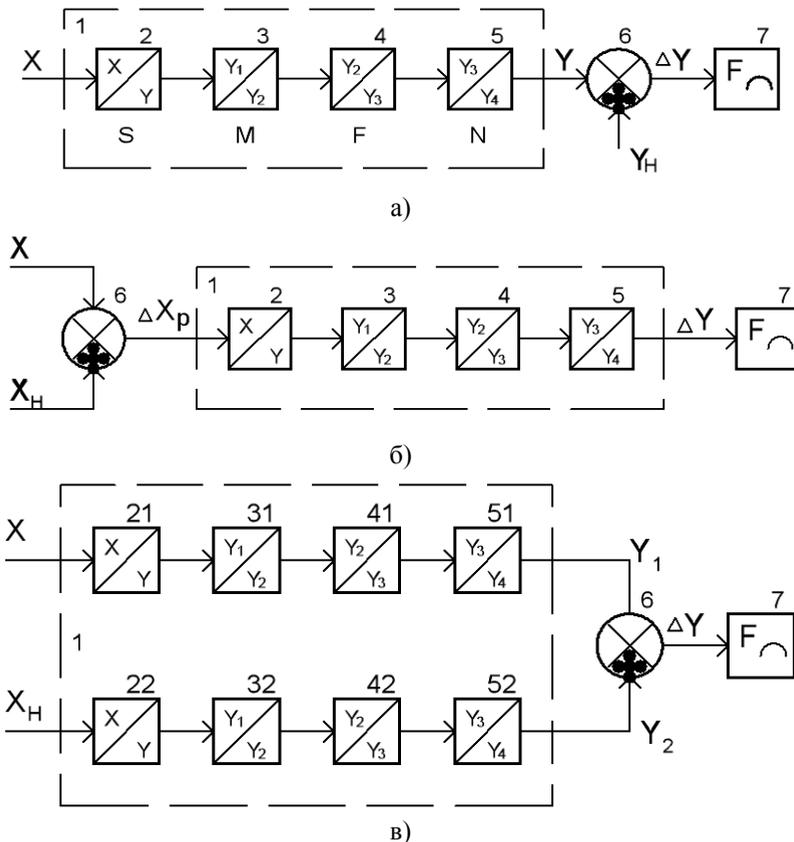


Рисунок 1 – Системы измерительного контроля при сравнении контролируемой величины с нормой после предварительного преобразования (а), с предварительным сравнением и последующим преобразованием разности (б) и предварительным преобразованием сравниваемых величин (в):

- 1 – измерительный канал, 2 – сенсор, 3 – масштабный преобразователь,
- 4 – функциональный преобразователь, 5 – нормирующий преобразователь,
- 6 – схема сравнения, 7 – блок принятия решения

Работа реального измерительного канала (ИК) сопровождается аддитивными и мультипликативными погрешностями, которые, в общем случае, быстро или медленно изменяются во времени. Поэтому результат контроля в блоке 7 определяется соотношением

$$Y_H < S_H (1 + \gamma)(X + \Delta X) < Y_B, \quad (2)$$

где Y_H и Y_B – нижнее и верхнее значения нормы; γ – относительная суммарная мультипликативная погрешность; ΔX –

абсолютная суммарная аддитивная погрешность, приведенная ко входу измерительного канала.

Погрешности γ и ΔX искажают результаты контроля. Медленные изменения погрешностей γ и ΔX связаны с процессами старения и износа элементов измерительных преобразователей, быстрые изменения обусловлены, в основном, внешними воздействиями влияющих факторов (температуры, давления, влажности и т.п.). Основную опасность представляют медленно изменяющиеся прогрессивные погрешности, которые носят дрейфовый характер. Эти погрешности невозможно исключить предварительной калибровкой и настройкой измерительных преобразователей из-за их нестационарного характера. По этой же причине невозможно их усреднить за допустимый интервал времени.

С точки зрения минимизации погрешностей выгодно применять систему контроля (рис.1, б), в которой норма задается физической величиной X_H , однородной с измеряемой величиной X . В этом случае все измерительные преобразования в ИК осуществляются с разностной величиной $\Delta X_p = X - X_H$, которая формируется в схеме сравнения б и преобразуется в ИК в разностную электрическую величину

$$\Delta Y = S_H (1 + \gamma)(X - X_H + \Delta X). \quad (3)$$

Результат сравнения после преобразования в ИК должен удовлетворять неравенству

$$\Delta Y \leq Y_B - Y_H. \quad (4)$$

В этом случае все указанные погрешности, особенно мультипликативные, мало влияют на результат сравнения, так как реализуются преимущества дифференциального метода измерения [2]. Однако реализация этой схемы встречает серьезные трудности из-за невозможности непосредственного сравнения многих физических величин, не обладающих направленным действием (температура, влажность, плотность, вязкость и т.п.). Поэтому в практике автоконтроля широкое применение получила двухканальная структура преобразования X и X_H (рис.1, в). Положительным свойством этой схемы является ее инвариантность к внешним влияниям, так как влияющие факторы одновременно воздействуют на парные преобразователи (21 и 22, 31 и 32 и т.д.). При идентичности измерительных преобразователей, входящих в ИК, результаты контроля определяются неравенством

$$S_H (X - X_H) \leq Y_B - Y_H. \quad (5)$$

К сожалению, реальная нестабильность и, как следствие, неидентичность характеристик сенсоров (датчиков), масштабных преобразователей (усилителей), функциональных преобразователей

(например, выпрямителей) не позволяет реализовать потенциально высокую инвариантность двухканальных схем сравнения физических величин или многомерных сигналов сенсоров.

Из-за наличия медленно изменяющихся аддитивных и мультипликативных погрешностей в принятии решений появляются ошибки первого и второго рода (риски заказчика и изготовителя) [3], которые носят вероятностный характер. Вероятность принятия ошибочных решений оценивается выражением:

$$P_{Ош} = P_X + P_H, \quad (6)$$

где P_X – вероятность того, что измеряемая величина X находится в поле допуска, а принимается отрицательное решение (негодно); P_H – вероятность того, что X вышло за пределы допуска, а принимается положительное решение (годно).

Достоверность измерительного контроля определяется формулой:

$$D = 1 - P_{Ош} = 1 - P_X - P_H. \quad (7)$$

Алгоритмы повышения достоверности контроля направлены на уменьшение ошибок первого и второго рода путем снижения влияния случайных и медленно изменяющихся систематических погрешностей, которые носят как аддитивный, так и мультипликативный характер [4].

Одним из эффективных алгоритмов повышения достоверности контроля является алгоритм периодического сравнения измеряемой величины X с нормируемой величиной X_H (рис. 2).

Периодическое сравнение обеспечивается поочередным воздействием сравниваемых величин (рис.2, а) на один и тот же сенсор. Такое воздействие в зависимости от природы физических величин может быть обеспечено с помощью автоматических переключателей (для электрических величин), вращающимися дисками-абтюраторами (для оптических излучений), управляемыми клапанами и заслонками (для жидкостных потоков) и т.п. В дальнейшем процесс коммутации физических величин будем условно показывать автоматическим переключателем 1, который управляется мультивибратором 2.

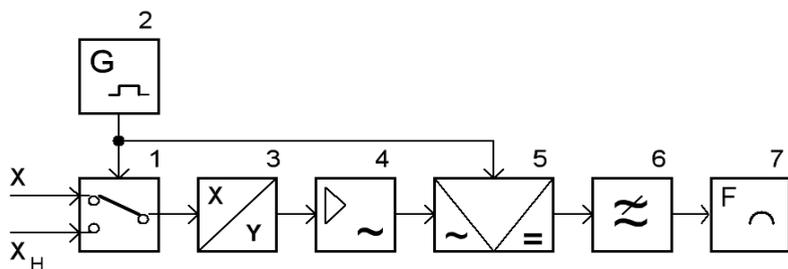
Выходное напряжение сенсора при воздействии на его вход измеряемой величины X

$$U'_3 = S_3 (1 + \gamma_3)(X + \Delta X_3), \quad (8)$$

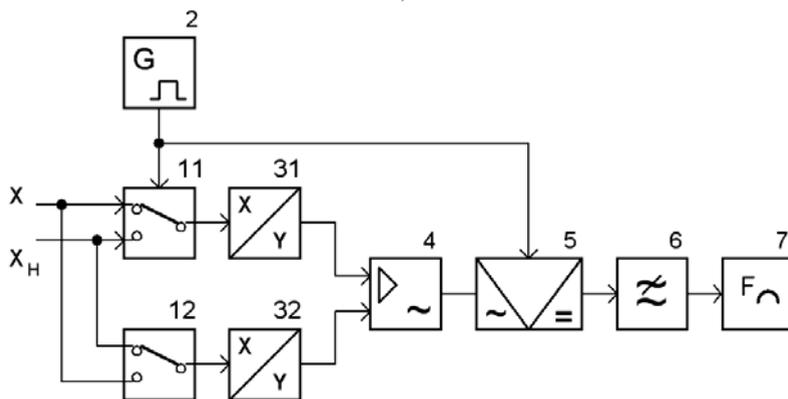
где S_3 – номинальная крутизна преобразования сенсора; γ_3 и ΔX_3 – мультипликативная и аддитивная погрешности сенсора.

При последующем воздействии на вход сенсора 3 нормируемой величины X_H выходное напряжение сенсора

$$U''_3 = S_3 (1 + \gamma_3)(X_H + \Delta X_3). \quad (9)$$



а)



б)

Рисунок 2 – Системы измерительного контроля периодического сравнения с замещением (а) и противопоставлением (б) контролируемых величин:

1 – автоматический переключатель, 2 – мультивибратор, 3 – сенсор, 4 – усилитель переменного напряжения, 5 – фазочувствительный выпрямитель, 6 – фильтр нижних частот, 7 – блок принятия решения

В результате автоматической работы переключателя 1 на выходе сенсора 3 образуется временная последовательность импульсов напряжений длительностью в полупериод коммутации с амплитудами U'_3 и U''_3 . При неравенстве амплитуд импульсов ($U'_3 \neq U''_3$) усилителем 4 переменного напряжения, который используется в качестве масштабного преобразователя, выделяется и усиливается переменная составляющая напряжения частоты коммутации

$$U_4 = K_4 \cdot \frac{U'_3 - U''_3}{2} \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (10)$$

где K_4 – коэффициент усиления усилителя 4 переменного напряжения; F – частота переключений мультивибратора 2; $\text{sign} \sin$ – прямоугольная огибающая последовательности импульсов.

С учетом выражений (8) и (9) имеем:

$$U_4 = \frac{S_3 K_4}{2} \cdot (1 + \gamma_3) \cdot (X - X_H) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (11)$$

Переменное напряжение (11) выпрямляется фазочувствительным выпрямителем 5, который управляется напряжением мультивибратора 2 и выполняет функциональное преобразование, и сглаживается фильтром 6 нижних частот. Постоянное напряжение поступает на блок 7 принятия решения, в котором осуществляется, по аналогии с (5), сравнение с допуском

$$S_0 (1 + \gamma_0) (X - X_H) \leq Y_B - Y_H, \quad (12)$$

где S_0 и γ_0 – результирующая крутизна одноканального периодического сравнения и его суммарная относительная мультипликативная погрешность.

Благодаря алгоритму периодического сравнения на результат сравнения не влияет аддитивная погрешность ИК, а влияние мультипликативной погрешности ослаблено, что свойственно дифференциальному методу измерения. Быстро изменяющиеся случайные погрешности усредняются фильтром нижних частот.

Для уменьшения влияния медленно изменяющихся мультипликативных погрешностей целесообразно использование двухканальной схемы периодического сравнения (рис.2, б). Сравнимые величины X и X_H поочередно воздействуют на одинаковые сенсоры 31 и 32 в противоположной последовательности. При указанном положении автоматических переключателей 11 и 12 на выходе сенсора 31 формируется напряжение

$$U'_{31} = S_3 (1 + \gamma_{31}) (X + \Delta X_{31}), \quad (13)$$

а на выходе сенсора 32 – напряжение

$$U'_{32} = S_3 (1 + \gamma_{32}) (X_H + \Delta X_{32}), \quad (14)$$

где S_3 – номинальная крутизна преобразования сенсоров 31 и 32; ΔX_{31} и ΔX_{32} – абсолютные аддитивные погрешности сенсоров 31 и 32; γ_{31} и γ_{32} – относительные мультипликативные погрешности сенсоров 31 и 32.

Разностное напряжение на входе дифференциального усилителя 4 с учетом (13) и (14)

$$U'_{31} - U'_{32} = S_3 [(X - X_H) + \gamma_{31} X - \gamma_{32} X_H + \Delta X_{31} - \Delta X_{32}]. \quad (15)$$

В противоположном положении автоматических переключателей 11 и 12 разностное напряжение на входе дифференциального усилителя 4

$$U''_{31} - U''_{32} = S_3 [(X_H - X) + \gamma_{31} X_H - \gamma_{32} X + \Delta X_{31} - \Delta X_{32}]. \quad (16)$$

При периодической работе автоматических переключателей 11 и 12 дифференциальным усилителем 4 переменного напряжения усиливается переменная составляющая последовательности импульсов разностных напряжений (15) и (16):

$$U_4 = S_3 K_4 \cdot (1 + \gamma_{31} - \gamma_{32}) \cdot (X - X_H) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (17)$$

где K_4 – коэффициент усиления дифференциального усилителя 4 по переменному напряжению.

Из выражения (17) видно, что результат сравнения зависит от разности мультипликативных погрешностей преобразователей ИК, которые при внешних коррелированных воздействиях близки друг к другу. Аддитивная погрешность исключается полностью.

Свести к минимуму влияние обеих составляющих погрешности (γ и ΔX) можно с помощью алгоритмов функциональной обработки последовательности импульсов в одноканальных схемах периодического сравнения (рис. 3) [5].

На схеме (рис. 3, а) в качестве функционального преобразователя использован логарифматор 4, включенный на выходе сенсора 3, или, при необходимости, после масштабного преобразователя. Если импульсы (8) и (9) подвергнуть логарифмическому преобразованию, то получим после преобразования напряжения импульсов:

$$U_4' = S_4 \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X + \Delta X_3), \quad (18)$$

$$U_4'' = S_4 \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X_H + \Delta X_3), \quad (19)$$

где S_4 – крутизна логарифмического преобразования.

При $X \neq X_H$ в последовательности импульсов (18) и (19) появляется переменная составляющая напряжения частоты коммутации, которая усиливается усилителем 5 переменного напряжения. Усиленное напряжение можно представить в виде:

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \left[\ln S_3 (1 + \gamma_3) (X + \Delta X_3) - \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X_H + \Delta X_3) \right] \times \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (20)$$

где K_5 – коэффициент усиления усилителя 5 переменного напряжения.

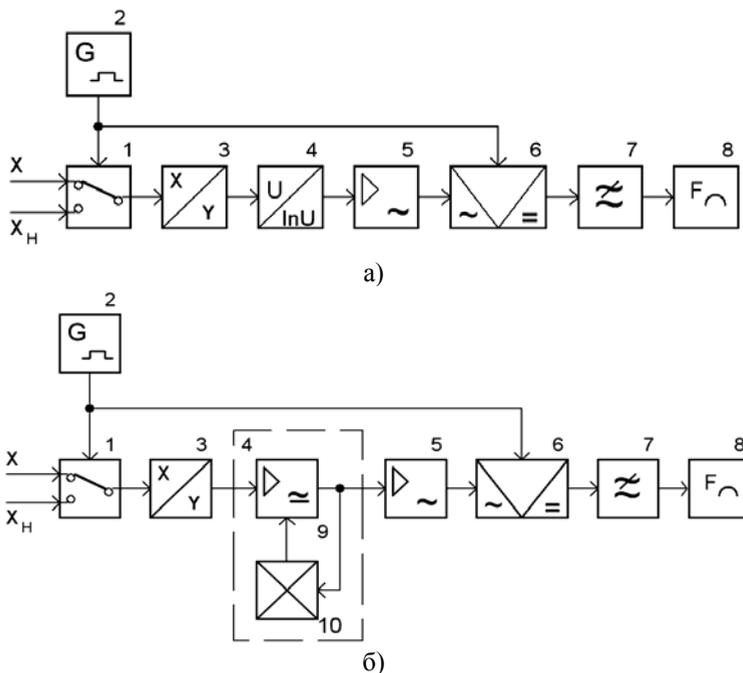


Рисунок 3 – Система измерительного контроля периодического сравнения с дополнительным логарифмическим (а) и логометрическим (б) преобразованиями:

- 1 – автоматический переключатель, 2 – мультивибратор, 3 – сенсор,
- 4 – функциональный преобразователь, 5 – усилитель переменного напряжения,
- 6 – фазочувствительный выпрямитель, 7 – фильтр нижних частот, 8 – блок принятия решения, 9 – управляемый операционный усилитель, 10 – блок АРУ

Учитывая, что разность логарифмов равняется логарифму отношения, получаем

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \ln \left(\frac{X + \Delta X_3}{X_H + \Delta X_3} \right) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (21)$$

Выражение (21) можно представить и так

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \ln \left(1 + \frac{X - X_H}{X_H + \Delta X_3} \right) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (22)$$

В выражении (22) погрешностью ΔX_3 можно пренебречь по сравнению с нормой X_H . Тогда напряжение

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \ln \left(1 + \frac{X - X_H}{X_H} \right) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (23)$$

Второй член в скобках многим меньше единицы ($X - X_H \ll X_H$). Поэтому, разложив логарифмическую функцию в ряд и пренебрегая членами второго порядка малости, получим

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \frac{X - X_H}{X_H} \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (24)$$

Переменное напряжение (24) выпрямляется фзочувствительным выпрямителем 6, сглаживается фильтром 7 нижних частот и поступает в блок 8 принятия решения.

В схеме (рис. 3, б) в качестве функционального преобразователя 4 использован операционный усилитель 9 с блоком 10 автоматической регулировки усиления (АРУ). При периодическом усилении импульсов напряжения U_3' и U_3'' и инерционной работе АРУ (быстром срабатывании и медленном восстановлении) коэффициент усиления операционного усилителя 9 будет определяться амплитудой импульсов большего напряжения. Если $U_3' > U_3''$, то коэффициент усиления

$$K_9 = U_0 / U_3', \quad (25)$$

где U_0 – выходное напряжение в режиме ограничения ($U_0 = \text{const}$).

Усилителем 5 переменного напряжения будет усиливаться разностное напряжение

$$U_5 = \frac{K_5}{2} K_9 (U_3' - U_3'') \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (26)$$

где K_5 – коэффициент усиления усилителя 5 переменного напряжения.

С учетом значения коэффициента усиления (25) имеем

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(1 - \frac{U_3''}{U_3'} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (27)$$

Подставив в выражение (27) значения напряжений (8) и (9), окончательно получим

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(1 - \frac{X_H + \Delta X_3}{X + \Delta X_3} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (28)$$

Так как $\Delta X_3 \ll X$, то переменное напряжение

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(\frac{X - X_H}{X} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (29)$$

Переменное напряжение (29) выпрямляется, сглаживается и поступает в блок 8 принятия решения. Как следует из (29), выходное напряжение свободно от погрешностей.

Таким образом, использование алгоритмов периодического сравнения измеряемой величины с нормой позволяет существенно повысить достоверность контроля различных физических величин за счет исключения медленно меняющихся прогрессирующих погрешностей как аддитивного, так и мультипликативного характера. Влияние быстроизменяющихся погрешностей можно уменьшить известными алгоритмами (временным или пространственным усреднением) [6].

Список литературы: 1. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О.* Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах. – К.: Вид-во "Райдуга", 1994. – 658 с. 2. *Орнатский П.П.* Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1983. - 455 с. 3. *Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б.* Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. – Вінниця: Велес, 2001. – 219 с. 4. *Скрипник Ю.А.* Повышение точности измерительных устройств. – К.: «Техника», 1976. – 264 с. 5. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О.* Високоточні засоби вимірювання фізичних величин із самоналагодженням і автокорекцією похибок. – К.: Вид-во УЗМН, 1996. – 672 с. 6. *Володарський Є.Т., Кошева Л.О.* Статистична обробка даних: Навч. посібник. – К.: НАУ, 2008. – 308 с.

Поступила в редколлегию 10.03.11

П.Ф. ЩАПОВ, д-р техн. наук, профессор НТУ «ХПИ»
М.П. КАЧАНОВ, к.т.н. (г. Харьков), доц. НТУ «ХПИ»

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ НЕЧЕТКИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Розглянуто первинний перетворювач біопотенціалів і структурну схему мікропроцесорної системи контролю функціональних станів біологічного об'єкта по випадкових спектрально-нестационарних вимірювальних сигналах spectrum.

The pervichniy transformer of biopotentialov and flow diagram of the microprocessor checking system of the functional being of biological object on casual spectrum- transient measuring signals are considered.

Постановка проблеми. При моніторинге состояний біологічних об'єктів, як в клінічній медичинській практиці, так і в научних дослідженнях, використання електричних вимірних сигналів дозволяє отримати інформацію в формі випадкових процесів, що відображають динаміку змін як контролюємого стану, так і впливаючих факторів. Зміна рівня останніх обумовлює дискретну апріорну неоднорідність результатів вимірювань, що викликає неопределенність в оцінці рівня якості стану об'єкта контролю.

Аналіз літератури. Використання процедур обробки первинної інформації, представленій в формі спектрально-нестационарних випадкових процесів широко застосовують для виявлення змін динамічних систем і випадкових сигналів [1, 2]. Однак, технічна реалізація інформаційних технологій, що використовуються для контролю подібних сигналів в реальному часі, зустрічає певні труднощі, особливо в медицині [3,4].

Ціль статті – описання первинного перетворювача і мікропроцесорної системи контролю в реальному часі стану органів шлунково-кишкового тракту (ЖКТ) у пацієнтів з терапевтичними і хірургічними проявами захворювань шлункової, жовчачої, тонкого і товстого кишечника.

Первинний перетворювач і система контролю.

Для контролю біопотенціалів органів ЖКТ використовувався електричний перетворювач, розроблений і виготовлений в НТУ «ХПИ», що дозволяє оцінювати сумарну електричну активність м'язових стінок органів ЖКТ.

На рис. 1 цей перетворювач схематично зображено в формі зонда, на оболонці 1 якого закріплені три кільцеві 2, 3, 4 електрода,

изготовленных из титана. Электроды 2 и 4 являются сигнальными, а электрод 3 – заземляющим, присоединенным к экрану 5 зонда.

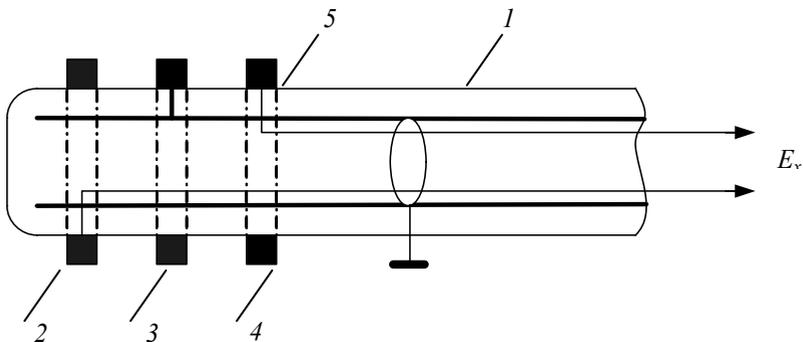


Рисунок 1 – Преобразователь биоэлектрической активности

Выходной сигнал E_x преобразователя (входная величина системы контроля) усиливается с помощью электромиографического комплекса ЭМГСТ-01. На рис. 2 представлена структурная схема микропроцессорной системы для функционального контроля и диагностики, в которой помимо электропотенциального преобразователя использовался стандартный преобразователь давления в электрический сигнал U_x (*Siemens Elema 746 b*), позволяющий осуществлять независимый контроль изменений функционального состояния органов ЖКТ в диапазоне изменения давления ($-20 \div 300$) мм Нг.

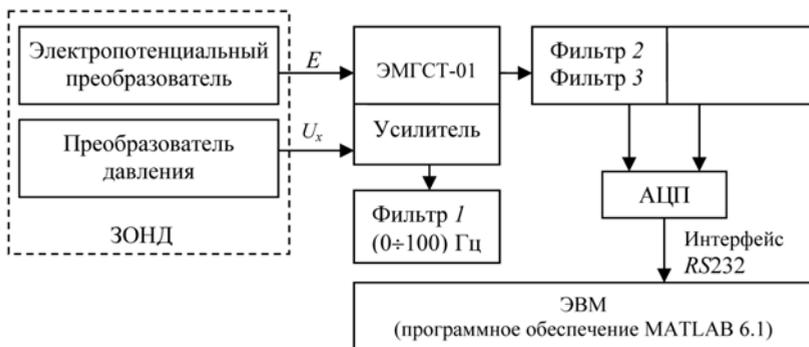


Рисунок 2 – Структурная схема микропроцессорной системы контроля функциональных состояний органов ЖКТ

Диапазон изменения значений сигнала E_x составил ± 200 мкВ. Оба преобразователя размещались на конце зонда, причем преобразователь

давления служил для получения измерительной информации о смене функциональных состояний на этапе обучения системы контроля.

Аналогово-цифровые фильтры 1, 2 и 3 использовались для выделения спектральных составляющих сигналов E_x и U_x , соответствующих группам функциональных состояний. С выхода АЦП АТ 90S4433 через интерфейс RS232 результаты измерений поступали на ЭВМ и анализировались с помощью пакета анализа сигналов *Simulink* 4.0, входящего в программное обеспечение *MATLAB* 6.1.

Для повышения достоверности определения нормального S_0 и нарушенного S_1 функциональных состояний при обучении системы контроля использовались высокоточные измерительные преобразователи:

- давления (*MPX5010DP-Motorola*);
- уровня pH (Ацидогастрометр АГМ 10-01; Ацидогастрометр ЕЛТС-01).

Преобразование первичного случайного измерительного сигнала во вторичную информацию (решения о виде состояния) осуществлялось в соответствии с процедурами вычисления статистик накопленных сумм [2, 4, 5].

Основная задача, возникающая в ходе контроля изменений свойств динамического объекта, является задачей параметрического тестирования входных случайных сигналов на отсутствие (или наличие) количественных изменений значений тех или иных числовых характеристик.

Общая модель тестирования – следующая. Дана последовательность x_1, \dots, x_n измерений значений сигнала $x(t)$ в моменты времени t_1, \dots, t_n . Выдвинуты основная (H_0) и альтернативная (H_1) гипотезы о возможных состояниях (S_0 и S_1) объекта контроля,

$$H_0 : \{x_1, \dots, x_{r-1}\} \in X(t / S_0),$$

$$H_1 : \{x_r, \dots, x_n\} \in X(t / S_1),$$

где r – момент времени изменения состояния ($1 < r < n$).

Выбор тестовых статистик, как информативных параметров процесса $x(t)$, зависит от наличия априорной информации о вероятностных свойствах.

Наиболее привлекательными, в плане минимума оцениваемых параметров при независимом тестировании гипотез H_0 или H_1 , являются двухмодельные статистики накопленных сумм [2], позволяющие обнаруживать спектральные изменения измерительного сигнала $x(t)$:

$$T_n = \frac{1}{\sqrt{2n}} \sum_{k=1}^n \left(\varepsilon_k^2 / \sigma_S^2 - 1 \right), \quad (1)$$

где ε_k – центрированный остаток случайного измерительного сигнала; $\varepsilon_l(t) = \{\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n\}$; σ_S^2 – условная дисперсия центрированного остатка, когда

$$\sigma_S^2 = \begin{cases} \sigma_0^2, & \text{если } S \in S_0, \\ \sigma_1^2, & \text{если } S \in S_1. \end{cases}$$

Параметрами модели (1) являются, в данном случае, дисперсии σ_0^2 и σ_1^2 , что позволяет обнаруживать изменение мощности измерительного сигнала $x(t)$.

Как показали результаты клинических испытаний, использование случайных сигналов измерительной информации позволило не только в три раза снизить вероятность ошибки второго рода β , но увеличить достоверность контроля функциональных состояний до величины $P_d = (0,89 \pm 0,01)$ по сравнению с величиной $P_d = (0,75 \pm 0,01)$, имеющей место в традиционных методиках функциональной диагностики [5].

Выводы. Практически доказана возможность создания микропроцессорных систем контроля нечетких состояний биологических объектов по случайным измерительным сигналам и получена техническая реализация информационно-измерительной системы для контроля в реальном времени изменений состояний органов желудочно-кишечного тракта.

Список литературы: 1. Малайчук В.П. Інформаційно-вимірювальні технології неруйнівного контролю: [навч. посіб.] / В.П. Малайчук, О.В. Мозговой, О.М. Петренко – Дніпропетровськ: РВВ ДНУ, 2001. – 240 с. 2. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем / [М. Басвиль, А. Вилски и др.]; пер. с англ. под ред. М. Басвиль, А. Банвениста. – М.: Мир, 1989. – 278 с. 3. Съём и обработка биоэлектрических сигналов: [учеб. пособие / под ред. К.В. Зайченко.] – С.Пб.: СПбГУАП, 2001.– 140 с. 4. Замятин П.Н. Разработка модифицированного алгоритма прогнозирования стохастических временных рядов в дилинговых информационных системах [Текст] / П.Н. Замятин, П.Ф. Щапов, Д.В. Сафронов // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2004. – № 4. – С. 50-53. 5. Велигодский Н.Н. Диагностика функционального состояния нижнего пищеводного сфинктера у больных с ГЭРБ с использованием методов обработки случайных сигналов измерительной информации [Текст] / Велигодский Н.Н., Щапов П.Ф., Горбулич А.В. [та ін.] // Вісник морфології. – 2003. – № 2. – С. 446-449.

Поступила в редакцию 15.02.2011

А.В. ШОСТАК, канд. техн. наук, доц. НАУ «ХАИ»

Ю.И. ДОРОШЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ»

ОБЗОР АРХИТЕКТУР ЦИФРОВЫХ СТЕКОВЫХ ФИЛЬТРОВ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПРИГОДНЫХ ДЛЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ПЛИС

У статті розглянуті архітектури для побудови ефективних цифрових фільтрів – стекових, що базуються на свойствах порогової декомпозиції та стека для позитивних булевих функцій (ПБФ), та широко застосовуються для цифрової обробки сигналів та зображень та дослідження нелінійних цифрових фільтрів. Проведено порівняльний аналіз різних типів архітектур. На основі аналізу висунуті пропозиції щодо застосування розглянутих архітектур стекових фільтрів.

Stack filters' architectures based on the edge decomposition and stacking properties for Positive Boolean Functions (PBF) are considered in article. Ones are widely used for signal and image processing and studies nonlinear digital filters. Comparative analysis of the stack filters' architectures is worked out. Stack filters' architectures selection have been carried out on the basis of analytically investigations.

Анализ типов архитектур стековых фильтров, используемых в современных реализациях нелинейных цифровых фильтрах на ПЛИС показал, что используются архитектуры, основанные на следующих принципах[1]:

- пороговой декомпозиции и зеркальной пороговой декомпозиции;
- бинарного улучшения;
- сжатие диапазона входных данных;
- параллельной архитектуры.

Архитектура пороговой декомпозиции реализует в чистом виде идею разложения входных сигналов на уровни и восстановления выходного сигнала на основании свойств пороговой декомпозиции и накопления и подробно описана.

Достоинством данного варианта реализации является простая архитектура фильтра, которая обладает высокой степенью параллельности и легко масштабируется под заданное число уровней декомпозиции.

Также данная архитектура способна реализовывать все виды стековых фильтров (с различными ПБФ на разных уровнях), в отличие от других архитектур, которые могут реализовывать только гомогенные стековые фильтры.

Однако этот вариант реализации весьма громоздок, так как число уровней, а соответственно и бинарных фильтров, и входов сумматора удваивается для каждого дополнительного бита во входном отсчете.

Архитектура зеркальной пороговой декомпозиции в своей основе также содержит 3 блока архитектуры пороговой декомпозиции,

но блок пороговой декомпозиции основан на зеркальной пороговой декомпозиции (ЗПД), которая с недавних пор применяется и в качестве мощного инструмента изучения теоретических свойств стековых фильтров. В отличие от традиционной пороговой декомпозиции, ЗПД генерирует два набора $2M$ бинарных векторов – основной и зеркальный [2].

Достоинствами фильтров данного класса является легкая реализуемость фильтра, т.к. необходимы только инкремент, декремент и операция сравнения и если построить на основе ЗПД адаптированный стековый фильтр, то его скорость значительно превышает скорость других фильтров.

Фильтр, построенный на основе **архитектуры бинарного улучшения**, использует алгоритм двоичного поиска (дихотомии) для ускорения процесса фильтрации. Такой подход уменьшает степень параллелизма архитектуры, но за счет увеличения времени задержки позволяет использовать конвейерную обработку данных.

Алгоритм двоичного поиска хорошо применим к сигналам, разбитым на уровни пороговой декомпозиции, так как они упорядочены уже по определению. Область поиска (вектор из n бит) последовательно делится пополам до тех пор, пока, не обнаружится векторный порог (позиция, в которой происходит переход из «1» в «0»), чье значение и является результатом фильтрации [3].

Такая архитектура позволяет отфильтровать n бит данных за n этапов.

Архитектура сжатия диапазона входных данных, использующая идею сжатия диапазона входных данных (range compression) была предложена для сокращения полного размера фильтра. Если обрабатывать только те потоки битов, которые соответствуют максимальным значениям выборки в текущем окне, то это позволит сократить количество ПБ функций от $2^n - 1$ до числа отсчетов в окне.

Вследствие этого архитектура становится более масштабируемой, так как не происходит экспоненциальный рост числа пороговых уровней декомпозиции [3].

Однако для данной архитектуры требуется попарное сравнение амплитуд каждого отсчета в текущем окне, что требует использования компараторов, при котором увеличиваются временные и аппаратные затраты.

Параллельная архитектура стековых фильтров использует схему модифицированной пороговой декомпозиции.

Сложность реализации при параллельной архитектуре подобно архитектуре сжатия диапазона данных становится пропорциональна размеру окна фильтра. Но в отличие от предыдущей архитектуры количество компараторов уменьшено до $L-1$, где L – размер окна фильтрации одномерного сигнала [4].

При выборе архитектуры реализации стекового фильтра на основе ПЛИС, нужно учитывать следующие ограничения.

Архитектура пороговой декомпозиции реализует в чистом виде идею разложения входных сигналов на уровни и восстановления выходного сигнала на основании свойств пороговой декомпозиции и накопления. Но простота архитектуры усложняется объемом схемы, так как число уровней, а соответственно и бинарных фильтров, и входов сумматора удваивается для каждого дополнительного бита во входном отсчете. Применение различных модификаций блока пороговой декомпозиции, в частности **зеркальная пороговая декомпозиция**, позволяют ускорить работу фильтра, но проблема экспоненциального роста количества уровней остается неразрешенной.

Одним из способов упрощения реализации является применение **архитектуры бинарного улучшения**. При этом уменьшается степень параллелизма архитектуры, но за счет увеличения времени задержки позволяет использовать конвейерную обработку данных. Достоинством является сокращение числа модулей вычисления ПФ с $2^n - 1$ до n , но при этом необходимы дополнительные аппаратные затраты и увеличивается время работы на дополнительные временные задержки.

Архитектура сжатия диапазона данных в свою очередь обрабатывает только те потоки битов, которые соответствуют максимальным значениям выборки в текущем окне, это позволяет сократить количество ПФ функций от $2^n - 1$ до числа отсчетов в окне. Но также как и архитектура бинарного улучшения увеличиваются аппаратные затраты, что затрудняет применение данных архитектур.

Параллельная архитектура имеет различные модификации, рассмотренная выше параллельная архитектура сокращает аппаратные затраты, по сравнению с предыдущими архитектурами и является высокоэффективной в реализации стековых фильтров, но вопрос сокращения аппаратных и временных задержек все так же остается актуальным.

В качестве направления дальнейших исследований перспективным представляется модификация существующих и создание новых архитектур цифровых стековых фильтров для обработки сигналов и изображений для уменьшения аппаратных и временных затрат, а также их масштабируемости.

Список литературы: 1. *Neil Woolfries, Patrick Lysaght and other, Fast Adaptive Image Processing in FPGAs Using Stack Filters. Lecture Notes In Computer Science, 1998. – Vol. 1482, pp.406-410.* 2. *Jose L.Paredes, Gonzalo R. Arce, Optimisation of Stack Filters based on Mirrored Threshold Decomposition – IEEE Transactions on Signal Processing, 2001. – Vol. 49, №6, pp. 1179-1188.* 3. *Neil Woolfries, Patrick Lysaght and other, Fast implementation of non-linear filters using FPGAs. – IEEE Colloquium on Non-Linear Signal and Image Processing, 1998 – London, UK, pp.13-15.* 4. *M.J.Avedillo, J.M.Quintana, A Practical Parallel Architecture for Stack Filters. – Journal of VLSI Processing, 2004 – Vol. 38, pp. 91-100.*

Поступила в редакцию 10.03.2011

СОДЕРЖАНИЕ

Борисенко А.Н., Кубрик Б.И., Лавриненко О.В., Сосина Е.В. Сравнительный анализ точности линейного и нелинейного преобразования режимных параметров дизель-генератора в фазу топливоподачи	3
Гапон А.И., Савицкий С.М., Рудакова Н.А., Коркин. А.М. Управление с предсказанием объектами с распределенными параметрами	11
Гусельников А.В. Весоизмерительное устройство с дистанционной передачей информации	18
Гусельников В.К., Борисенко Е.А. К вопросу о применении тестовых методов при измерении уровня ультразвуковым способом	22
Давиденко А.П., Купко А.Д., Славков В.Н. Возможность применения цифрового фотоаппарата в задачах световых измерений	27
Дацько А.С., Дербунувич Л.В., Качанов П.А. Методы повышения качества алгоритмов шифрования данных с открытым ключом	34
Жагров А.С., Кондрашов С.И., Луценко В.Ю., Оселедчик Ю.С. Измерительная установка для исследования нестационарных процессов установления теплового равновесия между термопарой и окружающей средой	39
Ивашко А.В., Слободян М.В. К выбору оптимального целочисленного ортогонального преобразования для сжатия сигналов и изображений	46
Камбаєв І.І., Балєв В.М. Вибір характеристик вимірювача параметрів електричної мережі	52
Качанов.П.А., Дацько А.С. Анализ алгоритмов шифрования данных с открытым ключом	56
Кондрашов С.И., Григоренко І.В. Розрахунок динамічної похибки астатичних компенсаційних перетворювачів за допомогою теорії нечітких множин	62
Кондрашов С.И., Гусельников А.В., Беликова Т.Б. Расчет измерительных преобразователей сил	66

Кондрашов С.І., Опришкіна М.І. Оцінка похибки нелінійності при тестовому контролі	72
Кондрашов С.І., Чуніхіна Т.В. Аналіз динамічної складової похибки вимірювання температури при здійсненні реперного реляційно-різницевого контролю МХ ТЕП	76
Крылова В.А. Метод синтеза гнездовых сверточных кодов с переменными параметрами	80
Кулик А.Я. Система передавання інформації з використанням Вейвлет-функцій	84
Ліщинська Л.Б., Барабан М.В., Чехместрук Р.Ю., Філінюк М.А. Дослідження температурної стабільності еквівалента індуктивності на основі одноперехідної транзисторної структури	94
Мащенко Т.Г., Быстрикова Е.С. Применение теории фракталов для анализа электрокардиограмм	100
Мащенко Т.Г., Глыбянская Т.Ю. Анализатор деятельности центральной нервной системы	106
Муляров В.В. Бездемонтажный контроль нарушений линейности функции измерительных преобразований	112
Полулях К.С., Медведева Л.А., Тополов И.И. К расчету параметров параллельно-последовательных цифровых измерительных приборов	117
Скрипник Ю.А., Кондрашов С.И., Ваганов А.А. Алгоритмы повышения достоверности измерительного контроля	125
Щапов П.Ф., Качанов М.П. Система контроля нечетких функциональных состояний биологических объектов	135
Шостак А.В., Дорошенко Ю.И. Обзор архитектур цифровых стековых фильтров сигналов и изображения, пригодных для аппаратной реализации на основе ПЛИС	139

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
АВТОМАТИКА ТА ПРИЛАДОБУДУВАННЯ
№11'2011

Науковий редактор проф. Качанов П.О.
Технічний редактор Лавріненко О.В.
Відповідальний за випуск Луньова В.М.

Формат 60x84 ^{1/8}.
Умов. друк. арк. 8,4.
Ціна договірна.

Друк – ризографія.
Облік-вид. арк. 8,0.

Папір офсетний.
Наклад 300 прим.

Віддруковано ФОП Андреев К.В.
61166, Харків, просп. Леніна, 14, тел. 757-63-27
Свідоцтво про державну реєстрацію № 24800170000045020 від 30.05.2003