

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов

**Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"**

23'2009

**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.;
А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
Т.С. Воропай, д-р фил. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;
П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.;
А.Ф. Кириченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;
О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.;
П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.;
Н.И. Погорелов, д-р техн. наук, проф.;
М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.;
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.,

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Н. Борисенко, канд. техн. наук, доц.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Гапон, канд. техн. наук, доц.;
Л.В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.;
Л.М. Любчик, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Овчаренко, д-р техн. наук, проф.;
Е.В. Рогожкин, д-р физ.-мат. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.И. Загарий, д-р техн. наук, проф.;
А.С. Куценко, д-р техн. наук, проф.;
К.И. Богатыренко, д-р техн. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
Б.И. Кузнецов, д-р техн. наук, проф.;
Г.К. Вороновский, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Рогачев, д-р техн. наук, проф.

Планируются выпуски Вестника в ноябре и
марте каждого года

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.
НТУ "ХПИ", Каф. АУТС
Тел. (057) 707-21-01

Харьков 2009

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2009. – № 23 – 129 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 № 8 від 26 червня 2009 р.

© Національний технічний університет "ХПІ", 2009

И.А. БАГМУТ, ассистент кафедры СПУ НТУ «ХПИ»

НАБЛЮДАЕМОСТЬ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНЕРЦИАЛЬНОГО БЛОКА В ИНТЕГРИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Отримано нову модель помилок інерціальної навігації, що відрізняється від відомих більшою спільністю. На основі даної моделі проведено дослідження спостережуваності інструментальних погрешностей інерціального блоку в інтегрованій інерціально-супутниковій навігаційній системі.

The new model of errors of the inertial navigation, distinguished from known is obtained by the greater generality. On the basis of the given model research of an observability of instrumental errors of the inertial unit in the integrated inertial - satellite navigational is conducted.

Постановка проблемы. Наблюдаемость является фундаментальным понятием теории идентификации состояния динамических систем, характеризующая возможность оценки переменных состояния по результатам измерения выхода системы [1]. Поэтому для построения эффективных алгоритмов оценивания инструментальных погрешностей (ИП) инерциального блока (ИБ) в интегрированной инерциально-спутниковой навигационной системе (ИИСНС) необходимо провести анализ наблюдаемости системы в целом и инструментальных погрешностей ИБ в частности. Наблюдаемость динамических систем, к которым относятся навигационные системы воздушных летательных аппаратов (ВЛА), зависит в частности от маневрирования ВЛА. В этих условиях представляет практический интерес проанализировать наблюдаемость ИП инерциального блока в ИИСНС при различных маневрах ВЛА.

Анализ последних исследований и публикаций. Аналогичная проблема рассмотрена в [1, 2, 3]. Однако в этих работах при анализе наблюдаемости используются другие модели ошибок инерциальной навигации, также не исследована наблюдаемость масштабных коэффициентов (МК) и углов несоосности инерциальных датчиков (ИД).

Цель и постановка задачи. Целью данной работы является получение модели ошибок инерциальной навигации, и проведение на ее основе анализа наблюдаемости инструментальных погрешностей блока инерциальных датчиков в ИИСНС при различных маневрах воздушного летательного аппарата.

Изложение материала. Для анализа наблюдаемости инструментальных погрешностей примем сферическую модель Земли. Следуя [4], уравнения ошибок инерциальной навигации получим путем варьирования уравнения алгоритма идеальной работы БИНС [5] по компонентам вектора состояния инерциальной навигационной системы и измерениям инерциальных датчиков. Вывод модели ошибок осуществлен в самых общих условиях движения объекта.

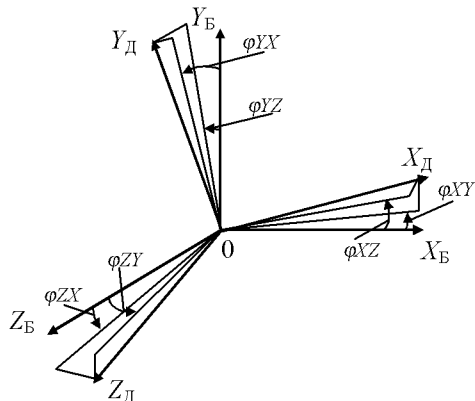
При выводе уравнений ошибок используются следующие системы координат (СК) [6, 7]:

- Географическая криволинейная СК, включающая географическую долготу, широту φ и высоту h ВЛА над поверхностью земного эллипсоида. Вектор состояния ВЛА формируется из координат (φ, λ, H) и трех составляющих вектора относительной скорости $\bar{v} = col(v_N, v_H, v_E)$ в проекциях на оси географической топоцентрической декартовой СК.

- Географическая декартова СК с осями N, H, E (сопровождающий трехгранник), в дальнейшем обозначаемая символом $\{X_N\}$, вершина которой совпадает с точкой местоположения ВЛА. В данной СК ось N направлена на север, ось H – вдоль географической вертикали "вверх" и ось E – на восток.

- Связанная с ВЛА декартова базовая система координат (БСК) $\{X_B\}$ с началом в его центре масс, с осью X направленной по продольной оси ВЛА, осью Y лежащей в плоскости симметрии ВЛА и направленной "вверх", осью Z дополняющей СК до правой. Ориентация базовой СК относительно осей географической декартовой СК задается путем трех последовательных поворотов по углам курса ψ , тангажа θ и крена γ .

- Системы координат, связанные с осями чувствительности инерциальных датчиков – X_d, Y_d, Z_d . Начало данных систем отсчета совпадает с началом отсчета БСК. Оси этих СК могут совпадать с одноименными осями БСК, однако, как правило, имеет место некоторое рассогласование осей.



Ориентация осей чувствительности ИД относительно осей БСК

Данное рассогласование задается шестью углами φ_{ij} , $i \in \{X, Y, Z\}$, $j \in \{X, Y, Z\}$, $i \neq j$, где i указывает на оси, между которыми есть рассогласование, j обозначает ось поворота, соответствующую данному углу рассогласования. Для гироскопов (ГС) данные углы будем обозначать ω_{XY} , ω_{XZ} ...,

а для акселерометров (АК) – aXY , aXZ

Модели ошибок измерений гироскопов зададим следующим образом:

$$\begin{aligned}\delta\omega_X &= \Delta\omega_X - \omega_X \cdot \delta k\omega_X - \omega_Z \cdot \omega_{XY} + \omega_Y \cdot \omega_{XZ}, \\ \delta\omega_Y &= \Delta\omega_Y - \omega_Y \cdot \delta k\omega_Y + \omega_Z \cdot \omega_{YX} - \omega_X \cdot \omega_{YZ}, \\ \delta\omega_Z &= \Delta\omega_Z - \omega_Z \cdot \delta k\omega_Z - \omega_Y \cdot \omega_{ZX} + \omega_X \cdot \omega_{ZY}.\end{aligned}\quad (1)$$

Здесь ω_X , ω_Y , ω_Z – проекции вектора абсолютной угловой скорости вращения ВЛА ϖ на оси БСК; $\delta\omega_X$, $\delta\omega_Y$, $\delta\omega_Z$ – проекции ошибок измерения этого вектора на те же оси; $\Delta\omega_X$, $\Delta\omega_Y$, $\Delta\omega_Z$ – систематические дрейфы ГС; $\delta k\omega_X$, $\delta k\omega_Y$, $\delta k\omega_Z$ – погрешности МК гироскопов.

Аналогичным образом зададим модели ошибок измерений АК:

$$\begin{aligned}\delta a_X &= \Delta a_X - a_X \cdot \delta ka_X - a_Z \cdot a_{XY} + a_Y \cdot a_{XZ}, \\ \delta a_Y &= \Delta a_Y - a_Y \cdot \delta ka_Y + a_Z \cdot a_{YX} - a_X \cdot a_{YZ}, \\ \delta a_Z &= \Delta a_Z - a_Z \cdot \delta ka_Z - a_Y \cdot a_{ZX} + a_X \cdot a_{ZY},\end{aligned}\quad (2)$$

где a_X , a_Y , a_Z – проекции вектора кажущегося ускорения ВЛА \bar{a} на оси БСК; δa_X , δa_Y , δa_Z – проекции ошибки измерения вектора \bar{a} на те же оси; Δa_X , Δa_Y , Δa_Z – систематические смещения нулей АК; δka_X , δka_Y , δka_Z – погрешности МК акселерометров.

Считаем, что входящие в (1), (2) ИП являются константами, и реализуются в запуске случайным образом в соответствии с равномерным законом распределения из известного диапазона: $\Delta\omega_i \in [-\Delta\omega_{\max}; \Delta\omega_{\max}]$, $\delta k\omega_i \in [-\delta k\omega_{\max}; \delta k\omega_{\max}]$, $\omega_{ij} \in [-\varpi_{\max}; \varpi_{\max}]$, $\Delta a_i \in [-\Delta a_{\max}; \Delta a_{\max}]$, $\delta ka_i \in [-\delta ka_{\max}; \delta ka_{\max}]$, $a_{ij} \in [-\alpha_{\max}; \alpha_{\max}]$, $i \in \{X, Y, Z\}$, $j \in \{X, Y, Z\}$, $i \neq j$.

При условии, что модель Земли представляет собой сфероид, уравнения для набора навигационных параметров имеют вид [6, 7]:

$$\dot{\lambda} = \frac{v_E}{R \cdot \cos \varphi}, \quad (3)$$

$$\dot{\phi} = \frac{v_N}{R}, \quad (4)$$

$$\dot{h} = v_H, \quad (5)$$

$$\dot{v}_N = a_N + g_N + v_H \cdot (\Omega_E + \omega_E) - v_E \cdot (\Omega_H + \omega_H), \quad (6)$$

$$\dot{v}_H = a_H + g_H + v_E \cdot (\Omega_N + \omega_N) - v_N \cdot (\Omega_E + \omega_E), \quad (7)$$

$$\dot{v}_E = a_E + g_E + v_N \cdot (\Omega_H + \omega_H) - v_H \cdot (\Omega_N + \omega_N), \quad (8)$$

$$\dot{\psi} = \frac{1}{\cos \theta} \cdot (\omega_Z \cdot \sin \gamma - \omega_Y \cdot \cos \gamma) - \operatorname{tg} \theta \cdot (\omega_E \cdot \sin \psi + \omega_N \cdot \cos \psi) + \omega_H, \quad (9)$$

$$\dot{\theta} = \omega_Y \cdot \sin \gamma + \omega_Z \cdot \cos \gamma + \omega_N \cdot \sin \psi - \omega_E \cdot \cos \psi, \quad (10)$$

$$\dot{\gamma} = \omega_X + \operatorname{tg} \theta \cdot (\omega_Z \cdot \sin \gamma - \omega_Y \cos \gamma) - \frac{1}{\cos \theta} \cdot (\omega_E \cdot \sin \psi + \omega_N \cdot \cos \psi), \quad (11)$$

где $R = R_0 + h$, R_0 – радиус земного сфероида; v_N , v_H , v_E – северная, высотная и восточная составляющие вектора относительной скорости ВЛА $\bar{v}_{\{X_N\}}$ в базисе СК $\{X_N\}$; a_N , a_H , a_E – северная, высотная и восточная составляющие вектора кажущегося ускорения ВЛА $\bar{a}_{\{X_N\}}$:

$$\bar{a}_{\{X_N\}} = A^T \cdot \bar{a}, \quad (12)$$

A – матрица поворота от географической декартовой системы координат к СК $\{X_B\}$:

$$A = A_Y \cdot A_\theta \cdot A_\psi, \quad (13)$$

$$A_Y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & \sin \gamma \\ 0 & -\sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}, \quad (14)$$

$$A_\theta = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (15)$$

$$A_\psi = \begin{pmatrix} \cos \psi & 0 & \sin \psi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi & 0 & \cos \psi \end{pmatrix}, \quad (16)$$

g_N , g_H , g_E – проекции вектора ускорения силы тяжести Земли $\bar{g}_{\{X_N\}}$ на оси СК $\{X_N\}$ [7]:

$$g_N = 0, \quad g_H = -g_{\mathcal{EO}} \cdot \frac{R_0^2}{R^2}, \quad g_E = 0, \quad (17)$$

$g_{\mathcal{EO}} = 9,78049 \text{ м/с}^2$ [7]; $\Omega_N = \Omega \cdot \cos \varphi$, $\Omega_H = \Omega \cdot \sin \varphi$, $\Omega_E = 0$ – проекции вектора угловой скорости вращения Земли $\bar{\Omega}$ на оси СК $\{X_N\}$, $\Omega = 7292115 \cdot 10^{-11} \text{ рад/с}$ [7]; ω_N , ω_H , ω_E – проекции вектора абсолютной угловой скорости сопровождающего трехгранника на собственные оси:

$$\omega_N = \Omega_N + \frac{v_E}{R}, \quad \omega_H = \Omega_H + \frac{v_E}{R} \cdot \operatorname{tg} \varphi, \quad \omega_E = -\frac{v_N}{R}. \quad (18)$$

Поварьировав уравнения (3)-(11) с учетом (12)-(18) по переменным λ , φ , h , v_N , v_H , v_E , ψ , θ , γ а также по измерениям АК и ГС, получим модель ошибок инерциальной навигации, записанную в потребительских параметрах:

$$\delta\dot{\lambda} = -\frac{v_E \cdot \sin\varphi}{R \cdot \cos^2\varphi} \cdot \delta\varphi - \frac{v_E}{R^2 \cdot \cos\varphi} \cdot \delta h + \frac{1}{R \cdot \cos\varphi} \cdot \delta v_E, \quad (19)$$

$$\delta\dot{\varphi} = -\frac{v_N}{R^2} \cdot \delta h + \frac{1}{R} \cdot \delta v_N, \quad (20)$$

$$\delta\dot{h} = \delta v_H, \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \delta\dot{v}_N = & -\left(2 \cdot v_E \cdot \Omega_N + \frac{v_E^2 \cdot (1 + \tan^2\varphi)^2}{R}\right) \cdot \delta\varphi + \frac{(v_N \cdot v_H + v_E^2 \cdot \tan\varphi)}{R^2} \cdot \delta h - \\ & -\frac{v_H}{R} \cdot \delta v_N - \frac{v_N}{R} \cdot \delta v_H - 2 \cdot \left(\Omega_H + \frac{v_E \cdot \tan\varphi}{R}\right) \cdot \delta v_E + (-a_X \cdot \cos\theta \cdot \sin\psi + \\ & + a_Y \cdot (\cos\gamma \sin\theta \sin\psi - \sin\gamma \cos\psi) - \\ & - a_Z \cdot (\sin\gamma \sin\theta \sin\psi + \cos\gamma \cos\psi)) \cdot \delta\psi + \\ & + (-a_X \cdot \sin\theta \cdot \cos\psi - a_Y \cdot \cos\gamma \cdot \cos\theta \cdot \cos\psi + a_Z \cdot \sin\gamma \cdot \cos\theta \cdot \cos\psi) \cdot \delta\theta + \\ & + (a_Y \cdot (\sin\gamma \sin\theta \cos\psi - \cos\gamma \sin\psi) + \\ & + a_Z \cdot (\cos\gamma \sin\theta \cos\psi + \sin\gamma \sin\psi)) \cdot \delta\gamma + \\ & + (\cos\theta \cdot \cos\psi) \cdot \delta a_X - (\cos\gamma \cdot \sin\theta \cdot \cos\psi + \sin\gamma \cdot \sin\psi) \cdot \delta a_Y + \\ & + (\sin\gamma \cdot \sin\theta \cdot \cos\psi - \cos\gamma \cdot \sin\psi) \cdot \delta a_Z \\ \delta\dot{v}_H = & -2 \cdot v_E \cdot \Omega_H \cdot \delta\varphi + \left(\frac{2 \cdot g_{\ominus 0} \cdot R_0^2}{R^3} - \frac{v_E^2 + v_N^2}{R^2}\right) \cdot \delta h + \frac{2 \cdot v_N}{R} \cdot \delta v_N + \\ & + 2 \cdot \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R}\right) \cdot \delta v_E + (a_X \cdot \cos\theta - a_Y \cdot \cos\gamma \cdot \sin\theta + a_Z \cdot \sin\gamma \cdot \sin\theta) \cdot \delta\theta - \\ & - (a_Y \cdot \sin\gamma \cdot \cos\theta + a_Z \cdot \cos\gamma \cdot \cos\theta) \cdot \delta\gamma + \sin\theta \cdot \delta a_X + \cos\gamma \cdot \cos\theta \cdot \delta a_Y - \\ & - \sin\gamma \cdot \cos\theta \cdot \delta a_Z \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
\delta \dot{v}_E = & \left(2 \cdot (v_N \cdot \Omega_N + v_H \cdot \Omega_H) + \frac{v_N \cdot v_E \cdot (1 + \operatorname{tg} \varphi)^2}{R} \right) \cdot \delta \varphi + \\
& + \frac{(v_H \cdot v_E - v_N \cdot v_E \cdot \operatorname{tg} \varphi)}{R^2} \cdot \delta h + \left(2 \cdot \Omega_H + \frac{v_E \cdot \operatorname{tg} \varphi}{R} \right) \cdot \delta v_N - \\
& - \left(2 \cdot \Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \delta v_H + \left(\frac{v_N \cdot \operatorname{tg} \varphi - v_H}{R} \right) \cdot \delta v_E + (a_X \cdot \cos \theta \cdot \cos \psi - \\
& - a_Y \cdot (\cos \gamma \sin \theta \cos \psi + \sin \gamma \sin \psi) + a_Z \cdot (\sin \gamma \sin \theta \cos \psi - \cos \gamma \sin \psi)) \cdot \delta \psi + \\
& + (-a_X \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi - a_Y \cdot \cos \gamma \cdot \cos \theta \cdot \sin \psi + a_Z \cdot \sin \gamma \cdot \cos \theta \cdot \sin \psi) \cdot \delta \theta + \\
& + (a_Y \cdot (\sin \gamma \sin \theta \sin \psi + \cos \gamma \cos \psi) + a_Z \cdot (\cos \gamma \sin \theta \sin \psi - \sin \gamma \cos \psi)) \cdot \delta \gamma + \\
& + (\cos \theta \cdot \sin \psi) \cdot \delta a_X - (\sin \gamma \cos \psi - \cos \gamma \sin \theta \sin \psi) \cdot \delta a_Y + \\
& + (\sin \gamma \sin \theta \sin \psi + \cos \gamma \cos \psi) \cdot \delta a_Z
\end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
\delta \dot{\psi} = & \left(\Omega_N + \Omega_H \cdot \operatorname{tg} \theta \cdot \cos \psi + \frac{v_E \cdot (1 + \operatorname{tg} \varphi)^2}{R} \right) \cdot \delta \varphi + \\
& + \frac{(v_E \cdot (\operatorname{tg} \theta \cdot \cos \psi - \operatorname{tg} \varphi) - v_N \cdot \operatorname{tg} \theta \cdot \sin \psi)}{R^2} \cdot \delta h + \left(\frac{\operatorname{tg} \theta \cdot \sin \psi}{R} \right) \cdot \delta v_N - \\
& - \left(\frac{\operatorname{tg} \theta \cdot \cos \psi}{R} \right) \cdot \delta v_E + \operatorname{tg} \theta \cdot \left(\frac{v_N}{R} \cdot \cos \psi + \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \sin \psi \right) \cdot \delta \psi +
\end{aligned} \tag{25}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{\cos^2 \theta} \left(\sin \theta \cdot (\omega_Z \sin \gamma - \omega_Y \cos \gamma) + \frac{v_N}{R} \cdot \sin \psi - \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \cos \psi \right) \cdot \delta \theta + \\
& + \frac{1}{\cos \theta} \cdot (\omega_Z \cdot \cos \gamma + \omega_Y \cdot \sin \gamma) \cdot \delta \gamma - \frac{\cos \gamma}{\cos \theta} \cdot \delta \omega_Y + \frac{\sin \gamma}{\cos \theta} \cdot \delta \omega_Z \\
\delta \dot{\theta} = & (-\Omega_H \cdot \sin \psi) \cdot \delta \varphi - \frac{v_N \cdot \cos \psi + v_E \cdot \sin \psi}{R^2} \cdot \delta h + \frac{\cos \psi}{R} \cdot \delta v_N + \\
& + \frac{\sin \psi}{R} \cdot \delta v_E + \left(-\frac{v_N}{R} \cdot \sin \psi + \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \cos \psi \right) \cdot \delta \psi + \\
& + (\omega_Y \cdot \cos \gamma - \omega_Z \cdot \sin \gamma) \cdot \delta \gamma + \sin \gamma \cdot \delta \omega_Y + \cos \gamma \cdot \delta \omega_Z
\end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned}
\delta\dot{\gamma} = & \frac{\Omega_H \cdot \cos\psi}{\cos\theta} \cdot \delta\varphi + \frac{(v_E \cdot \cos\psi - v_N \cdot \sin\psi)}{R^2 \cdot \cos\theta} \cdot \delta h + \frac{\sin\psi}{R \cdot \cos\theta} \cdot \delta v_N - \\
& - \frac{\cos\psi}{R \cdot \cos\theta} \cdot \delta v_E - \frac{1}{\cos\theta} \cdot \left(\frac{v_N}{R} \cdot \cos\psi + \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \sin\psi \right) \cdot \delta\psi + \\
& + \frac{1}{\cos^2\theta} \cdot \left(\omega_Z \sin\gamma - \omega_Y \cos\gamma + \sin\theta \cdot \left(\frac{v_N}{R} \cdot \sin\psi - \left(\Omega_N + \frac{v_E}{R} \right) \cdot \cos\psi \right) \right) \cdot \delta\theta + \\
& + tg\theta \cdot (\omega_Z \cdot \cos\gamma + \omega_Y \cdot \sin\gamma) \cdot \delta\gamma + \delta\omega_X - tg\theta \cdot \cos\gamma \cdot \delta\omega_Y + tg\theta \cdot \sin\gamma \cdot \delta\omega_Z
\end{aligned} \tag{27}$$

Таким образом, уравнения (19)-(27) представляют собой линеаризованную нестационарную модель ошибок инерциальной навигации, справедливую для любого вида движения объекта. Адекватность полученной модели подтверждается путем сопоставления результатов интегрирования (19)-(27) с фактической ошибкой навигации, получаемой интегрированием возмущенных и невозмущенных уравнений (3)-(11).

Наблюдаемость инструментальных погрешностей. Следуя [8] формализуем задачу наблюдения следующим образом. Рассматривается линейная система, функционирование которой подчиняется уравнениям:

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{x}} &= A(t) \cdot \bar{x}, \\
z &= H(t) \cdot \bar{x},
\end{aligned} \tag{28}$$

где \bar{x} – n -мерный вектор состояния системы, $A(t)$ – матрица динамики системы размера $n \times n$, z – m -мерный вектор измерений, $H(t)$ – матрица связи (измерения) размера $m \times n$. Необходимо определить вектор состояния системы \bar{x} , на основе измерения z . Чтобы оценить возможность определения вектора состояния, нужно исследовать систему на наблюдаемость. Для этого, как правило, используют критерии, основанные на построении и анализе так называемой матрицы наблюдаемости системы [9]: критерий Калмана в случае линейной стационарной системы, локальный и интегральный критерии для линейной нестационарной системы.

В ИИСНС комплексирование информации реализуется на основе фильтра Калмана (ФК) [5]. При инвариантной схеме построения алгоритма комплексирования, измерения для ФК представляют собой ошибки определения координат и скорости, полученные как разность между значениями, вычисленными на основе данных СНС и данных ИНС [5].

Исследование системы на наблюдаемость компонент ее вектора состояния проводят в идеальных условиях, т.е. при отсутствии шумов и неизвестных возмущающих воздействий [9]. Учитывая вышесказанное, задачу анализа наблюдаемости инструментальных погрешностей инерциального блока в ИИСНС сформулируем следующим образом. Необходимо исследовать на наблюдаемость систему уравнений (28), для которых входящие в нее величины имеют следующий смысл:

$$\bar{x} = \left(\delta\lambda, \delta\varphi, \delta h, \delta\bar{v}_{\{X_N\}}^T, \delta\psi, \delta\theta, \delta\gamma, \Delta\omega_i, \Delta a_i, \delta k\omega_i, \delta k a_i, \omega_{ij}, a_{ij} \right)^T, \\ i \in \{X, Y, Z\}, j \in \{X, Y, Z\}, i \neq j, \\ \Delta\dot{\omega}_i = 0, \Delta\dot{a}_i = 0, \delta k\dot{\omega}_i = 0, \delta k\dot{a}_i = 0, \dot{\omega}_{ij} = 0, \dot{a}_{ij} = 0, \\ H = \begin{bmatrix} E_{(6 \times 6)} & 0_{(6 \times 27)} \end{bmatrix}, \\ \bar{z} = (\delta\lambda, \delta\varphi, \delta h, \delta v_N, \delta v_H, \delta v_E)^T.$$

В данном случае матрица динамики $A(t)$ имеет размер 33×33 . Первые девять строк матрицы представляют собой соответствующие коэффициенты при компонентах вектора x , взятых из правых частей уравнений модели ошибок (19)-(27). Остальные 24 строки матрицы $A(t)$ нулевые, т.к. рассматриваемые инструментальные погрешности считаются константами.

Проанализировать систему (28), с учетом выражений (29) на наблюдаемость с использованием указанных выше критериев в общем виде практически невозможно, т.к. система является нестационарной и чрезвычайно громоздкой. Однако так как в правые части уравнений (19)-(27) входят навигационные и динамические параметры движения ВЛА, следовательно, существует зависимость между влиянием на ошибки инерциальной навигации определенных инструментальных погрешностей и типом движения совершаемого ВЛА. В этом случае в зависимости от типа движения ВЛА некоторые ИП будут оказывать незначительное влияние на ошибки инерциальной навигации, и ими можно пренебречь. Это позволит упростить модель ошибок, адаптировав ее к условиям движения ВЛА.

Упростим модель ошибок инерциальной навигации и измерения векторов δa и $\delta \omega$ для условий *стоянки ВЛА*. При выводе уравнений, не нарушая общности, примем, что $\varphi = 0^\circ$. Полученные модели ошибок будут использованы для анализа наблюдаемости инструментальных погрешностей.

Для *стоянки* полагаем $v_N = 0$, $v_H = 0$, $v_E = 0$, $\theta = 0$, $\gamma = 0$, $\bar{a} = \text{col}(0, a_Y, 0)$ и $\bar{\omega} = \text{col}(\omega_X \approx 0, 0, \omega_Z \approx 0)$. В этих условиях исходная модель ошибок (19)-(27) принимает вид:

$$\delta\dot{\lambda} = \frac{1}{R} \cdot \delta v_E, \quad \delta\dot{\varphi} = \frac{1}{R} \cdot \delta v_N, \quad \delta\dot{h} = \delta v_H, \quad (30)$$

$$\delta\dot{v}_N = -a_Y \cdot \cos\psi \cdot \delta\theta - a_Y \cdot \sin\psi \cdot \delta\gamma + \cos\psi \cdot \delta a_X - \sin\psi \cdot \delta a_Z, \quad (31)$$

$$\delta\dot{v}_H = \left(\frac{2 \cdot g_{\ominus 0} \cdot R_0^2}{R^3} \right) \cdot \delta h + 2 \cdot \Omega \cdot \delta v_E + \delta a_Y, \quad (32)$$

$$\delta\dot{v}_E = -2 \cdot \Omega \cdot \delta v_H - a_Y \cdot \sin\psi \cdot \delta\theta + a_Y \cdot \cos\psi \cdot \delta\gamma + \sin\psi \cdot \delta a_X + \cos\psi \cdot \delta a_Z, \quad (33)$$

$$\delta\dot{\psi} = \Omega \cdot \delta\varphi + \Omega \cdot \cos\psi \cdot \delta\theta + \omega_Z \cdot \delta\gamma - \delta\omega_Y, \quad (34)$$

$$\delta\dot{\theta} = \frac{\cos\psi}{R} \cdot \delta v_N + \frac{\sin\psi}{R} \cdot \delta v_E + \Omega \cdot \cos\psi \cdot \delta\psi + \delta\omega_Z, \quad (35)$$

$$\delta\dot{\gamma} = \frac{\sin\psi}{R} \cdot \delta v_N - \frac{\cos\psi}{R} \cdot \delta v_E - \Omega \cdot \sin\psi \cdot \delta\psi + \delta\omega_X, \quad (36)$$

а модели ошибок измерения инерциальных датчиками станут такими:

$$\delta a_X = \Delta a_X + a_Y \cdot a_{XZ}, \quad \delta a_Y = \Delta a_Y - a_Y \cdot \delta k a_Y, \quad \delta a_Z = \Delta a_Z - a_Y \cdot a_{ZX}, \quad (37)$$

$$\delta\omega_X = \Delta\omega_X, \quad \delta\omega_Y = \Delta\omega_Y, \quad \delta\omega_Z = \Delta\omega_Z. \quad (38)$$

Рассмотрим наблюдаемость ошибок измерения вектора угловой скорости $\delta\omega$ и кажущегося ускорения δa ВЛА. Для анализа наблюдаемости системы (30)-(36) дополним следующими уравнениями:

$$\delta\dot{\omega}_X = 0, \quad \delta\dot{\omega}_Y = 0, \quad \delta\dot{\omega}_Z = 0, \quad \delta\dot{a}_X = 0, \quad \delta\dot{a}_Y = 0, \quad \delta\dot{a}_Z = 0. \quad (39)$$

Система, задаваемая уравнениями (28), (29), (30)-(36) и (39) стационарная. Порядок системы $n = 15$. На основании критерия Калмана система является не вполне наблюдаемой, т.к. $rank M = 12 < n = 15$, где M – матрица наблюдаемости, составленная на базе уравнений данной системы.

С целью выявления наблюдаемых и ненаблюдаемых компонент системы, было проведено компьютерное моделирование функционирования навигационной системы. В качестве наблюдающего устройства использовался ФК, в основу которого положена разработанная модель ошибок. В вектор состояния были включены все 6 ошибок измерений ИД.

При моделировании, были приняты следующие максимальные значения инструментальных погрешностей, соответствующие ИД средней точности:

- дрейф гироскопов $\Delta\omega_i = 1^\circ / \text{час}$, $i \in \{X, Y, Z\}$;
- смещение нулей акселерометров $\Delta a_i = 0,001 \text{ м/с}^2$, $i \in \{X, Y, Z\}$;
- погрешности МК $\delta k a_i = \delta k a_i = 0,01 \%$, $i \in \{X, Y, Z\}$;
- углы несоосности осей чувствительности ИД и осей базовой СК

$$\omega_{ij} = a_{ij} = 20 \text{ [угл.сек.]}, \quad i \in \{X, Y, Z\}, \quad j \in \{X, Y, Z\}, \quad i \neq j.$$

На основе результатов моделирования можно сделать следующие выводы. При наличии всех 6 ошибок измерения ИД в векторе состояния, независимо от угла курса наблюдаемыми являются его 8 компонент: координатные и скоростные ошибки, а также ошибки δa_Y и $\delta\omega_Y$. При этом ошибка δa_Y является хорошо наблюдаемой, а $\delta\omega_Y$ – слабо наблюдаемой. (скорость оценивания ошибки δa_Y оказалась на несколько порядков выше скорости оценивания ошибки $\delta\omega_Y$). Понятия “хорошо наблюдаемая координата”, “слабо наблюдаемая координата” вектора состояния исследуемой системы рассмотрены в [1, 8]. Остальные компоненты являются ненаблюдаемыми или наблюдаемыми в линейных комбинациях. В случаях, когда $\psi \approx i \cdot \pi$ ($i = 0, 1, 2, \dots$)

также наблюдаемой будет ошибка $\delta\omega_X$, а при $\psi \approx \left(i + \frac{1}{2}\right) \cdot \pi$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) – ошибка $\delta\omega_Z$.

Рассмотрим теперь наблюдаемость инструментальных погрешностей. Наблюдаемыми могут быть только те ИП, которые влияют на ошибки измерения векторов a и ω , т.е. инструментальные погрешности, входящие в уравнения (37)-(38). В общем случае ни одна из таких инструментальных ошибок не будет наблюдаема. Инструментальные погрешности Δa_Y и $\delta k a_Y$, линейная комбинация которых представляет собой наблюдаемую ошибку δa_Y , будут входить в правую часть только одного из уравнений системы (30)-(36), с коэффициентами 1 и $-a_Y \approx -g_{\ominus 0} \equiv \text{const}$ соответственно. Поэтому в данном случае, возможно, оценить лишь линейную комбинацию ИП Δa_Y и $\delta k a_Y$, тогда как отдельно оценить указанные погрешности невозможно. Аналогично и для ИП $\Delta\omega_Y$ и $\delta k\omega_Y$, входящих в наблюдаемую ошибку $\delta\omega_Y$. Остальные инструментальные погрешности являются составляющими ненаблюдаемых проекций ошибок $\delta\omega$, δa и, следовательно, тоже не будут наблюдаться. В частном случае, при условии малости одной из погрешностей в паре Δa_Y и $\delta k a_Y$ или в паре $\Delta\omega_Y$ и $\delta k\omega_Y$, будет наблюдаться другая ИП из данной пары. Также при $\psi \approx i \cdot \pi$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) наблюдаемой будет погрешность $\Delta\omega_X$, а при $\psi \approx \left(i + \frac{1}{2}\right) \cdot \pi$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) будет наблюдаться $\Delta\omega_Z$.

Аналогичным образом были получены и проанализированы на наблюдаемость упрощенные модели ошибок и для других типовых движений ВЛА. Для получения более общей картины влияния ИП на ошибки инерциальной навигации также были рассмотрим одноосные повороты инерциального блока НС, характерные для процедуры паспортизации ИД в лабораторных условиях.

Результаты исследования на наблюдаемость представлены ниже в таблице. Приняты следующие обозначения:

- символ “+” означает хорошую наблюдаемость;
- символ “*” означает слабую наблюдаемость;
- символ “v” означает наблюдаемость в линейной комбинации;
- символ “-” отсутствие наблюдаемости.

Значения в каждой колонке соответствуют одному из маневров:

1. неподвижное состояние с малыми углами тангажа и крена.
2. Повороты НС по углу курса, при малых углах тангажа и крена.
3. Повороты навигационной системы по углу тангажа, при малых углах курса и крена.
4. Повороты НС по углу крена, при малых углах курса и тангажа.

5. Равномерное прямолинейное движение ВЛА.
6. Прямолинейное равноускоренное движение ВЛА.
7. Поворот ВЛА по углу курса при малых углах тангажа и крена.
8. Набор высоты ВЛА.
9. Равномерное прямолинейное движение ВЛА с маневром по углу крена.

Наблюдаемость ошибок измерений инерциальных датчиков, а также их инструментальных погрешностей в зависимости от типа тестового движения

ИП	Тестовое движение								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\delta\omega_x$	-	+	v	v	-	+	+	+	v
$\delta\omega_y$	*	*	*	*	*	+	+	+	*
$\delta\omega_z$	-	+	v	v	-	+	+	+	v
δa_x	-	+	+	v	-	+	+	+	v
δa_y	+	+	+	+	+	+	+	+	+
δa_z	-	+	v	+	-	-	+	v	+
$\Delta\omega_x$	-	v	v	v	-	+	v	v	v
$\Delta\omega_y$	*	v	v	v	*	+	v	v	v
$\Delta\omega_z$	-	v	v	v	-	+	v	v	v
Δa_x	-	v	v	v	-	v	v	v	v
Δa_y	v	v	v	v	v	v	v	v	v
Δa_z	-	v	v	v	-	-	v	v	v
$\delta k\omega_x$	-	-	-	v	-	-	-	-	v
$\delta k\omega_y$	-	v	-	-	-	-	v	-	-
$\delta k\omega_z$	-	-	v	-	-	-	-	v	-
$\delta k a_x$	-	-	v	-	-	v	v	v	-
$\delta k a_y$	v	v	v	v	v	v	v	v	v
$\delta k a_z$	-	-	-	v	-	-	v	-	v
ω_{XY}	-	-	v	-	-	-	-	v	-
ω_{XZ}	-	v	-	-	-	-	v	-	-
ω_{YX}	-	-	v	-	-	-	-	v	-
ω_{YZ}	-	-	-	v	-	-	-	-	v
ω_{ZX}	-	v	-	-	-	-	v	-	-
ω_{ZY}	-	-	-	v	-	-	-	-	v
ИП	1	2	3	4	5	6	7	8	9

a_{XY}	-	-	-	v	-	-	v	-	v
a_{XZ}	-	v	v	v	-	v	v	v	v
a_{YX}	-	-	-	v	-	-	v	-	v
a_{YZ}	-	-	v	-	-	v	v	v	-
a_{ZX}	-	v	v	v	-	v	v	v	v
a_{ZY}	-	-	v	-	-	v	v	v	-

Как видно из таблицы, наиболее благоприятные условия для наблюдаемости и оценивания рассматриваемых погрешностей создадут маневры с поворотом по углу курса – в этом случае наблюдаются все ошибки измерений ИД. Также хорошие условия создают маневры прямолинейного равноускоренного движения и набора высоты. Менее благоприятные условия создают стоянка и равномерное прямолинейное движение. При этом каждый маневр имеет свою специфику относительно влияния на наблюдаемость ИП. Например, при маневре по углу крена создаются благоприятные условия для оценивания смещения z -АК, а при наборе высоты – для оценивания смещения x -АК.

Выводы. Разработана новая модель ошибок инерциальной навигации. На основе данной модели проведено исследование наблюдаемости инструментальных погрешностей инерциального блока в ИИСНС. Полученные результаты можно использовать для формирования соответствующих рекомендаций по пилотированию с целью выполнения калибровки инерциальных датчиков.

Список литературы: 1. Лебедев Д.В., Ткаченко А.И. Информационно-алгоритмические аспекты управления подвижными объектами.– Киев: Наук. думка, 2000.– 310 с. 2. Кортунов В.И., Проскура Г.А. Уравнения ошибок БИНС и анализ наблюдаемости // Системи обробки інформації: 36. наукових праць.– Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2006.– №9(58).–С. 112-115. 3. Кортунов В.И., Проскура Г.А. Наблюдаемость и обнаруживаемость инструментальных ошибок БИНС // Авиационно-космическая техника и технология.– 2006– № 3 (29).– С. 31-38. 4. Андреев В.Д. Теория инерциальной навигации. Кн. I. Автономные системы. Кн. II. Корректируемые системы.– М.: Наука, 1967. 5. Степанов О.А. Интегрированные инерциально-спутниковые системы навигации // Гироскопия и навигация.– 2002.– № 1 (36).– С. 23-45. 6. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / О.Н. Ануцин, Г.И. Емельянец / Под общей ред. чл.-кор. РАН В. Г. Пешехонова.– СПб., 1999. 7. Бромберг П.В. Теория инерциальных систем навигации.– М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979.– 296 с. 8. Парусников Н.А., Морозов В.М., Борзов В.И. Задача коррекции в инерциальной навигации.– М.: Изд-во Моск. ун-та, 1982.– 176 с. 9. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского.–М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987.– 712 с.

Поступила в редколлегию 03.04.09

В.Н.БАЛЕВ, доцент, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»

А.Н. МАРЕНИЧ, студент НТУ «ХПИ»

РЕГИСТРАЦИЯ И ОБРАБОТКА ДАННЫХ В ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФАХ

В статті розглянуто послідовність реєстрації та методика обробки сигналів з датчиків електрокардіографа, принцип побудови його віртуальної та матеріальної частин, наведені основні етапи фільтрації та обробки отриманих даних, намічені перспективи подальших розробок та досліджень.

In this article the constructing of electrical scheme and virtual part of a virtual cardiograph are shown, main stages of filtration and basic operations with the input signal are written down. The prospects of the further researches are planned.

Универсальность, высокая скорость работы, возможность хранения большого объема информации и относительно низкая стоимость современных персональных компьютеров позволяет разрабатывать на их базе виртуальные, многофункциональные измерительные приборы. Виртуальный прибор состоит из двух, условно разделенных, частей: материальной и виртуальной. Материальная часть состоит из средств сбора информации об измеряемой величине, а виртуальная из средств обработки полученной информации и визуализации. В виртуальной части также заложен алгоритм работы прибора. На сегодняшний день виртуальные приборы используются во всех областях науки и техники, в том числе и медицине.

Постановка проблемы. Кардиографы, применяемые в лечебных учреждениях обладают большими габаритными размерами, что затрудняет их транспортировку, кроме того их электрическая часть, реализована нерационально. Врачам приходится анализировать большие объемы данных, при выявлении патологических состояний по электрокардиограмме (ЭКГ). Поэтому актуальным становится автоматическое выделение на кардиограмме типовых фрагментов, свидетельствующих о наличии тех или иных аномалий. Большинство кардиографов регистрируют ЭКГ на бумажном носителе, который со временем теряет контрастность линий, что не позволяет создавать и хранить базы данных по ЭКГ.

Цель статьи – определение алгоритма, методики регистрации и обработки данных с помощью виртуального электрокардиографа. Созданный виртуальный прибор состоит из электрокардиографической аппаратуры (материальная часть), персонального компьютера и специализированного программного обеспечения (виртуальная часть). Материальная часть состоит из 4 пластинчатых электродов, усилителей, АЦП, микроконтроллера и контроллера связи. Виртуальная часть включает в себя персональный компьютер и

специальное программное обеспечение, созданное в среде программирования *LabVIEW*.

Применение *LabVIEW* позволило существенно изменить электрическую схему кардиографа, в сравнении со схемами, применяемых в настоящее время кардиографов. Отличие заключается в том, что для регистрации одного из стандартных либо усиленных отведений в действующих кардиографах использовался отдельный операционный усилитель и коммутатор, т.е. для регистрации 3-х стандартных и 3-х усиленных отведений необходимо использовать 6 операционных усилителей и 6 ключей. В разработанной схеме применяется несколько иная методика: потенциалы от конечностей человека (правой, левой руки и левой ноги) подаются для оцифровки на АЦП с параллельным входом и отправляются в компьютер, который по разработанному алгоритму преобразует их в 3 стандартных и 3 усиленных отведения, при этом используется только 3 операционных усилителя для регистрации основных и усиленных отведений и еще один для регистрации грудных отведений (рис. 1). Это позволяет сократить время, затрачиваемое на регистрацию, а также уменьшить аппаратную часть виртуального электрокардиографа.

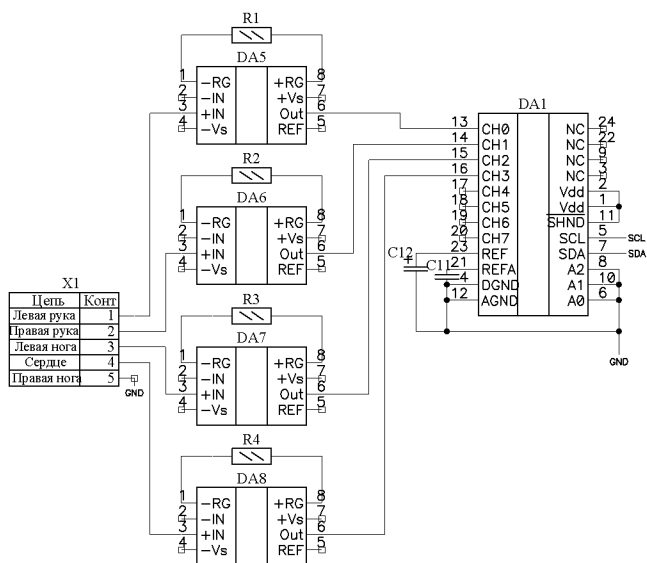


Рис. 1 – Аппаратная реализация материальной части

Фильтрация получаемых данных. В выпускаемых электрокардиографах, для их помехоустойчивости, как правило, используются аналоговые фильтры, которые являются не очень удобными в применении. В *LabVIEW* представлен широкий ряд средств обработки сигнала. Используя спектраль-

ный анализ информационного сигнала (рис. 2), было выявлено, что в нем, присутствуют помехи с частотами 50, 100, 150 и 200 Гц.

Применение цифровых фильтров, которыми оснащена *LabVIEW*, позволило исключить это шум (рис. 3).

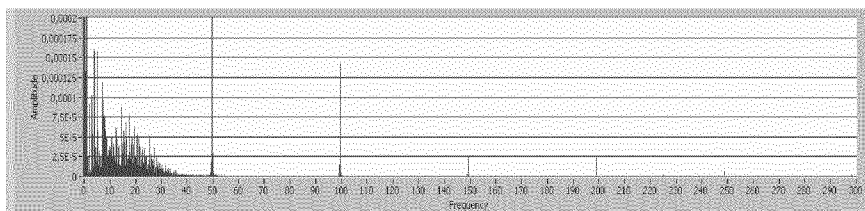


Рис. 2 - Спектр сигнала ЭКГ

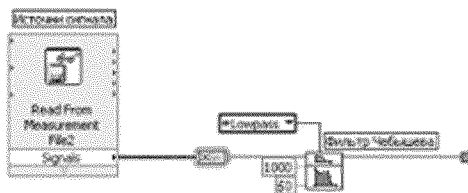


Рис. 3 - Реализация фильтрации сигнала в Labview

В современных электрокардиографах используется структурно-лингвистический метод анализа ЭКГ, который, как правило, приводит к высокой степени неоднозначности при переводе исходного сигнала в используемую при идентификации рабочую форму представления и, как следствие, к произволу в интерпретации результатов [1].

Опыт показывает, что не все феномены ЭКГ могут быть классифицированы в автоматическом режиме и невозможно с полной уверенностью отличить истинные аномалии от артефактов. Поэтому целесообразна не полная автоматизация процесса анализа ЭКГ, при которой выдаются категоричные заключения, а выделение подозрительных участков сигнала и расчет требуемых параметров предназначенных для дальнейшего анализа экспертом [2]. При этом существенно уменьшается объем анализируемых данных, что повышает эффективность и скорость работы врача.

В разработанном электрокардиографе предусмотрен анализ полученной ЭКГ. Он включает в себя определение параметров зубцов *P*, *Q*, *R*, *S*, *T* (определение длительность между зубцами, а также их амплитуды), определение о наличии (отсутствии) аритмии у пациента и измерение частоты сердечных сокращений (рис. 4).

Вывод. С применением пакета *LabVIEW*, пользователь (врач, консультант) может подключать дополнительные программы для обработки полученного сигнала, создавать базы данных пациентов, систематизировать учет диагнозов заболеваний по группам. Это позволит проводить статистические

исследования и их анализ. Возможно более детальное изучение любого из полученных зубцов кардиограммы, что гарантирует практически безошибочное установление диагноза больного. Появляется практическая возможность передачи полученной кардиограммы, для дополнительных исследований специалистами за пределами данного населенного пункта, с помощью сети *Internet*, так и непосредственно распечатка полученной кардиограммы на месте [3].



Рис. 4 - Лицевая панель виртуального электрокардиографа

Использование схемы с одновременной регистрацией помимо 3-х стандартных и 3-х усиленных отведений от конечностей, еще и 6-и грудных отведений, позволит измерять направление электрической оси сердца, а также использовать векторкардиографию. Это позволит наиболее квалифицированно и полностью провести диагностику состояния пациента за минимальное время.

Список литературы: 1. Wartak J., Milliken J. A., Karchmar J. Computer program for pattern recognition of electrocardiograms // Comput. Biomed. Res. –1970. –V. 3. –N 4. – P. 344-374. 2. Kuravsky L.S., Baranov S.N. and Kravchuk T.E. Structure condition diagnostics based on the wavelet transform and relaxation networks. – In: Proc. Condition Monitoring 2005, Cambridge, United Kingdom, July 2005, pp. 119-126. 3. Жарков Ф.П., Каратаев В.В. Использование виртуальных инструментов LabView. – М.: Радио и связь, 1999 – 268 с. 4. Немирко А.П. Цифровая обработка биологических сигналов – М.: Наука, 1984 – 144 с.

Поступила в редколлегию 18.06.2009

С.Н. БАЛЮТА, доцент, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГЛАВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШИРОКОПОЛОСНОГО СТАНА ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ КАК ТРЕХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Розроблена методика синтезу оптимальної системи управління головним електроприводом широкополосного стану гарячої прокатки як трьохмасової електромеханічної системи. Наведено динамічні характеристики синтезованої системи оптимального управління.

The method of optimal control synthesis for hot trip rolling mill main electric drive as three-mass electromechanics system is developed. There is example of dynamic characteristics of the synthesized optimal control system.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Непрерывный стан горячей прокатки представляет собой сложный многодвигательный агрегат, в котором отдельные клетки связаны между собой полосой металла [1-2]. В силу этого окружные скорости валков клеток непрерывного стана должны быть строго согласованы и поддерживаться на заданном уровне, определяемом технологическими требованиями [3].

Анализ последних достижений и публикаций по данной проблеме. Для управления моталками и главными приводами широкополосных станов горячей прокатки используют различные типы исполнительных электрических приводов. Наиболее часто применяются электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением, которые питаются от тиристорных преобразователей. Для снижения моментов инерции и повышения мощности в некоторых случаях используют двухдвигательный электропривод. Для выравнивая нагрузок якорные обмотки двигателей включают последовательно, а сами двигатели работают на общий вал. При синтезе системы регулирования скорости вращения главного привода обычно используют модель в виде одномассовой электромеханической системы в предположении жесткого соединения вала двигателя с рабочим механизмом. Однако, такая модель адекватна реальному процессу лишь в области частот регулирования, расположенных значительно ниже первой резонансной частоты механической системы двигатель-рабочий механизм. В системе с одномассовой моделью настройка системы главного привода с полосой пропускания контура скорости выше резонансной частоты механической системы часто приводит к появлению незатухающих колебаний. Устойчивую работу такой системы можно получить при использовании модели системы, которая учитывает наличие упругих элементов между валом двигателя и рабочим механизмом, например,

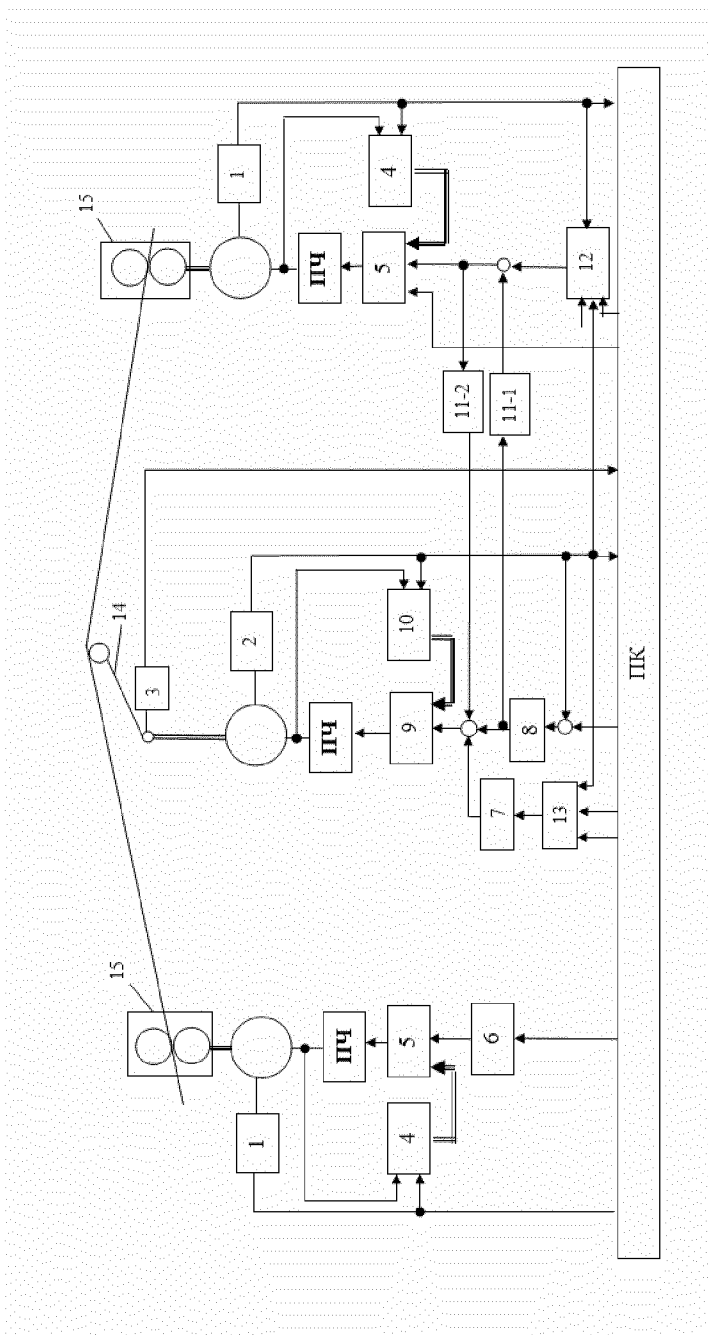


Рис. 1. Схема регулирования натяжения в межклетевом промежутке широкополосного стана горячей прокатки

массовой системы, состоящей из сосредоточенных масс вала двигателя и рабочего механизма, между которыми имеется упругий элемент. Однако, в ряде случаев может понадобиться и более сложная модель привода, например, в виде трехмассовой электромеханической системы [4].

Цель работы. Целью данной работы является исследование динамических характеристик системы оптимального управления главным электроприводом широкополосного стана горячей прокатки с математической моделью в виде трехмассовой электромеханической системы.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Процесс горячей прокатки сопровождается колебаниями технологических параметров – толщины, давления прокатки, натяжения полосы и т.д. Причем, если колебания толщины полосы обусловлены как неравномерностью толщины и механических свойств проката, а также эксцентриситетами валков прокатной клетки, то колебания натяжения полосы и пропорциональные им колебания токов главных приводов обусловлены наличием упругих элементов в трансмиссиях передачи момента прокатки от приводного двигателя до прокатного вала. В качестве примера на рис. 1 показана схема системы автоматического регулирования межклетевого натяжения и петли полосы [1]. На этой схеме обозначено: 1 – датчик частоты двигателя прокатной клетки; 2 – датчик угла петледержателя; 3 – датчик натяжения полосы; 4 – наблюдатель состояния привода клетки; 5 – регулятор состояния скорости двигателя клетки; 6 – ПИ регулятор скорости; 7 – контроллер компенсации статического момента; 8 – регулятор положения петледержателя; 9 – регулятор состояния скорости петледержателя; 10 – наблюдатель состояния петледержателя; 11 – контроллер перекрестных связей; 12 – регулятор натяжения; 13 – блок расчета статического момента петледержателя; 14 – петледержатель; 15 – прокатная клеть; ПЧ – преобразователь частоты.

Основная задача системы управления главным электроприводом широкополосного стана горячей прокатки заключается в поддержании заданного соотношения между частотами вращения рабочих валков клеток, что обеспечивает постоянство натяжения полосы между клетями и способствует уменьшению отклонения толщины прокатываемой полосы от заданной. Причем, при синтезе систем автоматического управления скоростью прокатных двигателей чистовых клеток непрерывного тонколистового стана горячей прокатки требует рассмотрение многодвигательной электромеханической системы клеток, связанных прокатываемой полосой, как единой электромеханической системы.

Для нормального ведения технологического процесса непрерывной прокатки горячей полосы электроприводы чистовых клеток должны удовлетворять следующим основным требованиям [3]:

- регулирование скорости валков клеток в диапазоне, необходимом для получения требуемых заправочной и рабочей скоростей;

- минимально возможные значения статического и динамического падений скорости при входе полосы в валки (не более 1-2);

- характер переходных процессов, вызванных входом полосы в клеть, должен быть близок к аperiodическому, а время протекания переходных процессов не более 0,1-0,3 с;

- требуемое быстродействие системы автоматического регулирования скорости электропривода по управляющему воздействию, необходимое для эффективной работы системы автоматического регулирования натяжения полосы и системы автоматического управления скоростным режимом прокатки;

- требуемое время торможения привода с рабочей скорости до заправочной после выхода металла из валков;

- величина ударного падения скорости не более 2%;

- величина установившегося падения скорости не более 0,2%;

- отношение времени, соответствующего максимальному значению ударного падения скорости, ко времени восстановления скорости не более 0,25;

- время восстановления скорости не более 0,3 сек;

- величина чистого запаздывания системы не более 0,01 сек;

- передаточная функция замкнутой системы авторегулирования скорости вращения рабочих валков клетки должна приближаться к передаточной функции аperiodического звена с эквивалентной постоянной времени $T_{\text{экв}} \approx 0,1$ сек.

Реализовать такие требования с помощью типовых пропорционально-интегральных регуляторов систем подчиненного регулирования, как правило, не удастся. Поэтому рассмотрим синтез оптимального управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки с реализацией оптимального управления по полному вектору состояния.

На многих широкополосных станах горячей прокатки используется схема главного привода валков, показанная на рис. 2. Она состоит из двух электрических приводов, шестеренчатой клетки и передаточного механизма, с помощью которого момент приводного двигателя через два шпинделя передается соответственно на верхний и нижний рабочие валки. Если привод валков осуществляется от одного двигателя через редуктор, то модель такого привода целесообразно рассматривать как трехмассовую с сосредоточенными моментами инерции I_1 – двигателя, I_2 – редуктора и I_3 – валков.

При индивидуальном приводе валков прокатного стана двигатели главных приводов расположены на различных расстояниях от прокатной клетки, что обуславливает различную длину валов. При этом, для длинного вала соотношение упругостей участков вала от двигателя до муфты и от муфты до вала являются существенными совместно с моментом инерции муфты с точки зрения динамики и длинную ветвь целесообразно также рассматривать как трехмассовую систему.

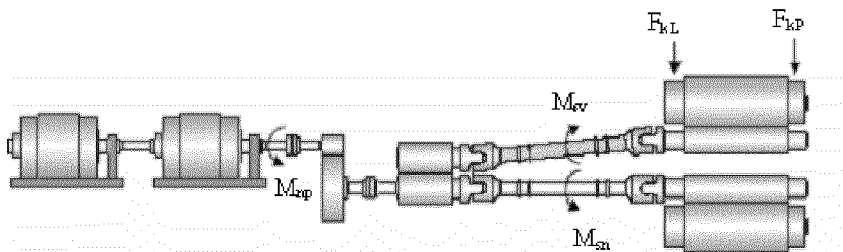


Рис. 2. Схема главного привода келги кварто широкополосного стана горячей прокатки с шестеренчатой келтью

Уравнения динамики такой системы примут следующий вид:

$$\begin{aligned}
 J_3 \frac{d\omega_M}{dt} &= M_{y23} + \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_c \omega_1 + \beta_c \omega_3 - M_c, \\
 \frac{dM_{y23}}{dt} &= C_{23}(\omega_2 - \omega_3), \\
 J_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= M_{y12} + \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - M_{y23} - \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3), \\
 \frac{dM_{y12}}{dt} &= C_{12}(\omega_1 - \omega_2), \\
 J_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= M_\partial - M_{y12} - \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2), \\
 T_M \frac{dM_\partial}{dt} &= -M_\partial + K_\partial U.
 \end{aligned}$$

В этих уравнениях:

$\omega_1, \omega_2, \omega_3$ – скорости вращения двигателя, муфты и валков; M_{y12}, M_{y23} – моменты упругости в валах; C_{12}, C_{23} , и β_{12}, β_{23} – жесткости и коэффициенты внутреннего вязкого трения в валах на скручивание; T_M – эквивалентная постоянная времени контура прямого управления моментом; K_∂ – коэффициент усиления замкнутого контура прямого управления моментом двигателя; U – входное напряжение замкнутого контура прямого регулирования момента двигателя.

Введем вектор состояния системы $\vec{X}(t)$ в следующем виде:

$$\vec{X}^T(t) = \{\omega_3(t), M_{y23}(t), \omega_2(t), M_{y12}(t), \omega_1(t), M_\partial(t)\}.$$

Тогда для уравнения состояния:

$$\frac{d\vec{x}(t)}{dt} = A\vec{x}(t) + BU(t),$$

может быть получено оптимальное управление по интегральному квадратичному критерию в виде управления по полному вектору состояния

$$U(t) = -R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t)\bar{X}(t).$$

Для определения матрицы $P(t)$ необходимо решить матричное дифференциальное уравнение Риккати

$$R_1(t) - P(t)B(t)R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t) + A^T(t)P(t) + P(t)A(t) = 0.$$

Таким образом, для нахождения оптимального управления линейной системой по интегральному квадратичному критерию в форме обратной связи по полному вектору состояния необходимо решить матричное уравнение Риккати.

В трехмассовой системе непосредственно не измеряются моменты упругости $M_{y12}(t)$ и $M_{y23}(t)$, а также скорости вращения муфты $\omega_2(t)$ и валков $\omega_3(t)$. Для восстановления этих непосредственно не измеряемых переменных состояния построим такой наблюдатель, что входом этого наблюдателя будет момент двигателя $M_\partial(t)$, а измеряемым выходом будет скорость вращения двигателя $\omega_1(t)$.

Введем вектор состояния наблюдателя в следующем виде:

$$\bar{X}^T = \{\omega_3(t), M_{y23}(t), \omega_2(t), M_{y12}(t), \omega_1(t)\}.$$

Тогда матрицы состояния A_n , управления B_n и выхода C_n наблюдателя для трехмассовой системы примут следующий вид:

$$A_n = \begin{vmatrix} \frac{-\beta_c - \beta_{23}}{J_3} & \frac{1}{J_3} & \frac{\beta_{23}}{J_3} & 0 & 0 \\ -C_{23} & 0 & C_{23} & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{23}}{J_2} & \frac{-1}{J_2} & \frac{-\beta_{12} - \beta_{23}}{J_2} & \frac{1}{J_2} & 0 \\ & & -C_{12} & 0 & C_{12} \\ & & \frac{\beta_{12}}{J_1} & \frac{1}{J_1} & \frac{-\beta_{12}}{J_1} \end{vmatrix} \quad B_n = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1/J_1 \end{vmatrix}$$

$$C_n = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

В этом случае можно построить оптимальный наблюдатель, например, в форме оптимального фильтра Калмана-Бьюси, с помощью которого минимизируется дисперсия ошибки восстановления переменных состояния.

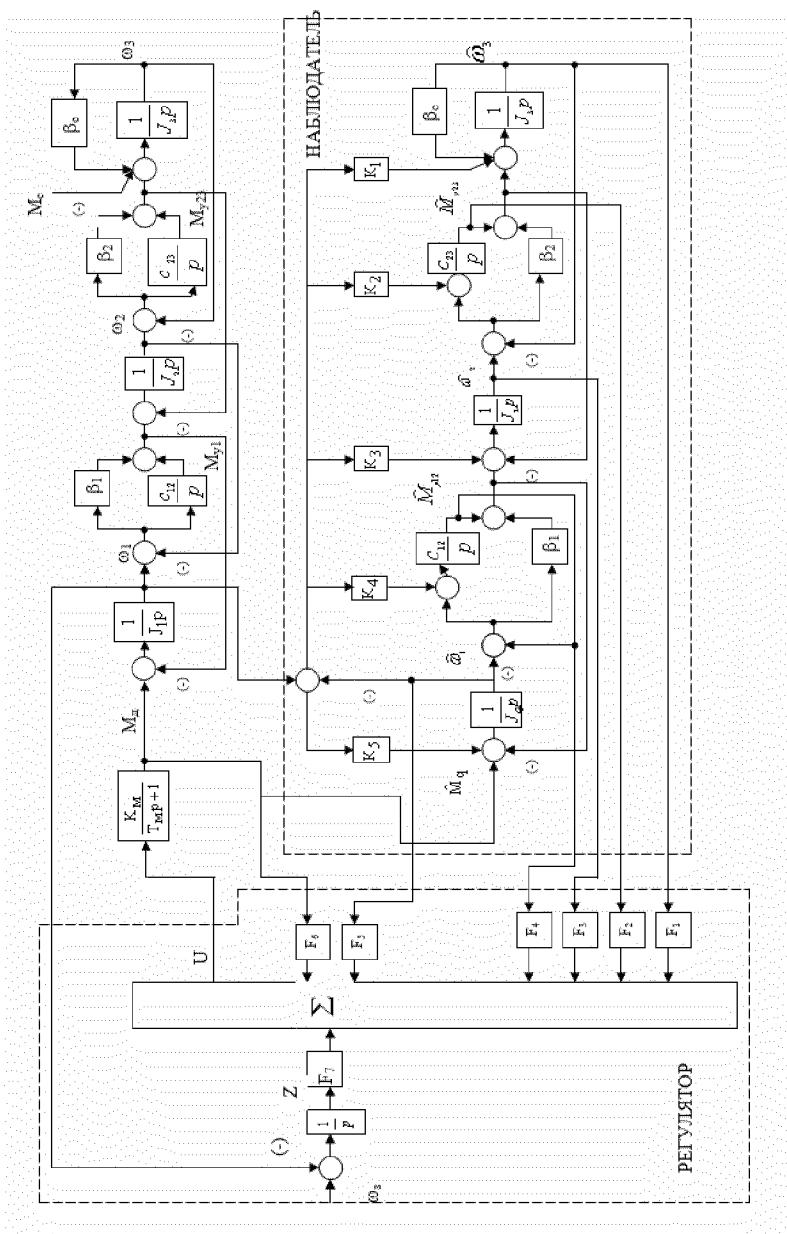


Рис.3. Схема системы оптимального управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки

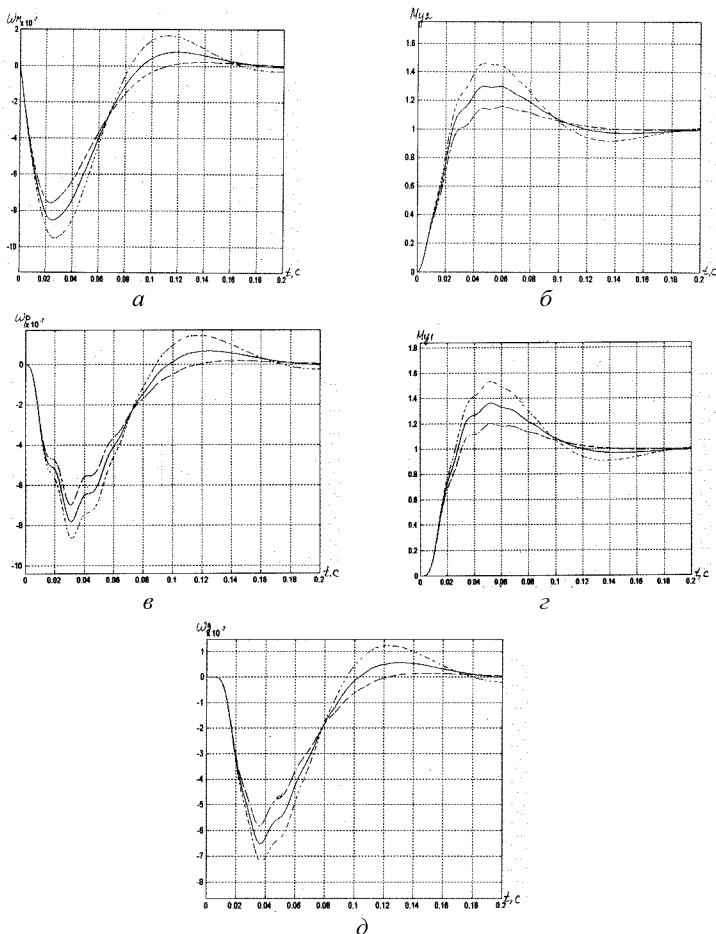


Рис. 4. Переходные процессы по возмущению переменных состояния оптимальной системы управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки

Матрица оптимальных коэффициентов усиления $K(t)$ наблюдателя имеет следующий вид:

$$K(t) = Q(t)C^T(t)V_2^{-1}(t),$$

где $Q(t)$ - решение матричного дифференциального уравнения Риккати:

$$\dot{Q}(t) = V_1(t) - Q(t)C^T(t)V_2^{-1}(t)C(t)Q(t) + A(t)Q(t) + Q(t)A^T(t).$$

Результаты моделирования. Рассмотрим динамику оптимальной трех-массовой системы, замкнутой через оптимальный наблюдатель. Матрица

состояния такой системы показана на следующей странице, а схема этой системы показана на рис. 3.

Рассмотрим переходные процессы в оптимальной трехмассовой системе широкополосного стана горячей прокатки. В качестве примера на рис. 4 показаны переходные процессы по возмущению переменных состояния оптимальной системы управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки для трех различных условий прокатки. Как видно из этих графиков, переходные процессы в синтезированной системе удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к системе.

Выводы из проведенного исследования, перспективы этого направления. Были рассчитаны переходные процессы в непрерывной трехмассовой системе с оптимальными регуляторами, замкнутыми через оптимальные наблюдатели применительно к главным приводам широкополосного стана горячей прокатки. Исследования переходных процессов этой трехмассовой системы показало их практическое совпадение с переходными процессами исходной оптимальной системы, замкнутой по полному вектору состояния. Переходные процессы наблюдателя достаточно близки к переходным процессам соответствующих переменных состояния систем.

Таким образом, с помощью оптимальных регуляторов удалось получить динамические характеристики системы, удовлетворяющие техническим требованиям, предъявляемым к системе управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки с учетом упругих элементов в главной линии стана в виде трехмассовой электромеханической системы.

Список литературы: 1. Finishing mill tension control system in the Mizushima hot strip mill/ K. Hamada, S. Ueki, M. Shitomi // Kawasaki steel technical report.- 1985, №11. –Р.35-43. 2. Tanimoto S., Hayashi Y., Saito M. New tension measurement and control system in hot strip finishing mill.// Meas. And Contr. Instrum. Iron and Steel Ind. Prod. 5th Process Technical Congress, Detroit. / Werrendale, Pa. 1985. – Р. 147-154. 3. Олефир Ф.Ф., Опришко И.А., Васичкин В.И., Жалнина Д.Ф. Исследование взаимосвязанной работы САР скорости и натяжения полосы/ Анализ систем управления станов горячей прокатки. – К.: Наукова думка, 1970. – 175 с. 4. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. Харьков, УИПА. 2005.–512 с.

Поступила в редколлегию 15.01.09

А.В. БОГОМАЗ, м.н.с., Институт ионосферы (г. Харьков)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА С ЗАДАННОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТЬЮ МОЩНОСТИ

У статті розглянуто способи моделювання випадкових сигналів формуванням заданої форми спектральної густини потужності. описано комп'ютерну модель випадкового сигналу, який представляє суму гармонічних сигналів з випадковими початковими фазами, приведено результати моделювання сигналу некогерентного розсіяння.

In the article the ways of casual signal simulation by the forming of the given shape of power spectral density are considered. the computer model of casual signal, which is a sum of harmonic signals with random initial phases, is described. the results of incoherent scatter signal simulation are represented.

Введение. Моделирование сигналов играет огромную роль практически во всех отраслях науки и техники. В частности, в ионосферных исследованиях для проверки приемного тракта и системы обработки радара некогерентного рассеяния (НР) необходимо использовать контрольные сигналы, подобные по своим характеристикам сигналам, приходящим от ионосферы.

Цели статьи – рассмотреть методы моделирования сигналов, в которых используется принцип формирования заданной формы спектральной плотности мощности (СПМ); показать возможность применения таких методов для моделирования сигналов НР.

Анализ публикаций. Сигнал, некогерентно рассеянный на флуктуациях электронной плотности в ионосфере, представляет собой случайный нестационарный процесс. Для моделирования случайного сигнала с заданной СПМ можно использовать систему, состоящую из генератора шума и линейного фильтра. Спектральную мощность шума обычно выбирают постоянной в полосе частот, немного превышающей полосу пропускания линейного фильтра. При этом спектральная плотность на выходе системы определяется амплитудно-частотной характеристикой фильтра. Такая система описана в [1]. Ее недостатки заключаются в трудоемкости реализации (расчет, создание и настройка линейного фильтра) и сложности оперативного изменения параметров моделируемого сигнала. Оперативное изменение параметров сигнала необходимо, например, при моделировании НР-сигнала с разных высотных участков.

Другой способ получения случайного сигнала с заданной СПМ описан в [2]. Он основан на том, что сигнал представляется в виде суммы гармонических колебаний со случайной, равномерно распределенной в интервале от $-\pi$ до π , фазой. Функциональная схема имитатора, описанного в этой статье, включает 20 перенастраиваемых генераторов, подключенных к 20 двойным аттенюаторам, а также сумматор и оперативное запоминающее устройство, управляемое программируемым контроллером.

Существенными недостатками описанной системы является то, что для моделирования реальных сигналов (в частности сигналов НР) 20 гармоник часто недостаточно, а изготовление более 10...15 генераторов на практике является сложной задачей. Этим недостаткам лишена ниже описанная программная модель, в которой число гармоник ограничено лишь временем счета на ПК и точностью воспроизведения формы спектра.

Метод решения. В разработанной программе задаются начальная частота сигнала f_1 , шаг по частоте Δf и число генераторов N . Отсюда следует, что частота k -й гармоники будет $f_k = f_1 + (k-1) \cdot \Delta f$. Амплитуды гармоник U_k , которые соответствуют заданным значениям СПМ W_k ($U_k = \sqrt{W_k}$), и начальные фазы генераторов θ_k заносятся в массивы.

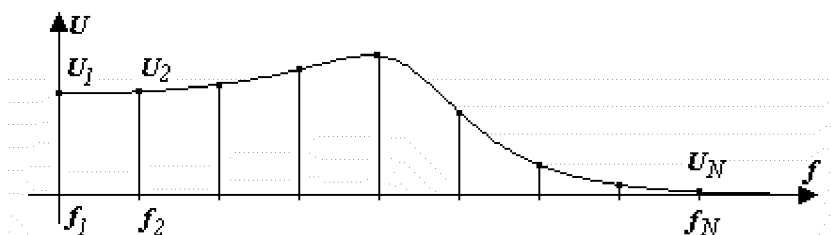


Рис. 1

Значения фаз вырабатываются генератором псевдослучайных вещественных чисел, равномерно распределенных в интервале $[-\pi; \pi]$.

Суммируя гармоники по формуле

$$U_c(t) = \sum_{k=1}^N U_k \sin \left[2\pi \cdot (f_1 + (k-1) \cdot \Delta f) \cdot t + \theta_k \right], \quad (1)$$

получаем результирующий сигнал.

Для проверки точности синтеза этот сигнал подвергался преобразованию Фурье вида [3]

$$U'_k(\omega) = \sqrt{\left(\int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \cos \omega t dt \right)^2 + \left(\int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \sin \omega t dt \right)^2}. \quad (2)$$

Здесь $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Необходимо отметить, что, так как на практике интегрирование в пределах от $-\infty$ до ∞ осуществить невозможно, то в качестве нижней границы было выбрано значение $t=0$ (для сохранения абсолютных значений гармоник результат интегрирования необходимо удвоить). Верхняя же граница

интегрирования выбирается исходя из соображений затраты машинного времени и необходимой точности передачи получаемого спектра.

Еще одной особенностью является то, что в формулах (1) и (2) представлены непрерывные во времени сигналы. В программе же требовалось провести их дискретизацию по переменной t . Так как функция $U_c(t)$ имеет конечную ширину спектра, то, согласно теореме Котельникова [4], в этом случае она полностью будет определена своими дискретными значениями в точках, отстоящих по времени не более чем на $\frac{1}{2f_N}$ друг относительно друга.

При синтезе сигнала по формуле (1) необходимо учитывать и то, что исходный спектр дискретный, следовательно, синтезируемый сигнал периодичный во времени. Его период определяется нижней частотой f_1 .

Практические результаты. Работа программы формирования случайного сигнала по описанному выше методу (путем суммирования большого числа гармоник с амплитудами, которые соответствуют заданной СПМ) была проверена при различных условиях эксперимента. Изменялись количество гармоник и шаг между ними, частота дискретизации сигнала, форма исходного спектра и время накопления сигнала при выполнении преобразования Фурье. Полученный по формуле (2) спектр сравнивался с исходным.

При моделировании сигнала некогерентного рассеяния интервал дискретизации был выбран равным 30,555 мкс, т.е. таким же, как и в АЦП приемника радара НР Института ионосферы. Выбранное число гармоник $N = 300$ при шаге между ними $\Delta f = 50$ Гц обеспечивает перекрытие спектра шириной 15 кГц, что при длине излучаемой передатчиком волны $\lambda = 2$ м достаточно для описания самого широкого реально существующего спектра сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. Самый широкий спектр – у сигнала, рассеянного областью, состоящей из самых легких ионов (ионов водорода H^+). Зависимость формы спектра от ионной и электронной температур, а также от массы и состава ионов показана в [5].

На рис. 2, а показан смоделированный сигнал НР, а на рис. 2, б показаны спектры сигнала – исходный (гладкая линия) и рассчитанный по формуле (2). Исходный спектр был получен путем решения прямой задачи электродинамики при следующих реально возможных параметрах ионосферной плазмы: концентрация ионов водорода H^+ – 100 %, температура ионов $T_i = 1000$ К, температура электронов $T_e = 2000$ К. Расчет спектра производился по методике, описанной в [6].

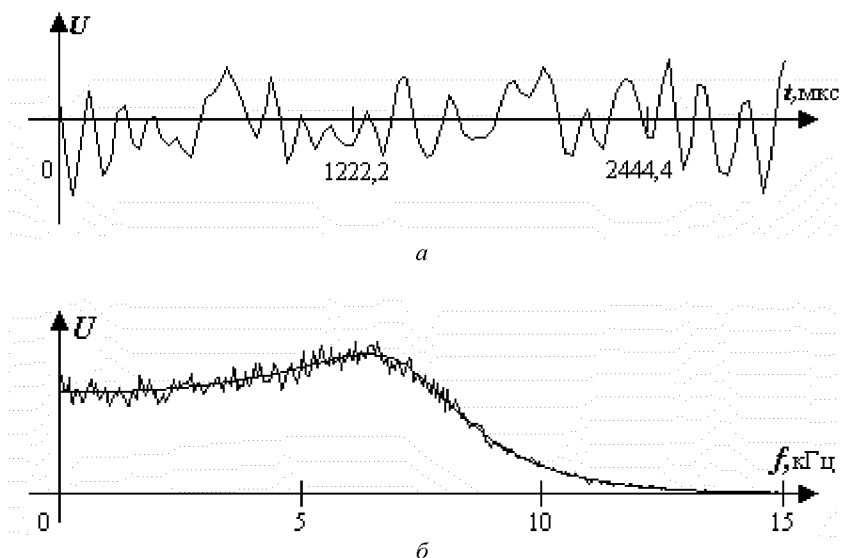


Рис. 2

Выводы. Приведенные результаты показывают практическую пригодность способа моделирования программным путем случайных сигналов с заданной формой спектральной плотности мощности, в частности возможно моделирование сигналов НР.

Список литературы: 1. Лысенко В.Н., Капустян А.А., Бруско А.В. Имитация НР-сигнала // Вестник Харьковского политехнического института. 1986. № 234: Исследование ионосферы методом некогерентного рассеяния. Вып. 4. С. 60–64. 2. Лысенко В.Н. Синтез модели НР-сигнала // Вестник Харьковского политехнического института. 1987. № 248: Исследование ионосферы методом некогерентного рассеяния. Вып. 5. С. 21–24. 3. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. – М.: Наука, 1967. 780 с. 4. Левин Б.Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. – М.: "Советское радио", 1957. 495 с. 5. Брюнелли Б.Е., Кочкин М.И., Пресняков И.Н., Терещенко Е.Д., Терещенко В.Д. Метод некогерентного рассеяния радиоволн. Л.: "Наука", 1979. 188 с. 6. Гринченко С.В. Оптимальный алгоритм многократных вычислений теоретических характеристик некогерентно рассеянного сигнала // Сборник научных трудов ХГПУ. 1999. Вып. 7. С. 331–336.

Поступила в редакцию 8.04.09

В.М. ГАЛАЙ, професор, канд. техн. наук, ПНТУ, г. Полтва

ПОХИБКИ КОНТРОЛЮ ДІАМЕТРІВ КВАРЦОВИХ ТРУБ ЗА ДОПОМОГОЮ СИСТЕМИ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ

Розглянуті оцінки компонент помилки автоматичного контролю діаметрів кварцових труб методом аналізу їх зображення (методом хорд).

The considered estimations are a component of error of automatic control of diameters of quartz pipes by the method of analysis of their image (method of chords).

Кварцові труби, що використовуються в промисловості, наприклад, для виробництва деталей дугових газорозрядних ламп, мають жорсткі технічні вимоги до допусків на їх діаметри [1].

Відомо вимірювання геометричних розмірів деталей машин за допомогою лазерного променя [2], еритроцитів та інших кров'яних тілець за допомогою мікроскопа [3]. В [4,5] розглядаються методи вимірювання просторових координат рухомих і нерухомих об'єктів та дальності до них.

Опираючись на ці дослідження, поставлена мета оцінити помилки контролю діаметрів кварцових труб, що виникають при застосуванні метода хорд [6] для аналізу їх зображень за допомогою системи технічного зору на приладах із зарядним зв'язком.

Існує три види помилок вимірювання діаметрів, що виникають при застосуванні цього методу.

Це помилки, визвані дискретизацією, несиметричністю положення зображення відносно строчок сканування та флуктуацією кроку сканування. Помилки виникають при вимірюванні довжин хорд, утворених в результаті перетину строк сканування із зображенням торця труби у вигляді кола.

Визначимо оцінку значень помилок і характер впливу змін параметрів вимірювальної системи і геометричних характеристик труб.

Помилка дискретизації. При використанні в якості відеодавача СТЗ лінійного приладу з зарядним зв'язком (ПЗЗ-лінійки) під час проходження проекції рухомого об'єкта через строчку світлочутливих елементів (пікселей) в кожному мить часу на її виході з'являється дискретний відеосигнал. Відносна помилка вимірювання довжини хорди, що виникла з причин дискретності сигналу дорівнює

$$\varepsilon_D = \frac{1}{n\sqrt{6}}, \quad (1)$$

де n -число імпульсів дискретизації, що приходить на довжину хорди.

Для вибраного типу лінійного ПЗЗ відстань між пікселями є величиною незмінною і дорівнює x_0 . Довжина хорди визначається за формулою

$$l_x = D \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right), \quad (2)$$

де D – внутрішній діаметр досліджуваної труби; α – центральний кут, на який опирається хорда ($0 \leq \alpha \leq \pi$).

Тоді $n = \frac{l_x}{x_0} = \frac{D}{x_0} \lim\left(\frac{\alpha}{2}\right)$ і вираз для помилки дискретизації приймає вигляд

$$\varepsilon_D = \frac{x_0}{D} \cdot \frac{1}{\sqrt{6} \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \quad (3)$$

На рис. 1 показана залежність $\varepsilon_D = \varepsilon_D(\alpha)$ для деяких значень D при $x_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$ м для лінійного ПЗЗ типу К1200ЦЛ1. Значення кута α визначає положення вимірюваної хорди на досліджуваному колі (чим менше α , тим ближче хорда до краю кола і навпаки). Як видно (рис. 1) значення ε_D різко зростає, починаючи з $d = \frac{\pi}{2}$ і стає дуже великим при прямуванні α до нуля (для крайніх хорд). Цей результат підтверджує правильність того, що ці хорди «відкидаються» і не використовуються при розрахуванні діаметра труби [6].

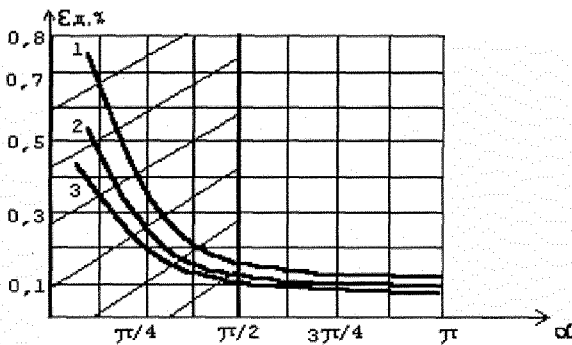


Рис. 1. Залежність помилки ε_D від кута α .

1 – $D = 4 \cdot 10^{-3}$ м; 2 – $D = 6 \cdot 10^{-3}$ м; 3 – $D = 7 \cdot 10^{-3}$ м. Для всіх випадків $x_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$ м.

(Заштрихована область відповідає хордам, що не використовуються при вимірюваннях діаметрів).

Визначимо середнє значення $\bar{\varepsilon}_D$ для значень α в інтервалі $\left[\frac{\pi}{2}; \pi\right]$, що відповідає хордам, які враховуються при оцінюванні внутрішнього діаметра труби. Тоді

$$\varepsilon_D = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/2}^{\pi} \varepsilon_D d\alpha. \quad (4)$$

Після інтегрування і підстановки границь отримуємо

$$\bar{\varepsilon}_D = 0,46 \frac{x_0}{D}. \quad (5)$$

Для прикладу покажемо величину помилки $\bar{\varepsilon}_D$ для декількох значень діаметра D і $x_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$ м:

$$D = 4 \cdot 10^{-3} \text{ м} - \bar{\varepsilon}_D = 0,15\%; \quad D = 6 \cdot 10^{-3} \text{ м} - \bar{\varepsilon}_D = 0,1\%;$$

$$D = 7 \cdot 10^{-3} \text{ м} - \bar{\varepsilon}_D = 0,085\%.$$

Таким чином, помилка дискретизації зображень труб діаметром $(4...7) \cdot 10^{-3}$ м при використанні ПЗЗ-лінійки типу К1200ЦП1 складає 0,1...0,15%. Можна показати, що у випадку, коли при оцінюванні діаметра труб використовуються всі хорди, похибка дискретизації збільшується більш ніж в 4 рази.

Помилка несиметричності. Під несиметричним положенням зображення кола розуміється таке його положення, при якому висоти Δh_B і Δh_H сегментів, що відсікаються відповідно верхньою і нижньою строками сканування, будуть різними, тобто $\Delta h_B \neq \Delta h_H$ або $\Delta h_B - \Delta h_H \neq 0$ (рис. 2). Тоді значення відліків d_H і d_B діаметрів, що виміряні на хордах l_H і l_B (умовно симетричні відносно кола), будуть відрізнятися від істинного діаметра $d_{\text{іст}}$ кола. При цьому $d_B > d_{\text{іст}}$ і $d_H < d_{\text{іст}}$, якщо $\Delta h_B > \Delta h_H$ або навпаки, якщо $\Delta h_B < \Delta h_H$. Відносна похибка в такому випадку визначається за формулою.

$$\varepsilon_{\text{нс}} = \frac{2d_{\text{іст}} - (d_B + d_H)}{d_{\text{іст}}}$$

або

$$\varepsilon_{\text{нс}} = 2 - \left(\frac{d_B}{d_{\text{іст}}} + \frac{d_H}{d_{\text{іст}}} \right). \quad (6)$$

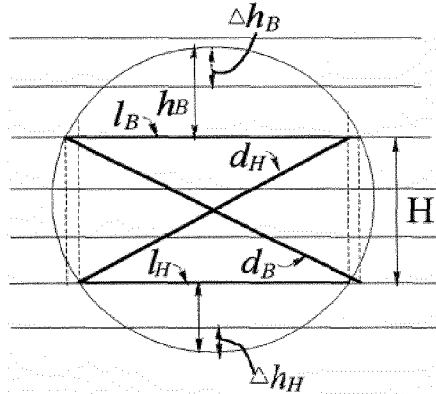


Рис. 2. Несиметричне положення кола на дискретній просторовій сітці

Значення d_H і d_B розраховуються за формулами

$$d_H = \sqrt{l_H^2 + H^2}; \quad d_B = \sqrt{l_B^2 + H^2}, \quad (7)$$

де l_B і l_H – довжина відповідно верхньої і нижньої умовно симетричних хорд; H – відстань між цими хордами.

Підставивши у вираз (7)

$$l_H = 2\sqrt{d_{\text{іст}}^2 h_H - h_H^2}; \quad l_B = 2\sqrt{d_{\text{іст}}^2 h_B - h_B^2}, \quad (8)$$

і використавши (6), отримаємо

$$\varepsilon_{\text{нс}} = 2 - \sqrt{1 - \Delta(2 + \Delta - 2\Sigma)} - \sqrt{1 + \Delta(2 - \Delta - 2\Sigma)}, \quad (9)$$

де $\Delta = \left| \frac{h_B - h_H}{d_{\text{іст}}} \right| = \left| \frac{\Delta h_B - \Delta h_H}{d_{\text{іст}}} \right|$ – параметр асиметрії; $\Sigma = \frac{h_B - h_H}{d_{\text{іст}}} = \frac{d_{\text{іст}} - H}{d_{\text{іст}}}$

– параметр, що визначає відстань між хордами l_B і l_H .

Тут параметр Δ змінюється в межах $0 \leq \Sigma \leq \frac{P_0}{d_{\text{іст}}}$ (максимальне значення

$(|\Delta h_B - \Delta h_H|)_{\text{тах}}$ дорівнює кроку сканування), а параметр Σ – в межах $0 \leq \Sigma \leq 1$. В такім поданні параметри Δ і Σ є незалежними величинами і забезпечують можливість зручним і наочним способом оцінити значення помилки несиметричності $\varepsilon_{\text{нс}}$. На рис. 3 показана залежність $\varepsilon_{\text{нс}} = \varepsilon_{\text{нс}}(\Delta)$ для $\rho_0/D = 0,1$ і кількох значень параметра Σ . Можна показати, що для вимірювання даним методом внутрішніх діаметрів труб використовуються хорди із зміною параметра Σ в межах $0,3 \leq \Sigma \leq 1$. На рис. 3 можна також ба-

чити залежність максимального значення $(\epsilon_{\text{нс}})_{\text{max}}$ від кроку сканування при заданому діаметрі D (від відношення ρ_0 / D).

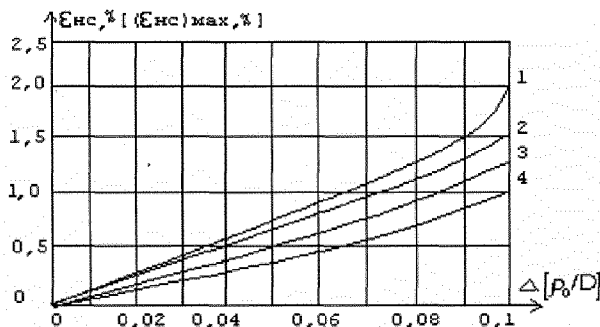


Рис. 3. Залежність похибки $\epsilon_{\text{нс}}$ від параметра асиметричності Δ (залежність $(\epsilon_{\text{нс}})_{\text{max}}$ від відношення ρ_0 / D).

1 – $\Sigma = 0,1$; 2 – $\Sigma = 0,3$; 3 – $\Sigma = 0,5$; 4 – $\Sigma = 0,8$.

Із графіка залежності максимальної відносної помилки $(\epsilon_{\text{нс}})_{\text{max}}$ для $\Delta = \rho_0 / D = 0,1$ від параметра Σ (рис.4) видно, що віддаленням вимірюваної хорди від центра кола і приближенням її до краю ($\Sigma \rightarrow 0$) похибка вимірювання діаметра зростає.

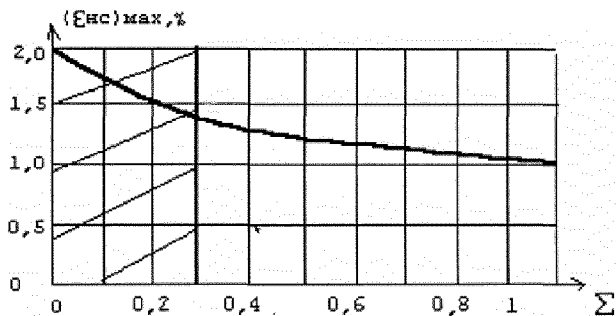


Рис. 4. Залежність похибки $(\epsilon_{\text{нс}})_{\text{max}}$ від параметра Σ для $\rho_0 / D = 0,1$.

(Заштрихована область відповідає хордам, що не використовуються для обчислення внутрішнього діаметра труби).

Як уже було зазначено, при розрахунку внутрішнього діаметра труби використовуються хорди, що відповідають значенням параметра Σ в інтервалі

$[0,3;1]$. Тоді середнє значення відносної помилки, визване порушенням симетрії дорівнює:

$$\bar{\varepsilon}_{\text{нс}} = \frac{1}{0,7} \cdot \int_{0,3}^1 \varepsilon_{\text{нс}} d\Sigma. \quad (10)$$

Користуючись формулою (9), після інтегрування і підстановки границь отримуємо

$$\bar{\varepsilon}_{\text{нс}} = 2 - \frac{1}{2,1 \cdot \Delta} \left[\sqrt{(1+1,4\Delta - \Delta^2)^3} - \sqrt{(1-1,4\Delta - \Delta^2)^3} \right]. \quad (11)$$

Із графіка залежності $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}} = \bar{\varepsilon}_{\text{нс}}(\Delta)$ (рис. 5) можна визначити максимальне значення $(\varepsilon_{\text{нс}})_{\text{max}}$ (для $\Delta = \rho_0/D$) при різних величинах відношення ρ_0/D .

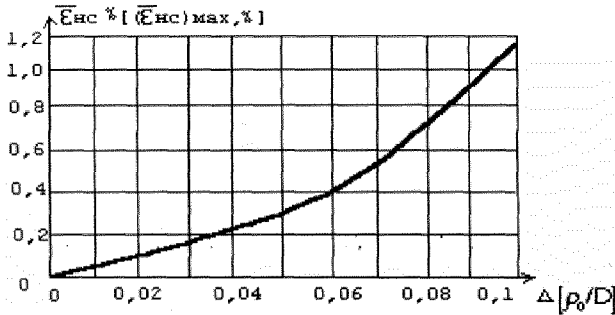


Рис. 5. Залежність помилки $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}}$ від параметра несиметричності Δ

Всі значення параметра несиметричності Δ в інтервалі $0 \leq \Delta < \rho_0/D$ можна вважати рівноймовірними. Тоді для усереднення значення $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}}$ відносно значень Δ потрібно скористуватися формулою

$$\bar{\varepsilon}_{\text{нс}} = \frac{1}{\rho_0/D} \cdot \int_0^{\rho_0/D} \bar{\varepsilon}_{\text{нс}} d\Delta. \quad (12)$$

Значення $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}}$ можна оцінити також графічно, розрахувавши площу фігури, обмеженою лінією $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}}(\Delta)$ і горизонтальною віссю (рис. 5). В результаті отримаємо, що на інтервалі $0 \leq \Delta < 0,1$ середнє значення відносної помилки, визваної асиметрією, дорівнює $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}} \approx 0,4\%$. Аналогічно можна показати, якщо б урахували в алгоритмі контролю діаметрів труб всі хорди ($0 \leq \Delta < 0,1$), то помилка $\bar{\varepsilon}_{\text{нс}}$ була б більшою в 1,5 рази.

Помилка флуктуацій. Її причиною є флуктуація кроку сканування. Ці флуктуації призводять до зміщення строки сканування, а значить і вимірюваної хорди відносно її фактичного положення на колі. В результаті, довжина зміщеної хорди відрізняється від довжини хорди, що не зміщена відносно фіксованого положення на зображенні. Це викликає появу похибки флуктуації.

Нехай

$$l_{\alpha} = D \sin \frac{\alpha}{2} - \quad (13)$$

довжина незміщеної хорди, α – центральний кут, на який опирається ця хорда.

Тоді довжина, зміщеної за рахунок флуктуації, хорди дорівнює

$$l_{\alpha \pm \Delta\alpha} = D \sin \left(\frac{\alpha \pm \Delta\alpha}{2} \right), \quad (14)$$

де $\Delta\alpha$ – флуктуація центрального кута.

Відносну похибку флуктуації $\epsilon_{\text{фл}}$ можна визначити за формулою

$$\epsilon_{\text{фл}} = \left| \frac{l_{\alpha \pm \Delta\alpha} - l_{\alpha}}{l_{\alpha}} \right|$$

або після підстановки (13) і (14):

$$\epsilon_{\text{фл}} = \left| \frac{\sin \alpha \pm \Delta\alpha}{\sin(\alpha/2)} - 1 \right|. \quad (15)$$

Після перетворень, урахувавши мале значення величини $\Delta\alpha$, отримуємо

$$\epsilon_{\text{фл}} \approx \frac{1}{2} |\Delta\alpha| \operatorname{ctg} \left(\frac{\alpha}{2} \right). \quad (16)$$

Але на практиці зручніше користуватися флуктуаціями кроку сканування, а не центрального кута. Для отримання залежності похибки $\epsilon_{\text{фл}}$ від флуктуації кроку сканування скористуємося наближеною рівністю

$$\Delta\rho_0 \approx \frac{1}{4} \Delta\alpha \cdot D \cdot \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right). \quad (17)$$

Тоді вираз для $\epsilon_{\text{фл}}$ переписеться

$$\epsilon_{\text{фл}} \approx 2 \frac{|\Delta\rho_0|}{D} \cdot \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin^2(\alpha/2)}. \quad (18)$$

В дійсності флуктуація кроку сканування є величиною випадковою, що приймає довільні значення в інтервалі $-\rho_0^{\max} \leq \Delta\rho_0 \leq \rho_0^{\max}$, де ρ_0^{\max} – мо-

дуль максимального значення. Середньоквадратична величина кроку сканування дорівнює

$$\sigma_{\text{фл}} \approx \frac{2\Delta\rho_0^{\text{max}}}{\sqrt{6}} \quad (19)$$

або у відносному вигляді

$$\varepsilon_{\text{фл}} \approx \frac{4}{\sqrt{6}} \left(\frac{\Delta\rho_0^{\text{max}}}{\rho_0} \right) \cdot \left(\frac{\rho_0}{D} \right) \cdot \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin^2(\alpha/2)}, \quad (20)$$

де $\frac{\Delta\rho_0^{\text{max}}}{\rho_0}$ – максимальне значення відносної флуктуації кроку сканування.

Із залежності $\varepsilon_{\text{фл}} = \varepsilon_{\text{фл}}(\alpha)$ для фіксованих значень $\frac{\Delta\rho_0^{\text{max}}}{\rho_0}$ і $\frac{\rho_0}{D}$

(рис. 6) видно, що $\varepsilon_{\text{фл}}$ різко зростає для хорд, що відповідають кутам $\alpha < \frac{\pi}{2}$.

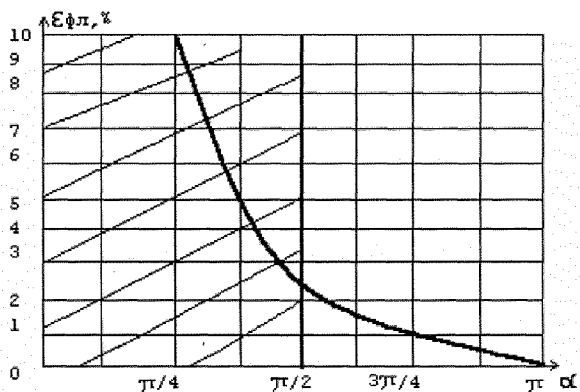


Рис. 6. Залежність похибки $\varepsilon_{\text{фл}}$ від кута α для значень $\left(\frac{\Delta\rho_0^{\text{max}}}{\rho_0} \right) = \frac{\rho_0}{D} = 0,1$.

(Заштрихована частина відповідає хордам, що не використовуються при контролі діаметрів труб).

При вимірюванні внутрішнього діаметра труб за два етапи з використанням хорд в інтервалі кута $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$ середнє значення відповідної похибки флуктуації дорівнює

$$\bar{\varepsilon}_{\text{фл}} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/2}^{\pi} \varepsilon_{\text{фл}} d\alpha$$

або після підстановки (20)

$$\bar{\varepsilon}_{\text{фл}} = \frac{8}{\pi\sqrt{6}} \left(\frac{\Delta\rho_0^{\max}}{\rho_0} \right) \cdot \left(\frac{\rho_0}{D} \right) \cdot \int_{\pi/2}^{\pi} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin^2(\alpha/2)} d\alpha \quad (21)$$

і інтегрування

$$\bar{\varepsilon}_{\text{фл}} = (\sqrt{2} - 1) \frac{16}{\pi\sqrt{6}} \left(\frac{\Delta\rho_0^{\max}}{\rho_0} \right) \cdot \left(\frac{\rho_0}{D} \right) = 0,86 \left(\frac{\Delta\rho_0^{\max}}{\rho_0} \right) \cdot \left(\frac{\rho_0}{D} \right) \quad (22)$$

Наприклад, для значень $\frac{\Delta\rho_0^{\max}}{\rho_0} = 0,1$ і $\frac{\rho_0}{D} = 0,1$ – $\bar{\varepsilon}_{\text{фл}} = 0,86\%$

відповідно (22).

Можна показати, що при вимірюванні діаметрів кола з використанням усіх хорд середнє значення $\varepsilon_{\text{фл}}$ при тих же параметрах зростає більш ніж в 4 рази.

У зв'язку з некорельованістю між собою розглянутих помилок труб середнє значення сумарної похибки вимірювань діаметра дорівнює

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma} = \sqrt{\bar{\varepsilon}_{\text{д}}^2 + \bar{\varepsilon}_{\text{нс}}^2 + \bar{\varepsilon}_{\text{фл}}^2} \quad (23)$$

Для приведених раніше прикладів сумарна похибка $\bar{\varepsilon}_{\Sigma}$ дорівнює 0,96%.

При контролі діаметрів труб за 4 етапи ($\frac{3\pi}{4} \leq \alpha \leq \pi$ і $0,62 \leq \Sigma \leq 1$), сумарна похибка зменшується і дорівнює 0,5%.

Висновок. В результаті досліджень характеру і величини помилок контролю діаметрів кварцових труб методом хорд визначено середню оцінку сумарної похибки методу і його придатність для практичного використання.

Список літератури: 1. Галай В.М. Автоматизація контролю діаметрів кварцових труб // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДПУ, 2007. – Вип. 4/2007(45) ч.1. – С.165-166. 2. Ільченко В.М. Методи та засоби контролю деталей комп'ютеризованими лазерними інформаційно-вимірювальними системами // Автореферат дис. канд. техн. н., НАУ, 2009. – 20 с. 3. Іваницький Г.Р., Латинская Л.Л., Шихматова В.Л. Автоматический анализ микрообъектов. – М.: Энергия, 1967. – 224 с. 4. Катис Г.П. Оптические информационные системы роботов-манипуляторов. – М.: Машиностроение, 1977. – 272 с. 5. Путятин Е.П., Аверин С.И. Обработка изображений в робототехнике. – М.: Машиностроение, 1990. – 320 с. 6. Галай В.М. Метод оптико-координатного вимірювання геометричних характеристик // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – №57. С.30-35.

Поступила в редколлегию 8.04.09

Э.Е. ГЕРМАН, ассистент НТУ "ХПИ"

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПИД КОНТРОЛЛЕРА В ЛИНЕЙНЫЙ НЕЧЕТКИЙ ПИД КОНТРОЛЛЕР

В статті докладно розглянуто алгоритм перетворення класичного ПІД контролера до лінійного нечіткого контролеру. Отримані формули відповідності між коефіцієнтами чотирьох типів класичних та нечітких ПІД контролерів.

In this paper the algorithm of transformation conventional PID controller in linear fuzzy PID controller is in detail considered. Correspondence formulas between factors of four types classical and linear fuzzy PID controllers are received.

Введение. Не смотря на то, что в последнее время многие ученые и специалисты различных управляющих систем пытаются использовать элементы, ставшей уже популярной, теории нечетких множеств, результаты, которые были ими получены, далеко не всегда удовлетворяли прогнозируемым результатом [1]. Это во многом связано с отсутствием анализа подходов в области систем нечеткого управления [2]. Одной из основных задач, как в систематизации подходов в области нечеткого управления, так и в решении задач связанных с оптимизацией систем основанных на нечеткой логике, является детальное рассмотрение перехода от четких управляющих воздействий к нечеткому управлению конструкциям. В частности, при проектировании нечеткого ПИД контроллера (НПИДК), который предназначен для замены классического ПИД контроллера (КПИДК), в основном используются эмпирические знания опытного оператора, которые соответствующим образом обрабатываются и вносятся в базу знаний [3]. В других случаях нечеткого ПИД управления модифицируется конструкция или подбираются различные параметры нечеткого регулятора [4]. Однако при этом расчет оптимальных параметров КПИДК не учитывается. В связи с этим возникает задача нахождения эквивалентностей между КПИДК и НПИДК.

Нечеткие контроллеры по своей природе являются нелинейными, вследствие чего в них сложнее установить коэффициенты настройки, в сравнении с КПИДК. Линейный нечеткий ПИД контроллер (ЛНПИДК) представляет собой НПИДК, который обладает таким свойством, что если он заменит в системе управления (СУ) КПИДК, то передаточная функция СУ не изменится. Т.о. ЛНПИДК является промежуточным звеном в проектировании оптимальных НПИДК. При этом настройка КПИДК является предварительной настройкой, которая определяет оптимальную область параметров контроллера, а точная настройка производится посредством варьирования параметров БНВ.

Целью статьи является разработка метода преобразования структуры и параметров КПИДК в линейный НПИДК.

Основная часть.

В подавляющем большинстве случаев НПИДК проектируется по следующему принципу: в КПИДК (рис 1) операция сложения интегральной, пропорциональной и дифференциальной составляющих сигнала ошибки заменяется блоком нечеткого вывода (БНВ) [5]; дальнейшее проектирование ведется в рамках этого блока – выбор функций принадлежности, методов дефаззификации и т.д. – фактически “с чистого листа”. Такой подход исключает классические методы настройки ПИД регуляторов, например метод Зиглера-Николса или Козна-Куна, которые можно было бы успешно применить для грубой настройки НПИДК.

Пусть имеется замкнутая система с ПИД контроллером, представленная на рис. 1.

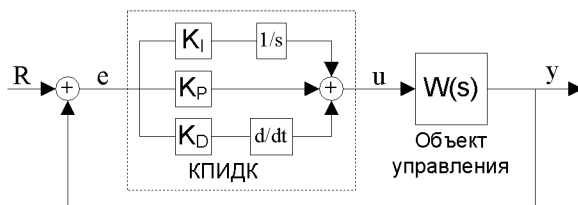


Рис. 1. Замкнутая система управления с КПИДК.

В общем случае КПИДК описывается следующим выражением:

$$u = K_p \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e \cdot d\tau + T_d \frac{de}{dt} \right) = K_p e + K_I \int_0^t e \cdot d\tau + K_D \frac{de}{dt}, \quad (1)$$

где K_p – коэффициент контроллера, T_i – постоянная времени интегрирования, T_d – постоянная времени дифференцирования; $K_p = K_p$ – пропорциональный коэффициент, $K_I = K_p/T_i$ – интегральный коэффициент, $K_D = K_p T_d$ – дифференциальный коэффициент; e – ошибка между заданным значением R и выходом процесса y .

Реализация практических задач всегда связана с использованием цифровой техники, которая реализует дискретные вычислительные алгоритмы. Поэтому, для малых периодов квантования T_s выражение (1) может быть аппроксимировано с помощью дискретной аппроксимации, где терм производной заменяется обратной разностью, а интеграл – суммой, используя прямоугольное интегрирование:

$$u_n = K_p e_n + K_I \sum_{j=1}^t e_j T_s + K_D \frac{e_n - e_{n-1}}{T_s}. \quad (2)$$

Индекс n определяет текущий момент времени.

Как было сказано выше, для получения ЛНПИДК требуется заменить в контроллере операцию сложения на БНВ. Для этого подробно рассмотрим параметры этого блока, что даст возможность сгенерировать базу правил с линейным отображением вход-выход, которое будет подобно операции сложения [6].

Существуют три источника нелинейности, которая возникает вследствие использования БНВ:

- *База правил.* Положение, форма и число нечетких множеств, так же как нелинейное масштабирование входного значения являются причиной нелинейных преобразований. Часто правила выражают нелинейную стратегию управления.

- *Механизм логического вывода.* Например, если связи **and** и **or** реализуются как **min** и **max**, соответственно, они нелинейны.

- *Дефаззификация.* Большинство дефаззификационных методы нелинейны.

Входная область. Входная область должна быть достаточно большой для вводимых данных, чтобы они все попадали в эту область. Каждая входная совокупность содержит набор термов, составленных таким образом, что сумма значений функций принадлежности для каждого входа равна 1. Это может быть достигнуто, когда множества являются треугольными с равными коэффициентами нечеткости [7] и в точке пересечения имеют значение функции принадлежности $\mu = 0.5$. Таким образом, их вершины будут равноотстоящими друг от друга. Следовательно, любое входное значение может принадлежать не более чем двум нечетким множествам, и принадлежность каждого является линейной функцией от входного значения.

Число правил. Для обеспечения полноты, количество термов в каждой совокупности определяет число правил, так как они должны быть сочетанием (**and**) всех термов. Предпочтительно, чтобы множества на выходе были одноэлементными и равными сумме максимальных значений входных множеств. Выходные множества могут также быть и треугольными, симметричными относительно своего максимума, однако использование одноэлементных множеств упрощит дефаззификацию.

Связка. Для обеспечения линейности, необходимо выбрать алгебраическое произведение, определяющее нечеткую логическую связку **and**. В качестве дефаззификационного метода используется метод средневзвешенного значения, который является модификацией метода *центра тяжести* для *одноточечных множеств*:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \cdot w_i}{\sum_{i=1}^n w_i},$$

где x_i – переменная, соответствующая выходной лингвистической переменной, w_i – мощность одноэлементного множества, n – количество синглетов. В этом случае можно избавиться от знаменателя, если сумма мощностей всех одноэлементных множеств будет равна 1.

Сказанное выше может быть обобщено в список инструкций, которые формализуют процедуру построения нечеткой базы правил, эквивалентной суммированию:

- Использовать на входе треугольные множества, такие, что функция принадлежности каждого множества в точке пересечения была равна 0.5.
- Использовать алгебраическое произведение в качестве нечеткой логической связки **and**.
- База правил должна представлять собой конъюнкцию (**and**) всех входных наборов (совокупностей, векторов) и фактически представляет собой конъюнкцией дизъюнкций элементов входных наборов:

$$\tilde{a} \oplus \tilde{b}^T = \bigwedge_{i=1}^n (a_i \vee b_i).$$

- Использовать на выходе синглеты, положение которых определяется координатами вершин входных треугольных нечетких множеств.
- Использовать дефаззификационный метод центра тяжести.

Линейный нечеткий пропорциональный контроллер. Для начала рассмотрим самый простой тип ПИД контроллера – пропорциональный контроллер (рис. 2).

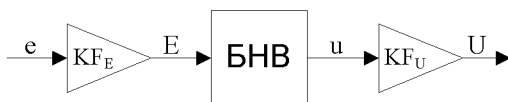


Рис. 2. НПК

Входом нечеткого пропорционального контроллера (НПК) является ошибка, а выходом – управляющий сигнал. По сравнению с классическим пропорциональным контроллером, НПК имеет два коэффициента (KF_E и KF_U) вместо одного (K_P). Коэффициенты обычно используются для настройки отклика системы, однако два коэффициента можно использовать для масштабирования сигнала на входную область.

Выходом контроллера является управляющий сигнал U_n , который является нелинейной функцией от сигнала ошибки e_n :

$$U_n = f(KF_E \cdot e_n) \cdot KF_U \quad (3)$$

Функция f представляет собой отображение нечеткого ввода-вывода

контроллера. Используя линейную аппроксимацию $f(KF_E \cdot e_n) = KF_E \cdot e_n$, получим:

$$U_n = f(KF_E \cdot e_n) \cdot KF_U = KF_E \cdot KF_U \cdot e_n \quad (4)$$

Сравнивая (4) и (1) при $K_I = K_D = 0$, запишем:

$$KF_E \cdot KF_U = K_P \quad (5)$$

Точность такой аппроксимации зависит от функций принадлежности (ФП) и базы правил (БП). Наилучшая аппроксимация будет в том случае, если используется один и тот же универсум для входа и выхода, например $[-10, 10]$. База правил

- 1 Если $E - P$, тогда $u = 10$,
- 2 Если $E - N$, тогда $u = -10$;

где P и N – треугольные функции принадлежности, которые соответствует классическому П контроллеру.

Уравнение (5) имеет одну степень свободы, так как НПК имеет на один коэффициент усиления больше, чем классический П контроллер. Это используется для того, чтобы полностью задействовать входной универсум. Например, если максимальный единичный скачек задающего значения равен 1, и следовательно, максимальная ошибка e_n также равна 1, а универсум для $E = [-10, 10]$, тогда KF_E устанавливается равной 10. Так как KF_E установлен, KF_U определяется из равенства (7).

Учитывая динамику процесса, пройдет некоторое время, прежде чем изменения управляющего сигнала станут заметны на выходе системы, в связи с чем действия пропорционального контроллера будут запоздалыми для исправления для ошибки.

Линейный нечеткий пропорционально-дифференциальный контроллер. В ПД контроллере дифференциальное воздействие используют для улучшения стабильности замкнутой системы. Классический ПД контроллер описывается следующим выражением:

$$u_n = K_P e_n + K_D \frac{de}{dt}. \quad (6)$$

Таким образом, управляющий сигнал пропорционален оценке ошибки на K_D единиц времени вперед, где оценка получена посредством линейной экстраполяции. Для $K_D = 0$, управление будет представлять просто пропорциональный контроллер, а постепенное увеличение K_D будет приводить к демпфированию (погашению) колебаний. Однако если K_D становится слишком большим, система становится *передемпфированной*, что заново спровоцирует колебания системы.

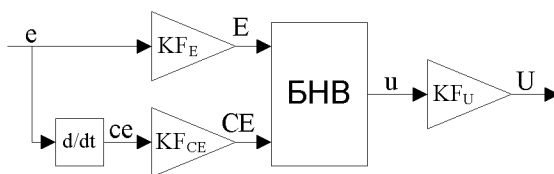


Рис. 3. НПДК

Входом нечеткого ПД контроллера (НПДК) является ошибка и ее производная по времени (рис. 3). В нечетком контроллере последний терм (слагаемое) обычно называют *изменение по ошибке*:

$$ce_n = \frac{de}{dt} = \frac{e_n - e_{n-1}}{T_s}. \quad (7)$$

Это дискретная аппроксимация производной использующая интерполяцию с обратной разностью [8].

Вывод контроллера является нелинейной функцией *ошибки и изменения по ошибке*:

$$U_n = f(KF_E \cdot e_n, KF_{CE} \cdot ce_n) \cdot KF_U. \quad (8)$$

Как и в П-контроллере, функция f является отображением нечеткого ввода-вывода контроллера, только в этом случае отображение является поверхностью. Используя линейную аппроксимацию $KF_E \cdot e_n + KF_{CE} \cdot ce_n$, получим:

$$U_n = (KF_E \cdot e_n + KF_{CE} \cdot ce_n) \cdot KF_U = (KF_E \cdot KF_U) \cdot e_n + (KF_{CE} \cdot KF_U) \cdot ce_n. \quad (9)$$

Коэффициенты усиления в (6) и (9) связаны следующим образом:

$$KF_E \cdot KF_U = K_P, \quad KF_{CE} \cdot KF_U = K_D. \quad (10)$$

В случае линейного нечеткого ПД контроллера аппроксимация будет давать более качественный результат, если область вывода выбрать как сумму входных универсумов. Т.е. если обе входные области находятся в диапазоне $[-50, 50]$, тогда выходные синглтоны выбираем в диапазоне $[-100, 100]$. В этом случае отображение $u = E + CE$ будет плоским. Следовательно, для выбора универсумов можно использовать (9).

Линейный нечеткий пропорционально-интегральный контроллер. Для устранения ошибки в установившемся режиме, необходимо использовать интегральное воздействие. Однако опыт показывает, что достаточно сложно описать правила для интегрального воздействия. В этом случае лучшим вариантом конфигурации контроллера является инкрементный контроллер (ИНК), который позволяет получить ПИ контроллер, используя ошибку и изменение ошибки [9].

В общем случае с учетом (2) запишем:

$$u_n = u_{n-1} + \Delta u_n = u_{n-1} + K_P (e_n - e_{n-1}) + K_I e_n T_s. \quad (10)$$

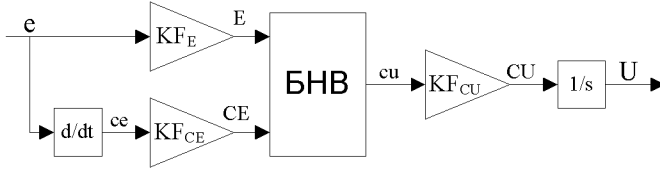


Рис. 4. НИНК

Нечеткий инкрементный контроллер (НИНК) имеет практически такую же структуру, что и НПДК, только добавлено на выходе интегрирующий элемент (рис. 4). Поэтому выходной сигнал БНВ называют *изменением на выводе* (cu_n), а коэффициент усиления на выводе, соответственно, теперь будет обозначаться как KF_{CU} . Управляющий сигнал U_n является суммой всех приращений:

$$U_n = \sum_i (cu_i \cdot KF_{CU} \cdot T_s). \quad (11)$$

Это определение отличается от описанных ранее НЛК тем, что добавлен множитель шага квантования T_s . Линейная аппроксимация этого контроллера описывается следующим выражением:

$$U_n = \sum_{i=1}^n [(E_i + CE_i) \cdot KF_{CU} \cdot T_s] = KF_{CE} \cdot KF_{CU} \cdot e_n + KF_E \cdot KF_{CE} \cdot \sum_{i=1}^n e_i \cdot T_s. \quad (12)$$

Сравнивая (2) и (12), запишем соответствующие соотношения между коэффициентами:

$$KF_{CE} \cdot KF_{CU} = K_P, \quad KF_E \cdot KF_{CE} = K_I. \quad (13)$$

Линейный НПДК. Стандартная структура нечеткого контроллера, описывающего ПИД закон управления, представляет собой НЛК с тремя входными составляющими: *сигнал ошибки, интеграл сигнала ошибки, производная сигнала ошибки*. Однако в таком случае база правил становится слишком громоздкой, а для интегрального воздействия достаточно сложно описать правила. Поэтому интегральное воздействие в НЛК вводится в виде *нечеткого ПД+И контроллера* (НПД+ИК) (рис. 5). Контроллер является функцией от трех параметров:

$$U_n = [f(KF_E \cdot e_n, KF_{CE} \cdot ce_n) + KF_{IE} \cdot ie_n] \cdot KF_U. \quad (14)$$

Его линейная аппроксимация:

$$\begin{aligned} U_n &= [KF_E \cdot e_n + KF_{CE} \cdot ce_n + KF_{IE} \cdot ie_n] \cdot KF_U = \\ &= KF_E \cdot KF_U \cdot e_n + KF_{CE} \cdot KF_U \cdot ce_n + KF_{IE} \cdot KF_U \cdot ie_n. \end{aligned} \quad (15)$$

Сравнивая (2) и (15), получим следующие соотношения:

$$KF_E \cdot KF_U = K_P, \quad KF_{CE} \cdot KF_U = K_D, \quad KF_{IE} \cdot KF_U = K_I. \quad (16)$$

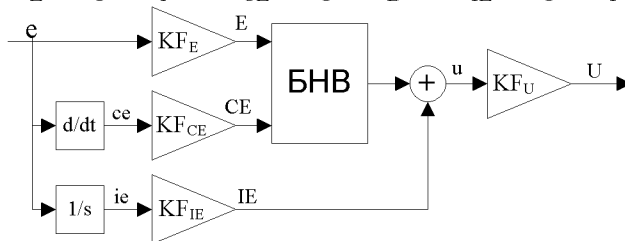


Рис. 5. НПД+ИК

Выводы. В данной работе были сформулированы основные принципы преобразования КПИДК в линейный НПИДК. Получены взаимосвязи между КПИДК и линейным НПИДК. Выражения (5), (10), (13) и (16) описывают соотношения между классическими и линейными нечеткими П, ПД, ПИ и ПИД контроллерами, соответственно.

Список литературы: 1. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Егунова Н.Д. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2002. – 744 с. 2. Герман Э.Е. Современное состояние и перспективы развития систем нечеткого управления. Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ“ХПІ”2005. -№57. – С. 36-43. 3. Lee C.C. “Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller – Part I,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 20, no. 2, pp. 404–418, Mar./Apr. 1990. 4. Ганон А.И., Герман Э.Е., Дербунов Л.В. Система нечеткого управления процессом выращивания функциональных монокристаллов. Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ“ХПІ”2006. -№31. – С. 11-18. 5. Mamdani E.H. and Assilian S. “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller,” *Int. J. Man Mach. Stud.*, vol. 7, pp. 1–13, 1975. 6. Mizumoto M. “Realization of PID controls by fuzzy control methods,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 70, pp. 171–182, 1995. 7. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 736 с. 8. Корн Г. И Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М., 1968г., 720 стр. 9. Олссон Г., Пиани Дж. Цифровые системы автоматизации и управления. СПб.: – Невский Диалект, 2001. – 557с.

Поступила в редколлегию 3.08.09

И.В. ГОРМАКОВА, аспирант, НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

А.С. ШВЕЦОВА, студентка НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПОВЕДЕНИЯ СЕТЕЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ

У статті описується метод аналізу поведінки клітинного автомату. Виділено за характером поведінки чотири класи мереж клітинних автоматів. Запропоновано алгоритм, що дозволяє проводити аналіз поведінки МКА із заданими правилами настроювання. Представлені результати роботи алгоритму.

In this paper an analysis technique of cellular automaton behavior is developed. The four classes are distinguished by the behavior of cellular automata. The algorithm to carry out analysis of the behavior of cellular automata with prescribed rules for cells is proposed. The results of modeling under algorithm are given.

Постановка задачи. Начиная с 50-х годов прошлого века, когда Дж. фон Нейманом была представлена теория клеточных автоматов, и до настоящего времени ежегодно появляется все больше и больше статей, посвященных изучению поведения клеточных автоматов и их применению в различных технических системах. Простота структуры сетей клеточных автоматов (СКА) привлекает ученых из разных областей науки. В настоящее время СКА применяются как вычислительные и аппаратные средства для большого класса приложений, в том числе и в системах защиты информации.

СКА представляют собой особый класс динамических систем, которые способны моделировать поведение сложной системы, в то время как сама СКА имеет достаточно простые правила настройки. Модели СКА используются в гидрогазодинамике, при моделировании процессов в физике плазмы, в химических системах, при моделировании роста дендритов кристалла, кодировании и распознавании изображений, параллельной обработке данных, генерации псевдослучайных последовательностей [1].

Такой интерес к СКА обусловлен несколькими причинами. Во-первых, СКА представляют собой однородную структуру, в которой каждая ячейка или клетка взаимодействует только с ближайшими соседями. Отсутствие глобальных обратных связей значительно повышает быстродействие такой сети. Во-вторых, структура клеточного автомата (КА) идентична структуре конфигурируемых логических блоков ПЛИС типа *FPGA* и поэтому любая СКА может быть легко сконфигурирована в структуре ПЛИС.

Таким образом, изучение и анализ поведения СКА с различными правилами настройки позволяет выделить классы СКА с определенными свойствами и в дальнейшем использовать такие СКА в рассмотренных выше приложениях.

Анализ литературы. Изучение поведения СКА показало, что определенный класс СКА обладает свойствами алгебры групп [2]. Было предложено использовать такие СКА для реализации типовых преобразований в криптосистемах [3]. Кроме того, был выделен класс настроек для ячейки СКА, которые обеспечивают генерацию псевдослучайных последовательностей максимальной длины [2]. Генераторы псевдослучайных последовательностей на основе СКА используются для диагностирования дискретных устройств, а также в криптосистемах для расширения ключей шифрования [3].

Целью статьи является разработка метода и алгоритма анализа поведения СКА с заданными правилами настроек ячеек сети, а также выделение классов СКА с определенными свойствами.

СКА можно определить как упорядоченный массив однородных клеток в n -мерном пространстве, в котором каждая ячейка или клетка имеет ограниченное множество состояний (от 2 до 32), а переход из одного состояния в другое определяется набором правил или функцией переходов клеточного автомата, в соответствии с которой любая клетка сети вычисляет свое новое состояние на каждом такте функционирования сети.

По характеру поведения и полученным в процессе эволюции последовательностям СКА можно разделить на четыре класса [4]:

1) полученные в процессе эволюции последовательности имеют пространственно однородное состояние, то есть после определенного количества тактов развитие СКА доходит до конечного тупикового состояния либо состояние СКА остается неизменным;

2) в процессе эволюции генерируются периодические последовательности;

3) характер поведения СКА аperiodический и хаотический, генерируемые последовательности изменяются бесконечно и с постоянной фиксированной скоростью;

4) полученные в процессе эволюции последовательности имеют сложную локализованную нерегулярную структуру, которая развивается и сжимается со временем.

СКА второго класса обладают свойствами алгебры групп, так как все состояния графа переходов состояний СКА принадлежат некоторому циклу. Такие СКА находят применение при построении криптосистем.

СКА третьего класса используются при построении генераторов псевдослучайных последовательностей. СКА четвертого класса используются при моделировании физических процессов.

Рассмотрим более подробно СКА второго и третьего класса.

К правилам эволюции СКА, проявляющим групповые свойства, относятся следующие правила [5]:

1) 204, 240, 170 – эти правила являются просто правилами тождественности, которые не изменяет состояний СКА. Таким образом, правила 204, 240 и 170 образует цикл длиной $G = 1$ для всех КА;

2) 51, 15, 85 – инвертирует состояния СКА. Таким образом, правила 51, 15 и 85 образуют цикл длиной $G = 2$ для всех КА;

3) 60 и 102 – СКА с этими правилами настройки и нулевыми граничными условиями, состоящая из L ячеек, образует группы порядка $G=n=2^a$, где a – целое число из ряда $1, 2, 3, \dots, \log_2 n$, G – длина цикла, $n \geq L > n/2$;

4) 195 и 153 – СКА с этими правилами настройки и нулевыми граничными условиями, состоящая из L ячеек, образует группы порядка $G=n=2^a$, где a – целое число из ряда $1, 2, 3, \dots, \log_2 n$, G – длина цикла, $n \geq L > n/2$;

5) 154, 166, 180 и 210 – СКА с этими правилами настройки и периодическими граничными условиями, состоящая из L ячеек, образует группы только и если только $L \bmod 2 \neq 0$.

К правилам эволюции СКА, генерирующим псевдослучайные последовательности, относятся следующие правила:

1) 90 и 165 – эти правила формируют группы только и если только $L \bmod 2 = 0$, где L – длина СКА;

2) 150 и 105 – эти правила формируют группы только и если только $L \bmod 3 \neq 2$, где L – длина СКА.

Следует отметить, что правила 204, 240, 170, 51, 15, 85, 60, 102, 195, 153, 90, 165, 150 и 105 относятся к классу аддитивных правил настройки, которые для всех клеток сети содержат только операции XOR и NXOR.

Правила 154, 166, 180 и 210 относятся к классу нелинейных правил настройки.

В [6] была показана структура одномерной СКА с двумя состояниями $\{0; 1\}$. Напомним, что правило эволюции t вычисляет новое состояние ячейки z^0 в последующий момент времени $(t+1)$ на основании собственного состояния ячейки z^0 и состояний двух её самых близких соседей z^1 (левый сосед) и z^{-1} (правый сосед) в момент времени t .

Для одномерной СКА с двумя состояниями существует $2^3 = 256$ различных правил, многие из которых являются тривиальными логическими функциями.

Для проведения анализа поведения СКА был разработан следующий алгоритм:

Входные данные:

длина СКА; правила установки для ячеек СКА; начальное состояние СКА.

Выходные данные:

набор состояний СКА.

ШАГ 1 Осуществить перевод правил настроек ячеек СКА, заданных в десятичной форме, в двоичную форму и записать полученные значения в двумерный массив $Rules\ 8 \times N$, где N – длина СКА, по следующему принципу: j -й столбец массива соответствует правилу для j -й ячейки СКА; в строках j -го

столбца ($i=0\div 7$) записано двоичное представление десятичного числа – номера правила.

ШАГ 2 Установить начальное состояние СКА в качестве текущего.

ШАГ 3 Установить счетчик $j=0$. [$j=0\div(N-1)$] повторить следующую

ШАГ 4 Записать в переменные a, b, c значения $a = z^1, b = z^0$ и $c = z^{-1}$, где z^1, z^0 и z^{-1} – текущие состояния соседних ячеек, расположенных слева и справа от ячейки z^0 соответственно.

ШАГ 5 Вычислить значение $R=4*a+2*b+c$.

ШАГ 6 Найти a матрице *Rules* элемент, стоящий в позиции R, j .

ШАГ 7 Записать найденное значение $Rules[R][j]$ в массив, хранящий состояние СКА в момент времени $(t+1)$, в позицию j .

ШАГ 8 Увеличить значение счетчика j на 1. Если $j < N$, перейти к шагу 4, иначе перейти к шагу 9.

ШАГ 9 Записать в массив, хранящий текущее состояние СКА, вычисленный массив, хранящий состояние СКА в момент времени $(t+1)$.

ШАГ 10 Если текущее состояние СКА не равно начальному состоянию, либо СКА не перешла в тупиковое состояние, то вернуться к шагу 3. Иначе перейти к шагу 11.

ШАГ 11 Конец алгоритма.

На основании данного алгоритма был проведен анализ поведения СКА всех четырех классов.

СКА первого класса в процессе функционирования доходят в своем развитии до некоторого состояния, и далее развитие прекращается. Примером такого поведения может служить одномерная СКА, состоящая из 3-х ячеек со следующими правилами настройки: $\langle 18, 22, 18 \rangle$. В какое бы начальное состояние не устанавливалась данная СКА, после определенного числа тактов функционирования СКА перейдет в нулевое состояние. Рассмотрим одномерную СКА, состоящую из 4-х ячеек со следующими правилами настройки: $\langle 22, 18, 22, 237 \rangle$. Граф переходов предложенной СКА приведен на рис. 1.

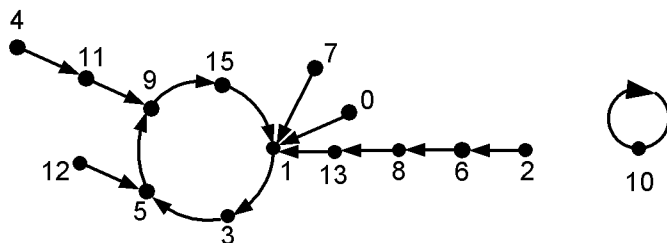


Рис. 1

Как видно из рисунка 1, если начальным состоянием СКА будет последовательность 001010, которая соответствует числу 10 в десятичной системе счисления, то состояние СКА в процессе функционирования останется неизменным. Если же начальным состоянием СКА будет любая другая последо-

вательность, то после некоторого числа тактов функционирования СКА перейдет в состояние, принадлежащее циклу. Дальнейшее функционирование СКА будет происходить в пределах данного цикла, который является тупиковым состоянием для заданной СКА.

Как уже было сказано выше, СКА второго класса проявляют групповые свойства. В качестве примера рассмотрим одномерную СКА, состоящую из 4-х ячеек со следующими правилами настройки: $\langle 51, 102, 51, 102 \rangle$. В процессе функционирования такая СКА генерирует четыре цикла, каждый из которых включает четыре состояния СКА. Граф переходов предложенной СКА приведен на рис. 2.

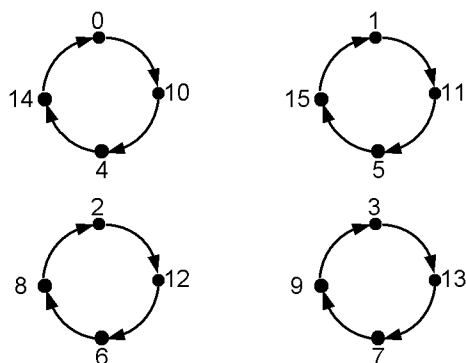


Рис. 2

В качестве примера СКА третьего класса выбрана одномерная СКА, состоящая из 6-ти ячеек со следующими правилами настройки: $\langle 90, 150, 90, 150, 90, 60 \rangle$. В процессе функционирования такая СКА генерирует все 63 набора, за исключением нулевого. Граф переходов рассмотренной СКА в матричной форме имеет следующий вид:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
3	5	6	14	13	11	8	20	23	17	18	26	25	31	28	56	59	61	62	54	53	51	48	44	47	41	42	34	33
...
30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58
39	36	16	19	21	22	30	29	27	24	4	7	1	2	10	9	15	12	40	43	45	46	38	37	35	32	60	63	57
...
59	60	61	62	63
58	50	49	55	52

СКА четвертого класса используются для моделирования физических процессов. В качестве примера на рис. 3 представлена двумерная СКА. Каждая клетка такой СКА связана с четырьмя соседними клетками (сверху, снизу, справа и слева), правило настройки для всех клеток сети одинаково – 20.



Рис. 3

Вывод. В соответствии с представленным алгоритмом разработана программа на языке C++, позволяющая проводить анализ поведения СКА четырех описанных классов. Результатом работы программы является набор состояний СКА с заданными правилами настройки. Таким образом, предложенный алгоритм позволяет провести анализа поведения СКА, начиная с любого начального состояния.

Список литературы: 1. *Anghelescu P., Ionita S., Sofronio E.* FPGA implementation of additive programmable cellular automata encryption algorithm. Proc. of the 8th Int. Conf. on Hybrid Intelligent System, 2008. 2. *Nandi S., Kar B.K., P. Pal Chaudhuri.* Theory and Applications of Cellular Automata in Cryptography. IEEE Transactions on computers, vol. 43, no. 12, december 1994. 3. *Subhayan Sen, Sk. Iqbal Hossain, Kabirul Islam, Dipanwita Roy Chowdhuri, P Pal Chaudhuri.* Cryptosystem Designed for Embedded System Security. Proc. of 16th Int. Conf. on VLSI Design 2003. 4. *Wolfram S.* Computation theory of cellular automata. Communication in mathematical physics, 1984, pp. 15-57. 5. *Pries W., Thanalakis A. and Card H.C.* Group properties of cellular automata and VLSI applications. IEEE Trans. Comp. 1986, №12, pp.1013-1024. 6. *Дербунович Л.В., Горлов Ю.В., Татаренко Д.А.* Генераторы тестов на клеточных автоматах для схем встроенного самотестирования. // Вестник НТУ «ХПИ»-2003. №21- с.59-62

Поступила в редколлегию 01.07.09

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»

Е.В. ПАНТЮХОВА, студент НТУ «ХПИ»,

А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ, студент НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ СОВРЕМЕННЫХ ОСЦИЛЛОГРАФОВ

Запропоновано роботу, яка присвячена методам конструювання та експлуатації сучасних осциллографів. У статті описані осциллографічні метрологічні характеристики сучасних осциллографів і методика їх вибору для проведення різних дослідних робіт.

Offered work is devoted to methods of construction and operation oscilloscopes. In papers the basic oscilloscope metrological characteristics of modern oscilloscope devices and methods of their choice for a variety of research papers.

Широкое распространение и прогресс в развитии современных цифровых технологий привели к серьезному изменению характеристик и расширению возможностей измерительных осциллографов. Цифровые осциллографы, которые имеют большой ряд преимуществ, вытесняют аналоговые приборы из мирового рынка, но все-таки традиционные аналоговые осциллографы реального времени не исчезают полностью, в первую очередь из-за низкой стоимости в сравнении с цифровыми осциллографами. Плюс к этому с развитием элементной базы аналоговые осциллографы приобрели ряд важных дополнительных функций и возможностей, например, чрезвычайно облегчающие работу курсоры с цифровым отсчетом величин (напряжения и времени) и очень удобное цифровое управление. С помощью входного мультимплексора для нескольких каналов можно достаточно просто организовать единую развертку на однолучевой трубке с отображением нескольких сигналов. По сравнению с аналоговыми предшественниками цифровые имеют более широкие возможности, а благодаря снижению стоимости цифровых схем с каждым годом они становятся более доступными потенциальным покупателям.

Характеристики современных цифровых осциллографов впечатляющие: высокая чувствительность (от 1 мВ/дел) и разрешение (от 8 до 14 бит); широкий диапазон коэффициентов разверток (от 2 нс до 50 с); растяжка сигнала по времени или по амплитуде в широких пределах; развитая логика синхронизации с любыми задержками запуска развертки. Цифровое представление информации обеспечивает сохранение экрана с результатами измерения в памяти компьютера или вывод непосредственно на принтер. Некоторые осциллографы имеют накопитель для сохранения изображения в виде файлов для последующего архивирования или дальнейшей обработки.

Цифровые люминофорные осциллографы не только объединяют лучшие качества аналоговых и цифровых приборов, но и превосходят их. Они имеют все достоинства цифровых запоминающих осциллографов (от хранения дан-

ных до сложных видов синхронизации), обеспечивая в то же время особые возможности аналоговых осциллографов реального времени (мгновенную реакцию на изменение сигнала и отображение сигнала с переменной яркостью, которая возможна за счет цифровой эмуляции флюоресценции).

Цифровые осциллографы предоставляют на выбор несколько методов дискретизации, таких, как дискретизация в реальном времени и эквивалентная выборка. Несмотря на то, что существует целый ряд реализаций технологии выборки, современные цифровые осциллографы задействуют только два основных из них: выборка в реальном и эквивалентном времени.

Выборка в эквивалентном времени может быть далее поделена на две подкатегории: произвольная и последовательная. Режим выборки в реальном времени – идеален для сигналов, чей частотный диапазон составляет менее половины максимального значения частоты выборки осциллографа, который, в этом случае, способен захватывать более чем достаточное количество точек за одну развёртку формы сигнала для конструирования точной картинки исследуемого объекта.

Используя выборку в реальном времени с интерполяцией, осциллограф "коллекционирует" за один прогон несколько дискретных точек конкретного сигнала в режиме реального времени, после чего, "подключает" интерполяцию для заполнения межточечных пробелов. Линейная интерполяция соединяет точки между собой прямыми линиями. Такой подход ограничен тем, что способен реконструировать лишь сигналы с острыми углами, типа прямоугольных волн. Более разносторонняя по своей природе интерполяция $\sin x/x$ соединяет элементы выборки кривыми линиями. Интерполяция $\sin x/x$ способна отображать искривлённые и нестандартные формы сигналов. Интерполяция $\sin x/x$ является предпочтительным методом изучения сигналов в приложениях, где частота выборки в 3-5 раз меньше полосы пропускания осциллографа. При измерениях высокочастотных сигналов, осциллограф может оказаться не в состоянии собрать достаточное количество элементов выборки за одну развёртку. Для точного воспроизведения сигналов, чья частота превышает половину значения скорости выборки осциллографа, применяется режим выборки в эквивалентном масштабе времени. Выборка в эквивалентном времени конструирует картинку повторяющегося сигнала посредством захвата небольшого количества информации от каждого повторения. Таким образом, форма сигнала постепенно выстраивается в виде лучей света, высвечивающихся один за другим. Такой режим позволяет осциллографу с высокой точностью захватывать сигналы, чьи частотные компоненты значительно выше по значению скорости выборки прибора.

Осциллографы серии *TDS1000B/2000B* – самые востребованные на украинском рынке цифровые запоминающие осциллографы, обладающие широкой функциональностью, которая подтверждена высокой эффективностью их применения при решении самых разнообразных и сложных задач проектирования, диагностики и отладки электронных устройств.

Цифровые люминесцентные осциллографы серий *TDS3000C* и *DP03000*, обладая достоинствами как аналоговых, так и цифровых моделей, обеспечивают высокую вероятность в регистрации и достоверности отображения наиболее сложных сигналов, случайных событий. Люминесцентные осциллографы способны в реальном масштабе времени предоставлять информацию о сигнале в трех измерениях: амплитуда, время и изменение формы сигнала во времени.

Цифровые люминесцентные осциллографы серий *MSO2000/4000* с интегрированными функциями логического анализатора обеспечивают весь необходимый инструментарий для быстрой отладки микропроцессорных схем. Обладая большой памятью и высокой скоростью выборки, а также специальными опциями захвата сигналов последовательных шин и функциями для их последующего декодирования и анализа, осциллографы серии *MSO* являются наиболее эффективными при разработке информационно-измерительных и управляющих систем.

Методика выбора осциллографа для проведения различных исследовательских работ основана на проведении сравнительного анализа конкретных параметров осциллографов. Для того чтобы убедиться в правильном выборе осциллографа, в том, что он имеет достаточную полосу частот, необходимо учитывать частоты сигналов, которые исследуются с помощью того или иного осциллографа.

Полоса частот – наиболее важная характеристика прибора, поскольку именно она определяет диапазон сигналов, которые будут отображаться на экране осциллографа и, в большой степени, стоимость самого прибора. При принятии решения относительно полосы частот необходимо определить планируемую продолжительность его эксплуатации. Выбранный осциллограф должен иметь полосу частот, по меньшей мере, в три раза превосходящую величину синхроимпульса, чтобы форма тестируемого сигнала имела на экране прибора надлежащий вид.

Другая характеристика сигналов тестируемой системы определяющая требования по полосе частот осциллографа — это время нарастания фронта импульса. Для всех осциллографов характерны либо 2-а, либо 4-е канала. Тем не менее, цифровая составляющая присутствует всюду в современных проектах, 2-х и 4-канальные осциллографы далеко не всегда соответствуют требованию по количеству имеющихся у них каналов, необходимых для захвата того или иного события на цифровой схеме и анализа конкретных сигналов, представляющих интерес для разработчиков.

Новое поколение осциллографов легко интегрируется для совместной работы с логическими анализаторами, при этом реализуется измерительная система, которая позволяет на одном дисплее, с высоким временным разрешением анализировать логические сигналы, при этом анализировать "аналоговую" информацию.

Частота дискретизации — очень важный фактор при оценке функциональности осциллографа. Прибор обладает достаточной частотой дискретизации на каждый канал и эта величина будет сохраняться при задействовании всех каналов одновременно, таким образом, каждый канал способен поддерживать заявленную в спецификациях на осциллограф полосу частот. Требуемый объем памяти зависит от необходимой частоты дискретизации.

Важнейшим фактором при использовании осциллографа является то, как та или иная модель прибора реально использует сохранённую им информацию. Технология сохранения позволяет выполнять сложные задачи, такие как захват точек данных, последующее их масштабирование для получения более подробной информации, либо выполнения математических функций при обработке данных и их анализ в автономном режиме. Многие современные осциллографы способны задействовать функцию запуска на событие при анализе теле и видео изображений. Задействуя такую функцию, возможно захватывать интересующие параметры на специфических полях и линиях, которые представляют интерес. Возможности анализа сигналов – включают в себя математические функции (сложение, вычитание, умножение, деление, интегрирование и дифференцирование), ведение статистики измерений, анализа сигналов в частотной области с помощью быстрого преобразования Фурье. Эти возможности предназначены для облегчения работы и экономии времени, но потребность в них определяется поставленными перед пользователем задачами. Полезная для пользователей информация характеристиках современных осциллографов приведена в табл. 1.

Таблица 1. Сравнительные характеристики осциллографов.

Модель	Тип осциллографа	Производитель	Кол-во каналов	Полоса пропускания	Частота дискретизации на каждом канале	Диапазон горизонтальной развертки
DPO4104	Цифровой люминесцентный	Tektronix	4	1 ГГц	5 ГВ/с	400 пс/дел – 1000 с/дел
DPO2024			4	200 МГц	1 ГВ/с	2 нс/дел – 100 с/дел
DPO3054			4	500 МГц	2,5 ГВ/с	1 нс/дел – 1000 с/дел
TDS3054B			4	500 МГц	5 ГВ/с	1 нс/дел – 10 с/дел
TPS2024	Цифровой запоминающий		4	200 МГц	2 ГВ/с	2,5 нс/дел – 50 с/дел
TDS2014B	Портативный цифровой запоминающий		4	100 МГц	1 ГВ/с	5 нс/дел – 50 с/дел

Список литературы: 1. <http://www.oracul.kiev.ua>, 2. <http://www.tek.com>, 3. Яковлев В.Н. Измерительные приборы и системы: Научно-технический журнал №1, -Киев, 2008г. 4. Торкунов Б.М., Гусельников В.К., Львов С.Г. Электронные осциллографы в измерительной технике. -Харьков, 2008г.

А.П. ДАВИДЕНКО, профессор, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»
В.Н. СЛАВКОВ, магистр НТУ «ХПИ»

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВОЙ ФОТОГРАФИИ В ЗАДАЧАХ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Розглянуті загальні питання неруйнівного контролю, області застосування дефектоскопії. Наведені результати досліджень дефектів різних об'єктів, виявлених за допомогою цифрового фотоапарата. Описано метод обробки цифрових картин температурних полів об'єктів, що містять різні дефекти за допомогою програмного пакета MathCAD.

We consider the general issues of non-destructive testing, the application of fault detection. The results of investigations of defects of various objects, identified with the help of a digital camera. A method for processing digital picture of temperature fields of objects that contain various defects, with the help of the software package MathCAD.

Важкими критериями высокого качества деталей машин, механизмов, приборов являются физические, геометрические и функциональные показатели, а также технологические признаки качества, например, отсутствие недопустимых дефектов; соответствие физико-механических свойств и структуры основного материала и покрытия; соответствие геометрических размеров и чистоты обработки поверхности требуемым нормативам и т.п. [1].

Неразрушающие методы контроля (НМК), или дефектоскопия, – это обобщающее название методов контроля материалов (изделий), используемых для обнаружения сплошности или однородности макроструктуры, отклонений химического состава и других целей, не требующих разрушения образцов материала и изделия в целом.

Основными областями применения НМК являются дефектоскопия особенно ответственных деталей и устройств (атомные реакторы, летательные аппараты, подводные и надводные плавательные средства, космические корабли и т.п.); дефектоскопия деталей и устройств длительной эксплуатации (портовые сооружения, мосты, краны, атомные электростанции, котлы, искусственные спутники Земли); непрерывная дефектоскопия особо ответственных агрегатов и устройств (котлы атомных, тепло- и электро- станций), контроль подземных выработок; проведения исследований структуры материалов и дефектов в изделиях с целью усовершенствования технологии.

Неразрушающие методы контроля обладают рядом преимуществ: испытания проводятся непосредственно на изделиях, которые будут применяться в рабочих условиях; испытания можно проводить на любой детали, предназначенной для работы в реальных условиях, если это экономически обосновано; испытания можно проводить на целой детали или на всех её опасных участках; неразрушающие методы контроля часто можно применять к детали в рабочих условиях, без прекращения работы; неразрушающие ме-

тоды контроля позволяют применить повторный контроль данных деталей в течении любого периода времени; при неразрушающих методах испытаний детали, изготовленные из дорогостоящего материала, не выходят из строя при контроле; большинство неразрушающих методов испытания кратковременны и требуют меньшей затраты человеко-часов, чем типичные разрушающие методы испытаний. Всеми этими достоинствами обладает предлагаемый метод дефектоскопии. Недостатками является следующее: испытания обычно включают в себя косвенные измерения свойств, не имеющих непосредственного значения при эксплуатации; испытания обычно качественные и редко количественные, обычно они не дают возможности измерения разрушающих нагрузок и срока службы до разрушения даже косвенно; обычно требуются исследования на специальных образцах и исследование рабочих условий для интерпретации результатов испытаний.

Основными средствами позволяющими выявить различного рода дефекты, являются акустические (ультразвуковые), капиллярные, магнитные, оптические, радиационные, электромагнитные и рентгеновские дефектоскопы [2].

Авторами предлагается способ выявления дефектов, основанный на фотографировании температурных полей объектов содержащих дефекты с помощью цифрового фотоаппарата. С помощью специальной экспериментальной установки (рис. 1) были получены цифровые фотографии нагретых объектов в диапазоне температур 600-1200 °С, при этом возможно применение ПЗС матриц для видимого спектра излучения.

В качестве объекта исследования использовалась пластина стали толщиной 1мм и габаритными размерами 80×80 мм, на которой предварительно были нанесены различного рода дефекты (рис. 2) [3]. После локального нагрева были сделаны серии снимков температурного поля пластины (рис. 3).

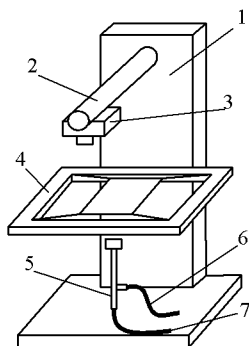


Рис. 1. Экспериментальная установка:

- 1 – основа; 2 – пгтив; 3 – фотоаппарат; 4 – окно для установки; 5 – горелка;
6 – шланг подачи воздуха; 7- шланг подачи газа

Наиболее подходящим и удобным в использовании программным обеспечением для обработки цифровых фотографий полученного температурного поля выступает программная среда для выполнения инженерных и научных расчётов – *MathCAD*, которая обладает вложенными функциями обработки изображений [4]. С помощью данного программного пакета был реализован алгоритм который позволяет обработать изображения различных локальных тепловых полей объектов, а также выявить и проанализировать характер присутствующих в этих объектах дефектов.

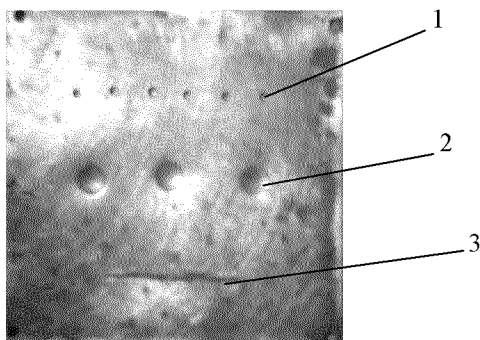


Рис. 2. Дефекты поверхности металла:
1 – точечный; 2 – раковина; 3 – канавка

В результате исследований были установлены формы кривых распределений значений яркостной температуры при нагревании этих объектов. По этим кривым можно судить о дефектах присутствующих на поверхности пластины, либо внутренних нарушениях однородности, по возникновению характерных пиков (впадин) на трёхмерной поверхности распределения яркостной температуры (рис. 4).

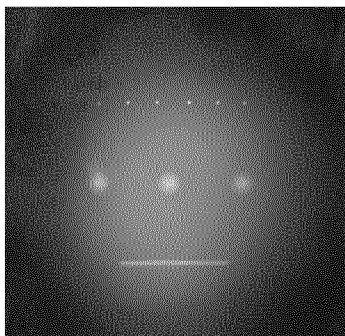


Рис. 3. Снимок температурного поля пластины

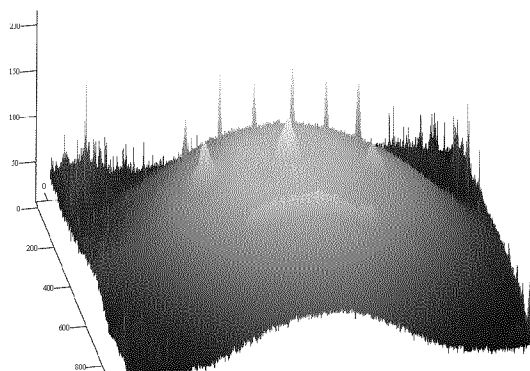


Рис. 4. Трёхмерная поверхность распределения яркостной температуры

Проведенные исследования показали, возможность применения цифровой фотографии для обнаружения дефектов различного рода объектов. Полученные с помощью цифровой фотографии изображения кроме решения задачи дефектоскопии, позволяют установить связи между теплофизическими свойствами данных исследуемых объектов и параметрами кривых распределений значений яркостной температуры. Знание этих параметров необходимо для разработки алгоритма получения точечных оценок температур с помощью промышленных пирометров. Исследования объектов проводились в диапазоне температур 600-1200 °С, что позволяет работать в видимом спектре излучения, в котором матрицы цифровых фотоаппаратов имеют высокую чувствительность. Дальнейшие исследования следует направить на расширение диапазона температур в область низких температур, ближе к спектру ИК излучения, в котором возможно применение другого класса матриц, воспринимающих ИК излучение. Необходимо произвести оценку метрологических характеристик цифрового фотоаппарата, то есть градуировку шкалы значений яркости объекта в значениях температуры объекта, исследовать влияние качества поверхности и её предварительной обработки, влияние промежуточной среды находящейся между объектом исследования и цифровым фотоаппаратом, а также влияние выдержки и диафрагмы фотоаппарата на параметры кривых распределений значений яркостной температуры.

Список литературы: 1. Каневский И.Н. Неразрушающие методы контроля: учеб. пособие/ И.Н. Каневский, Е.Н. Сальникова. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2007. – 243с. 2. Ключев В.В. Приборы для неразрушающего контроля материалов изделий. Том 1. – М.: Машиностроение, 1986. – 488с. 3. Новожица С.М. Дефекты стали: Справ. – М.: Металлургия, 1984. – 200с. 4. Гурский Д.А., Турбина Е.С. Вычисления в MathCAD12. – СПб.: Питер, 2006. – 544с.

Поступила в редколлегию 10.06.09

Л. В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. НТУ "ХПИ",
Д. Г. КАРАМАН, аспирант каф. АУТС НТУ "ХПИ",
Т. Н. ПАЩЕНКО, студентка НТУ "ХПИ"

МЕТОД СИНТЕЗА ДРЕВОВИДНЫХ ЛЕГКО ТЕСТИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

У статті запропоновано метод синтезу логічних схем, який дозволяє отримати деревовидну структуру, яка синдромно тестується, для довільної логічної функції з мінімальними апаратними затратами.

The logic schemes synthesis method is presented which makes it possible to obtain syndrome testable tree-like structure for arbitrary logic function with minimal hardware costs.

Увеличение сложности современных цифровых устройств обуславливает совершенствование существующих и разработку новых методов их тестового диагностирования. В рамках этой проблемы особо остро стоит вопрос о методах синтеза легко тестируемых схем, так как из-за специфических условий, выдвигаемых методами тестирования, не каждая произвольная логическая схема (ЛС) пригодна для тестового диагностирования по выбранному методу.

Критический анализ существующих методов синтеза ЛС показывает, что некоторые из них могут быть применены для синтеза тестопригодных ЛС для некоторых методов технической диагностики, в частности синдромного тестирования.

Известно, что древовидные схемы из элементов И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ-НЕ, И-НЕ, XOR, не имеющие ветвления внутренних соединений являются синдромно тестируемыми. В такой схеме каждый из путей распространения сигналов от входов схемы к ее выходам представляет собой одномерную сеть (ОС) из логических элементов в базисе, приведенном выше. Такие ОС еще называют каскадом Майтра при условии, что каждый элемент сети является двухвыходовым, или каскадом Мадхопадхая, если число входов у каждого из элементов может быть различным (больше двух).

В [1] подробно рассмотрены основные виды ОС и методы их реализации на частных примерах булевых функций. Было предложено расширить базис настраиваемой сети мультиплексором "2→1", что, в соответствии с методикой оценки аппаратных затрат фирмы *Synopsys Inc.* (табл. 1), позволяет более эффективно использовать площадь кристалла.

Однако приведенные методы синтеза ОС носят аналитический характер, не имеют четко сформулированного алгоритма и не пригодны для программной реализации.

В [2] был предложен метод синтеза древовидных КС, основанный на последовательном нахождении множества ОС, дизъюнкция которых является реализацией заданной ЛФ. Для нахождения условий реализуемости произвольной ЛФ одномерной сетью предложено использовать минтермные матрицы (ММ). В работе приведен алгоритм, который можно реализовать программно и применять для произвольных логических функций любого порядка, но использование операции дизъюнкции в качестве крайнего правого элемента дерева осложняет поиск функций, реализуемых в виде ОС. Этот процесс не освещен в описанном алгоритме синтеза и является достаточно трудоемкой задачей.

Таблица 1 – Оценка аппаратных затрат фирмы *Synopsys Inc.*

Инвертор	0,7 в.э.	2 на 1 мультиплексор	1,7 в.э.
2-вх. И-НЕ(ИЛИ-НЕ)	1,0 в.э.	3-вх. И- НЕ(ИЛИ-НЕ)	1,5 в.э.
2-вх. И(ИЛИ)	1,3 в.э.	3-вх. И(ИЛИ)	2,0 в.э.
2-вх. ИСКЛ.-ИЛИ	2,0 в.э.	D-триггер	3,6 в.э.

Цель статьи. Из проведенного анализа следует, что существует необходимость в разработке нового алгоритма синтеза синдромно тестопригодных схем, такого, который бы позволял синтезировать схемы, реализуемые с минимальными аппаратными затратами, и такого, который можно было бы реализовать программно для автоматизации синтеза таких схем.

Синтез древовидных, пригодных для синдромного тестирования схем можно разбить на две основные подзадачи: организация ветвления и синтез одномерных сетей для каждой из ветвей. Основными критериями синтеза являются организация минимального необходимого количества ветвей (в идеальном случае функция должна быть реализована одной ветвью в виде одномерной сети Майтра или Мадхопадхая) и минимального числа элементов в каждой из ветвей.

В качестве алгоритма синтеза ОС целесообразно использовать метод, основанный на использовании минтермных матриц (ММ).

Минтермная матрица ЛФ $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – прямоугольная матрица размерностью $k \times n$, где k – число минтермов ЛФ, в которой каждый столбец отмечен входными переменными x_i , $i = \overline{1, n}$, а каждая строка соответствует минтермам ЛФ, представленным двоичными векторами.

Пусть в дальнейшем n – число переменных ЛФ, k – число минтермов, q_i – число единиц в столбцах x_i ММ.

Алгоритм синтеза ОС по произвольной логической функции n переменных выглядит следующим образом:

- 1) составить ММ для заданной ЛФ $f(X')$ (для первой итерации $f(X') = f(X) = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$);
- 2) определить число переменных n , число минтермов k ;

3) если число минтермов ЛФ $k < 2^{n-1}$ и в минтермной матрице существует по меньшей мере один столбец x_i , у которого $q_i = k$ или $q_i = 0$, то крайним правым элементом ОС, реализующим заданную ЛФ, является элемент И. Необходимо исключить переменную x_i из дальнейшего рассмотрения и перейти к шагу 1, если $n > 1$, или перейти к шагу 6 в противном случае;

4) если число минтермов ЛФ $k > 2^{n-1}$ и в минтермной матрице существует по меньшей мере один столбец x_i , у которого $q_i = 2^{n-1}$ или $q_i = k - 2^{n-1}$, то крайним правым элементом ОС, реализующей заданную ЛФ, является элемент ИЛИ. Необходимо исключить переменную x_i из дальнейшего рассмотрения и все те минтермы, на которых $x_i = 1$, если было выполнено условие $q_i = 2^{n-1}$, или все те минтермы, на которых $x_i = 0$, если было выполнено условие $q_i = k - 2^{n-1}$, и перейти к шагу 1, если $k > 1$ или перейти к шагу 6 в противном случае;

5) Если число минтермов ЛФ $k = 2^{n-1}$ и в минтермной матрице найдется по меньшей мере один столбец x_i , вычеркивание которого приводит к минтермной матрице размерности $k \times (n-1)$ с 2^{n-1} различными строками, то крайним правым элементом ОС является элемент XOR. Необходимо исключить переменную x_i из дальнейшего рассмотрения и все те минтермы, на которых $x_i = 1$, затем перейти к шагу 1;

6) если $n = 1$, то на оставшийся вход последнего левого элемента подается x_i , если в ММ $x_i = 1$, или \bar{x}_i , если $x_i = 0$; если $k = 1$, то на свободный вход левого элемента подается конъюнкция двух оставшихся переменных x_i и x_j , причем если значение $x_i = 0$ ($x_j = 0$), то эта переменная подается с инверсией \bar{x}_i (\bar{x}_j), а если $x_i = 1$ ($x_j = 1$) – без инверсии.

В [2] было предложено использование дизъюнкции в качестве элемента разветвления. Однако такой подход создает определенные сложности по определению подфункций ветвей. Не существует алгоритма разбиения основной функции на подфункции для финальной дизъюнкции с тремя и более входами и, следовательно, приходится выполнять разбиение аналитическим умозрительным путем, что является трудоемкой и машинно-нереализуемой задачей.

В данной статье предложено в качестве элемента-разветвителя использовать мультимплексор "2→1" (рис. 1).

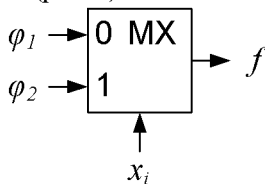


Рис. 1. Мультимплексор "2→1"

Такое решение позволит, во-первых, упростить алгоритмическую реализацию метода синтеза древовидных синдромно тестируемых схем, а во-вторых, при использовании в качестве управляющей мультиплексором одной из входных переменных, позволит сократить количество используемых в подфункциях переменных и тем самым упростить их реализацию:

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= f_1^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n) = f_1^*(X') \\ \varphi_2 &= f_2^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n) = f_2^*(X') \\ f &= f_{MX}(\varphi_1, \varphi_2, x_i) = \begin{cases} \varphi_1, & x_i = 0; \\ \varphi_2, & x_i = 1. \end{cases}\end{aligned}\quad (1)$$

где $X = (x_1, \dots, x_n)$ – полный набор входных переменных,
 $X' = (x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n)$ – сокращенный набор без x_i .

Если в качестве примера взять функцию:

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) = (x_1 x_3 x_5 + x_2) \oplus x_4 + (x_1 \oplus x_3) x_5 + x_2 \quad (2)$$

то её реализация методом, предложенным в [2] (рис. 2) может быть оценена в 9,2 в.э. согласно табл. 1, тогда как при использовании в качестве разветвителя мультиплексора "2→1" (рис. 3) – всего лишь в 7,2 в.э. (4-входовый элемент ИЛИ составляет 2,5 в.э.).

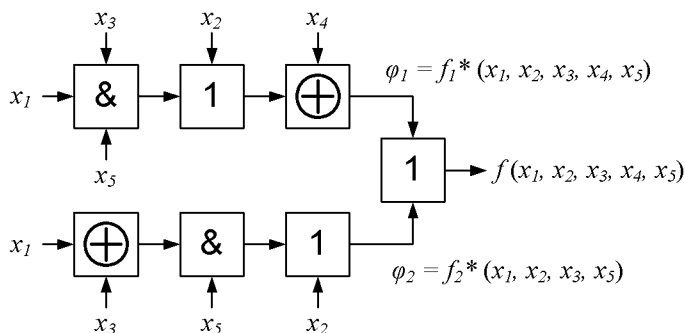


Рис. 2. Синдромно тестопригодная реализация БФ классическим методом

В процессе синтеза схемы были рассмотрены все варианты реализации подфункций φ_1 и φ_2 . (табл. 2):

Таблица 2 – Реализуемость подфункций φ_1 и φ_2 в зависимости от выбранной управляющей переменной x_i

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5
φ_1	✓	✗	✓	✓	✓
φ_2	✗	✓	✗	✓	✗

Как видно из таблицы, вероятность успешной одновременной реализации обеих подфункций φ_1 и φ_2 для выбранной управляющей переменной x_i является низкой. Это объясняется большим количеством переменных, от которых зависят подфункции φ_1 и φ_2 , и эта зависимость прямо пропорциональна.

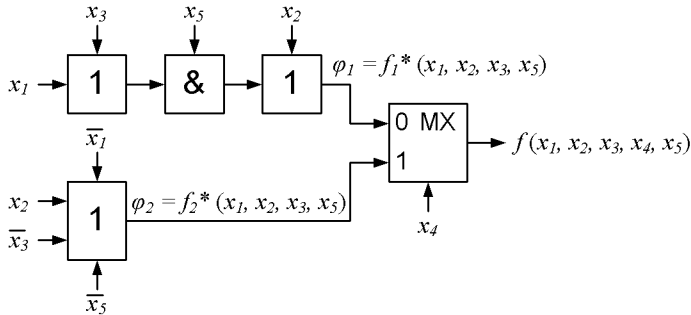


Рис. 3. Синдромно тестопригодная реализация БФ на основе мультиплексора "2→1"

Решением этой проблемы может стать многокаскадное использование мультиплексоров при организации ветвления функции. Алгоритмически это выглядит как рекурсивное применение метода разветвления на основе мультиплексоров к подфункциям φ_1 и φ_2 .

Двухкаскадное разбиение, приведенное на рис. 4, может быть описано следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
 \varphi_{11} &= f_1^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n) = f_1^*(X''); \\
 \varphi_{12} &= f_2^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n) = f_2^*(X''); \\
 \varphi_{21} &= f_3^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n) = f_3^*(X''); \\
 \varphi_{22} &= f_4^*(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n) = f_4^*(X''); \\
 \varphi_1 &= f_{MX}(\varphi_{11}, \varphi_{12}, x_j) \\
 \varphi_2 &= f_{MX}(\varphi_{21}, \varphi_{22}, x_j) \\
 f &= f_{MX}(\varphi_1, \varphi_2, x_i)
 \end{aligned} \tag{2}$$

где $X'' = (x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n)$ – сокращенный набор без x_i и x_j .

Функция, предлагаемая ранее в качестве примера, была реализована и с применением двухкаскадного разбиения. Результаты исследования реализуемости подфункций φ_{11} , φ_{12} , φ_{21} и φ_{22} приведены в табл. 3.

Анализ табл. 3 показывает, что вероятность одновременной реализации подфункций φ_{11} , φ_{12} , φ_{21} и φ_{22} для двухкаскадного мультиплексорного ветвления значительно выше, чем для одновременной реализации подфункций φ_1 и φ_2 для однокаскадной версии. Для функций более сложных, чем приведенная в примере, двухкаскадной реализации может оказаться недостаточно. В

этом случае алгоритм можно применять рекурсивно для подфункций каждого каскада до получения удовлетворяющих результатов.

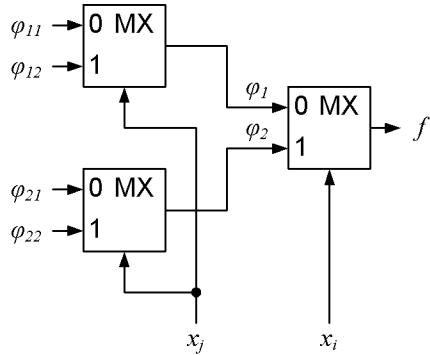


Рис. 4. Двухкаскадное мультиплексорное разбиение функции *f*

Таблица 3 – Реализуемость подфункций φ_{11} , φ_{12} , φ_{21} и φ_{22} в зависимости от выбранных управляющих переменных x_i и x_j

	x_1				x_2				x_3				x_4				x_5			
	x_2	x_3	x_4	x_5	x_1	x_3	x_4	x_5	x_1	x_2	x_4	x_5	x_1	x_2	x_3	x_5	x_1	x_2	x_3	x_4
φ_{11}	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
φ_{12}	✓	✓	✓	✓	✗	✗	✓	✗	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
φ_{21}	✗	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✗	✓	✓	✓	✗	✓	✓	✓	✗	✓	✓
φ_{22}	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓

С учетом всего вышесказанного алгоритм синтеза синдромно тестируемых древовидных схем с организацией многокаскадного ветвления на основе мультиплексоров "2→1" выглядит следующим образом:

- 1) использовать алгоритм построения ОС к заданной функции $f(X)$, $X = (x_1, \dots, x_n)$;
- 2) если функция реализуема, то поставленная цель достигнута – реализация в виде ОС наиболее оптимальна, иначе выбрать одну из переменных x_i в качестве управляющей мультиплексором и разбить ММ функции $f(X)$ относительно выбранной управляющей переменной на ММ двух подфункций φ_1 и φ_2 , выполнить реализацию каждой из подфункций в виде ОС;
- 3) если обе подфункции реализуемы, то поставленная цель достигнута, иначе выбрать в качестве управляющей другую переменную x_i и повторить шаг 2;
- 4) если ни при одной из переменных x_1, \dots, x_n подфункции φ_1 и φ_2 одновременно не реализуемы, то в качестве управляющих выбираются 2 управляющие переменные x_i и x_j , а ММ функции $f(X)$ разбивается на 4 ММ подфункций φ_{11} , φ_{12} , φ_{21} и φ_{22} , каждая из которых реализуется в виде одномерной сети;

И т.д.

Последний шаг: если ни при одном наборе из $n-1$ управляющих переменных x_i, x_j, \dots, x_k подфункции функции $\Phi = (\varphi_{ij\dots k}, \dots)$ одновременно не реализуемы, то реализуется последний каскад управляющих мультиплексоров "2 \rightarrow 1", на информационные входы которых подаются фиксированные значения 0 и 1, а на управляющие входы – значения переменных x_n .

Для произвольной функции $f(X)$, $X = (x_1, \dots, x_n)$ возможна $n-1$ итерация этого алгоритма, при условии, если хотя бы одна из подфункций $\varphi_i, \varphi_{ij}, \varphi_{ijk}, \dots, \varphi_{ij\dots k}$ не реализуется в виде одномерной сети. В таком случае ветвление рассматриваемой функции будет полностью выполнено на мультиплексорах "2 \rightarrow 1", что является допустимым, но не оптимальным решением.

Список литературы: 1. *Шалыто А.А.* Логическое управление. Методы аппаратной и программной реализации. – СПб.: Наука, 2000 г. – 780 с. 2. *Татаренко Д.А.* Програмовані логічні контролери з вбудованими засобами тестового та функціонального діагностування: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.13.05 / НТУ "ХП". – Х., 2007. – 20 с. – укр. 3. *Бережная М.А., Ковзель Н.О., Татаренко Д.А.* Синтез синдромно тестируемых программируемых логических контролеров. Часть 2. Примеры синтеза легко тестируемых схем // Информационно – управляющие системы на железнодорожном транспорте. – 2005. – № 3(53). – с. 49 – 52. 4. *Уильямс Т.У., Паркер К.П.* Проектирование контролепригодных устройств // ТИИЭР. – 1983. – т.71. – №1. – С.122–139. 5. *Сапожников В.В., Сапожников В.В.* Методы синтеза надежных автоматов // Л.: Энергия. – 1980. – 96 с.

Поступила в редколлегию 4.08.09

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р.техн.наук., проф. НТУ «ХПИ» (г. Харьков),
В.С. СУЗДАЛЬ, д-р.техн.наук, с.н.с. ИСМА (г. Харьков),
Ю.М. ЕПИФАНОВ, к.т.н., с.н.с. ИСМА (г. Харьков),
Ю.С. КОЗЬМИН, с.н.с. ИСМА (г. Харьков)

РЕДУКЦИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ АВТОМАТНЫХ МОДЕЛЕЙ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

У статті описується метод редукції діагностичних автоматних моделей динамічних систем. Отримано коефіцієнти надлишковості, які визначають можливість скорочення надлишковості для множини геометричних образів та дозволяють скоротити апаратні витрати на створення автоматних діагностичних моделей динамічних систем.

In this paper a reduction method of diagnostic automaton models for dynamic systems is developed. The redundancy coefficients are obtained, which determine capability of compression for geometric image set and allow reducing of instrument costs on diagnostic automaton modeling for dynamic systems.

Постановка задачи. Техническая диагностика динамических систем управления (СУ) представляет собой активно развивающееся научное направление. Эффективность СУ реального времени, постоянно взаимодействующих с окружающей средой, определяется высокими требованиями к производительности, надежности и отказоустойчивости функционирования. Широкое использование в таких системах современной элементной базы сетей и систем на одном кристалле (СОК), интеллектуально защищенных модулей (*IP-core: intellectual property core*) определяет парадигму диагностической инфраструктуры с интеллектуальными свойствами (ДИ-ИС) для тестового и функционального (*concurrent on-line*) диагностирования многопроцессорных систем управления (МПСУ) и восстановления их работоспособности путем реконфигурации структуры [1]. В современной ДИ-ИС предполагается интегрировать средства тестового и функционального диагностирования состояния МПСУ путем решения оптимизационных задач управления процедурами тестового диагностирования и восстановления работоспособности путем реконфигурации структуры МПСУ в процессе нормального функционирования системы без отключения её от объекта управления.

Анализ литературы. К настоящему времени имеется большое число работ, посвященных различным методам тестового и функционального диагностирования динамических систем [2, 3, 4]. Диагностические эксперименты организуются с учетом особенностей поведения динамической системы как объекта управления, вывода его на границу устойчивости, управляемости и наблюдаемости, или создавая условия функционирования в скользких режимах, при оптимальных или экстремальных управляющих воздействиях, в области минимума или максимума функционала качества [2].

Целью статьи является анализ избыточности двумерного векторного пространства, что позволяет воспроизвести произвольный геометрический образ с минимальными затратами объема памяти автоматной диагностической модели динамической системы.

Один из основных методов построения диагностических экспериментов основан на использовании модели проверяемого объекта. Этот подход проявляется в известных методах контроля на основе дублирования и N-ированного резервирования, представляющих собой частные случаи контроля с помощью моделей. Проверка работоспособности системы с помощью эталонной модели поясняется рис. 1.

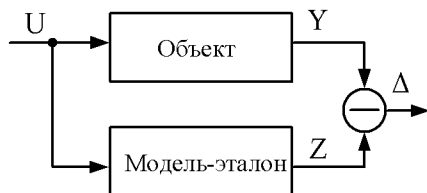


Рис. 1

На модель-эталон подаются те же входные сигналы « U », что и на объект. Контроль производится путем сравнения выходов Y и Z в соответствии с векторным диагностическим условием $\Delta = Y - Z \leq \varepsilon$, которое должно выполняться в процессе функционального или тестового диагностирования.

С точки зрения простоты практической реализации диагностических экспериментов, модели динамических систем должны быть как можно проще. В теории динамических систем широко используются методы редукции, основанные на понижении порядка математического описания объекта [2]. В теории диагностических экспериментов с автоматами в последние годы развивается направление, связанное с совмещением законов функционирования цифровых автоматов с геометрическими образами и фазовыми портретами объектов диагностирования [3]. В [2, 3] законы функционирования автомата представлены в форме конечных или бесконечных линий, заданных уравнениями.

Известно множество вариантов и режимов тестового диагностирования динамических систем. В переходных режимах предполагается измерение реакции системы на стандартные входные воздействия, которые носят импульсный, ступенчатый или линейно возрастающий характер. В качестве диагностических признаков используются параметры переходных функций. Исправность системы можно определять путем контроля фазовых характеристик и траекторий. Множество вход-выходных характеристик, фазовых траекторий представляется конечной совокупностью функций в двумерном векторном пространстве. Геометрический образ динамической системы задает автоматное отображение модели-эталона в прямоугольной системе координат, которое в закодированной форме на основе численных значений (X, Y)

геометрической кривой позволяет с точностью ε воспроизводить поведение объекта диагностирования. Информационная емкость ограниченного двумерного пространства определяет объем памяти цифрового автомата, необходимого для воспроизведения произвольного геометрического образа. При этом возникает задача минимизации объема памяти автомата для заданного множества численных значений геометрических кривых.

Для оценки минимального количества информации в одном случайном подмножестве относительно другого при условии, что мера различия не превышает ε , А.Н.Колмогоровым введено понятие ε -энтропии, по величине которой можно оценить избыточность двумерного пространства в зависимости от способа аппроксимации геометрической кривой и величины погрешности цифрового представления этой кривой [5].

Объединим достаточно близкие по свойствам элементы пространства в одну группу так, чтобы подмножество получившихся групп было конечным. Количество полученных групп определяется минимально различимым расстоянием ε , а точки двумерного компактного метрического пространства с минимально возможным расстоянием ε образуют ε -сеть пространства.

Выделим в компактном метрическом двумерном пространстве $F(x,y)$ такое подмножество элементов $s \in F(x,y)$, что всякому элементу $\alpha \in F(x,y)$ можно поставить в соответствие некоторый элемент $a(x,y) \in R$, аппроксимирующий α с необходимой точностью ε .

Обозначим через N_ε^R минимальное число элементов подмножества R , аппроксимирующих любые совокупности элементов пространства F с точностью ε . Тогда ε -энтропия двумерного пространства относительно подмножества R равна [5, 6]:

$$H_\varepsilon^R(x,y) = \log_2 N_\varepsilon^R \quad (1)$$

Выражение (1) определяет относительную ε -энтропию пространства $F(x,y)$, которая зависит от выбора аппроксимирующего подмножества R . При выборе иного аппроксимирующего подмножества меняется величина относительной ε -энтропии.

Абсолютная ε -энтропия

$$H_\varepsilon(x,y) = \inf N_\varepsilon^R(x,y) \quad (2)$$

совпадает с нижней оценкой относительной ε -энтропии пространства $F(x,y)$ при всевозможных способах объединения элементов из $F(x,y)$ в соответствующие группы, образующие ε -сеть пространства.

В соответствии с [6], для произвольного множества геометрических кривых в $F(x,y)$ может быть составлена таблица, минимальный объем которой равен

$$[H_\varepsilon(x,y) + 1] \quad (3)$$

Иными словами, величина абсолютной ε -энтропии пространства $F(x,y)$ определяет минимальное число двоичных разрядов или минимальный объем

памяти автоматной модели, требуемой для представления с точностью ε множества геометрических образов динамической системы.

С помощью ε -энтропии представляется возможным оценить избыточность пространства $F(x,y)$ и, следовательно, определить целесообразность сжатия информации в редуцированной диагностической модели.

Для функций, характеризующихся наличием ограниченных производных порядка n , которыми описывается широкий класс геометрических образов динамических систем, оценка абсолютной ε -энтропии в общем виде дается теоремой Колмогорова - Витушкина [6]. Согласно этой теореме при всяких $n \geq 1$, $L > 0$, $A > 0$ существуют две положительные константы B_1 и B_2 , зависящие лишь от n , такие, что при достаточно малых $\varepsilon > 0$ выполняется неравенство

$$B_1 \tau \left(\frac{L}{\varepsilon} \right)^{\frac{1}{n}} \leq H_{\varepsilon}(F) \leq B_2 \tau \left(\frac{L}{\varepsilon} \right)^{\frac{1}{n}} \quad (4)$$

Здесь через F обозначено пространство функций $Y(t)$, заданных на интервале $0 \leq t \leq \tau$, у которых всюду на этом отрезке существует $(n-1)$ -я производная, удовлетворяющая условию Липшица с константой L , и таких, что

$$|Y^{(k)}(0) \leq A, (k = 1, 2, \dots, n-1)| \quad (5)$$

Для определения ε -энтропии на основании сформулированной теоремы необходимо вычислить константы B_1 и B_2 , определяющиеся для множества функциональных построений [6].

Оценим величину абсолютной ε -энтропии пространства $F(x,y)$ для множества непрерывных функций $Y(t)$, удовлетворяющих на интервале $0 \leq t \leq \tau$ условию Липшица с постоянной L и не превосходящих в точке $t=0$ константы $A > 0$ для двух классов аппроксимирующих функций: ступенчатой и кусочно-линейной (рис. 2) [6, 7].

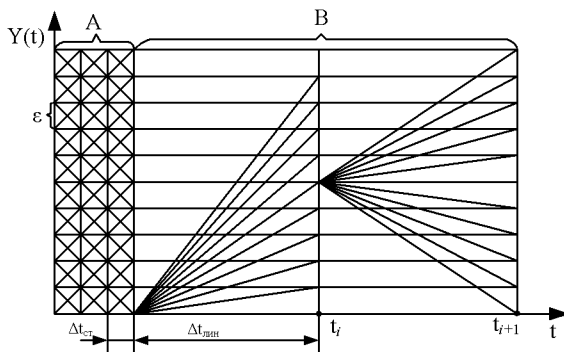


Рис. 2

Для случая ступенчатой интерполяции минимальный объем памяти автоматной модели, позволяющий закодировать с точностью ε множество функций $Y(t)$, определяется величиной ε -энтропии пространства $F(x,y)$ [6]:

$$H_\varepsilon \leq \frac{\tau L}{\varepsilon} + \log_2 \frac{A}{\varepsilon} + 2 \quad (6)$$

Или с учетом того, что геометрическая кривая переходной характеристики ограничена по модулю и имеет спектральную плотность с конечной частотой среза ω_ε , получим:

$$H_\varepsilon \leq \frac{\tau \omega_\varepsilon}{\varepsilon} + \log_2 \frac{A}{\varepsilon} + 2 \quad (7)$$

Для случая кусочно-линейной аппроксимации множества функций $R \in F(x, y)$, определенных на интервале длиной τ и не превосходящих в точке $t=0$ константы c , абсолютная ε -энтропия равна:

$$H'_\varepsilon = \frac{\tau \omega_\varepsilon}{\sqrt{8\varepsilon}} \cdot \log_2 \frac{1}{\varepsilon} (1 - e^{-\sqrt{8\varepsilon}}) + \log_2 \frac{c}{\varepsilon} + 2 \quad (8)$$

Выбор более сложных аппроксимирующих функций даёт несущественное уменьшение ε -энтропии при существенной усложнении алгоритма расшивки.

На основе проведенного анализа можно вычислить коэффициент избыточности информации, представляемой в пространстве $F(x, y)$, который позволяет оценить потенциальную возможность редукции диагностических моделей динамических систем. Абсолютную избыточность найдем как разность между информационной ёмкостью ограниченного пространства $F(x, y)$ и его ε -энтропией:

$$D_{abc} = I_F - H_\varepsilon(x, y) \quad (9)$$

Та как $I_F = N_x \cdot \log_2 N_y$, где N_x и N_y – число дискретных отсчетов по осям x, y соответственно, то относительная избыточность или коэффициент избыточности равен:

$$D = \frac{D_{abc}}{I_F} = 1 - \frac{H_\varepsilon(x, y)}{I_F} \quad (10)$$

Подставляя в (10) соотношения (7) и (8), получим:
для случая ступенчатой аппроксимации

$$D_C = 1 - \frac{1}{N_x \log_2 N_y} \left[\frac{\tau \omega_\varepsilon}{\varepsilon} + \log_2 \frac{A}{\varepsilon} + 2 \right] \quad (11)$$

для случая кусочно-линейной аппроксимации

$$D_L = 1 - \frac{1}{N_x \log_2 N_y} \left[\frac{\tau \omega_\varepsilon}{\sqrt{8\varepsilon}} \cdot \log_2 \frac{1}{\varepsilon} (1 - e^{-\sqrt{8\varepsilon}}) + \log_2 \frac{c}{\varepsilon} + 2 \right] \quad (12)$$

Если учесть, что частота дискретизации по оси x и квантование по оси y связаны с верхней граничной частотой ω_ε и точностью преобразования ε , то коэффициенты избыточности пространства $F(x, y)$ (11) и (12) можно представить в виде приближенных равенств:

для случая ступенчатой аппроксимации

$$D_C \approx 1 - \frac{1}{\log_2 N_y} \quad (13)$$

для случая кусочно-линейной аппроксимации

$$D_L \approx 1 - \frac{\log_2 \frac{1}{\varepsilon} \left(1 - e^{-\sqrt{8\varepsilon}} \right)}{\log_2 N_y} \quad (14)$$

Вывод. Полученные оценки коэффициентов избыточности определяют потенциальную возможность и эффективность сокращения избыточности для множества геометрических образов, представляемых в пространстве $F(x, y)$, что позволяет сократить аппаратные затраты на создание автоматных диагностических моделей динамических объектов.

Список литературы: 1. Praveen S. Bhojwani, Rabi N. Maharatha. Robust concurrent online testing of network-on-chip-based SoCs. IEEE Transactions on VLSI Systems, vol. 16, no. 9, pp. 1199-1209, Sept. 2008. 2. Мироновский А.Л. Функциональное диагностирование динамических систем. – СПб., 1998. – 256 с. 3. Fault diagnosis in dynamic systems. Theory and application/ Ed. R.J. Patton: Prentice Hall. – 1989. – 594 p. 4. Епифанов А.С. Анализ фазовых картин дискретных динамических систем. – Саратов: Научная книга, 2008. – 156 с. 5. Колмогоров А.Н., Тихомиров В.Н. ε -энтропия и ε -емкость в метрических пространствах // Успехи математических наук. Том 14 – 1959, №2. 6. Витушкин А.Г. Оценка сложности задачи табулирования. Физматгиз, 1959. 7. Бахвалов Н.С. Численные методы. – М.: Наука, 1975. – 631 с.

Поступила в редколлегию 01.07.09

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, док.техн.наук.проф.каф. АУТС НТУ «ХПИ»,
О.Н. ТЕПЛИНСКАЯ, аспирант НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ НА СДВИГОВЫХ РЕГИСТРАХ

У статті представлено метод синтезу пристроїв на зсувних регістрах (ЗР) заданих таблицями переходів (ТП) автоматних моделей. Метод заснований на процедурі аналізу ТП з метою побудови графа бінарних відповістей станів і знаходження π -розбиття з властивостями бі-відображень, що забезпечує реалізацію пристрою з мінімальним числом ЗР.

This paper presents a new technique for design of sequential machine on the shift registers (SR). The method is based on finding state assignment, that allows realizing digital circuits on SR.

Постановка задачи. В области логического проектирования цифровых устройств существует множество подходов и предложений, направленных на создание легко тестируемых устройств. Ведущими фирмами производителями СБИС разработаны рекомендации, которые в настоящее время представлены стандартами проектирования: *IEEE1149.1-4 "Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture"* (стандартный тест-порт и архитектура граничного сканирования) и *IEEE P1500 "Standard for Embedded Core Test"* (стандарт встроенных средств тестового диагностирования). Основной принцип методов тестопригодного проектирования схем заключается в сканировании входных и выходных данных в режиме тестового диагностирования СБИС. В этом режиме внутренние элементы памяти реконфигурируются в сдвигово-регистровые цепи, что обеспечивает возможность наблюдения их состояний на выходах стандартных тест-портов. Поэтому разработка методов синтеза цифровых устройств с использованием минимального числа сдвиговых регистров (СР) в качестве элементов памяти устройства является актуальной задачей.

Анализ литературы. В [1] определены подходы к реализации многотактных цифровых устройств со сдвигом входных, выходных и неявных состояний, что дает возможность реализации схем на СР. В монографии [2] предложена процедура реализации конечного автомата, заданного таблицей переходов-выходов, на сдвиговом регистре. Однако проблема нахождения условий реализуемости не полностью разрешена. В [3] предложен алгоритм синтеза конечных автоматов на СР для класса последовательностных схем, которые реализуются на одном СР.

Цель статьи. Заключается в разработке метода синтеза цифровых устройств с использованием минимального числа СР в качестве элементов памяти на основе анализа графа бинарных соответствий и разбиений состояний автоматной модели со свойствами би-отображений.

Метод синтеза. В общем случае последовательностная схема (ПС) может быть реализована на “ K ” сдвиговых регистрах R_1, R_2, \dots, R_k (рис. 1), которые состоят из сдвигово-регистровых цепей триггеров размерностью r_1, r_2, \dots, r_k , соответственно. Если N – число состояний автоматной модели цифрового устройства, то для создания сдвигово-регистровой ПС должно выполняться условие: $\lceil \log_2 N \rceil \leq (r_1 + r_2 + \dots + r_k) = n$, где $(r_1 + r_2 + \dots + r_k) = n$ – арифметическая сумма числа триггеров в сдвиговых регистровых цепях R_1, R_2, \dots, R_k , а $\lceil \log_2 N \rceil$ – означает наименьшее целое число, большее или равное $\lceil \log_2 N \rceil$.

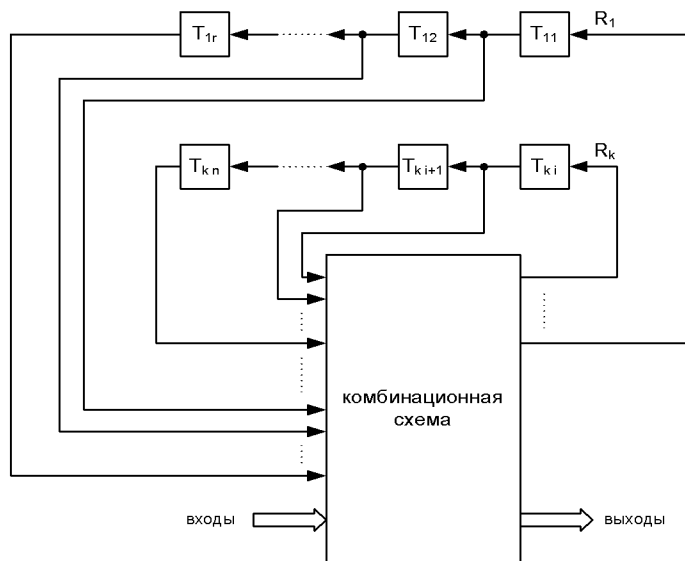


Рис. 1. Реализация последовательностной схемы на “ K ” сдвиговых регистрах

Очевидно, что когда $K=n$, то каждая сдвигово-регистровая цепь состоит из одного триггера и структура последовательностной схемы является обобщенной структурой автомата Мили с “ n ” функциями возбуждения входов каждого триггера.

Задача синтеза ПС на сдвиговых регистрах, которая рассматривается в настоящем разделе, формулируется следующим образом. Задана автоматная модель устройства и n -максимальное число переменных состояний, а значит, триггеров, которые кодируют N состояний автомата. Необходимо найти способ кодирования состояний, который бы минимизировал число “ K ” СР цепей, а следовательно, минимизировал бы комбинационную часть ПС.

Пусть задан автомат, таблица переходов которого представлена табл. 1. Автомат задан только функциями переходов.

Таблица 1

$z(t) \backslash x$	$z(t+1)$	
	$x = 0$	$x = 1$
z_1	z_1	z_6
z_2	z_4	z_4
z_3	z_6	z_6
z_4	z_3	z_3
z_5	z_7	z_3
z_6	z_2	z_5
z_7	z_2	z_2

Таблица 2

$Q_1 \ Q_2 \ Q_3 \backslash x$	$Q_1 Q_2 Q_3 (t+1)$					
	$x = 0$			$x = 1$		
$Q_1 \ Q_2 \ Q_3$						
0 0 0	0	0	0	1	0	0
1 1 0	0	1	1	0	1	1
0 0 1	1	0	0	1	0	0
0 1 1	0	0	1	0	0	1
0 1 0	1	0	1	0	0	1
1 0 0	1	1	0	0	1	0
1 0 1	1	1	0	1	1	0

Для кодирования множества внутренних состояний автомата $Z = \{z_1, z_2 \dots z_7\}$ достаточно использовать три переменных состояния, а, следовательно, три триггера Q_1, Q_2, Q_3 для реализации заданного автомата последовательной схемой. Пусть выбран вариант кодирования состояний автомата, который представлен кодированной таблицей переходов (табл. 2).

Функции возбуждения элементов памяти последовательной схемы, представленные в минимальной дизъюнктивной нормальной форме, находятся из карт Карно (рис. 2).

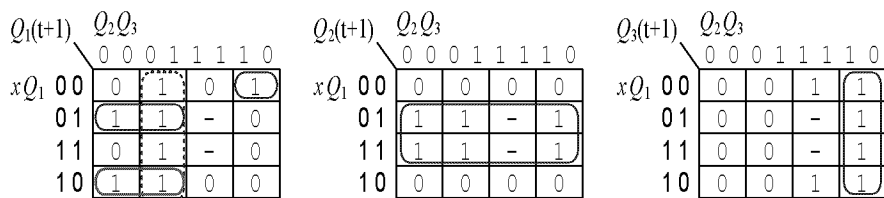


Рис. 2. Карты Карно функций возбуждения триггеров ПС

Если в качестве элементов памяти использовать D -триггеры, то функции возбуждения D -входов представляются в виде:

$$D_1 = Q_1(t+1) = \overline{Q_2}Q_3 + xQ_1Q_2 + x\overline{Q_1}Q_2 + x\overline{Q_1}Q_2Q_3 \quad (1)$$

$$D_2 = Q_2(t+1) = Q_1; \quad D_3 = Q_3(t+1) = Q_2.$$

Реализация автомата последовательной схемой представлена на рис. 3.

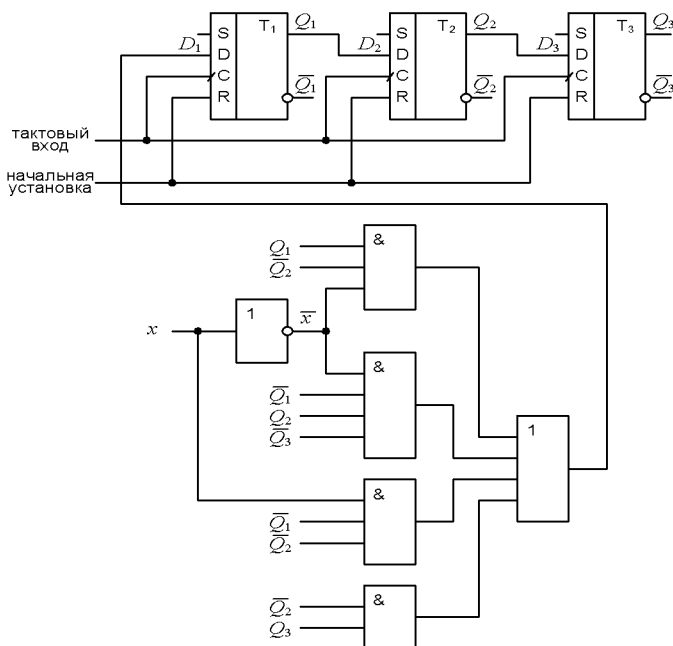


Рис. 3. Реализация автомата ПС на сдвиговом регистре

Комбинационная схема на рис. 3 реализует только одну функцию возбуждения триггера T_1 , что в результате может обеспечить более экономную реализацию ПС. Три триггера T_1, T_2, T_3 образуют трехразрядный сдвиговый регистр в соответствии с уравнением (1). Реализация автомата на рис. 3 соответствует структуре ПС на одном сдвиговом регистре.

Проведем анализ варианта кодирования состояний автомата, который обеспечил его реализацию ПС на одном сдвиговом регистре. Анализируя столбцы текущих состояний элементов памяти, кодирование переменных Q_2 и Q_3 (табл. 2) можно представить двухблоковыми разбиениями, которые соответствуют 0 и 1 значениям переменных в виде:

$$\begin{aligned} \pi(Q_2) &= \left\{ \frac{B_1(Q_2)}{z_1 z_3 z_6 z_7}, \frac{B_2(Q_2)}{z_2 z_4 z_5} \right\} \\ \pi(Q_3) &= \left\{ \frac{B_1(Q_3)}{z_1 z_2 z_5 z_6}, \frac{B_2(Q_3)}{z_3 z_4 z_7} \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

Можно убедиться в том, что между парами разбиений $\pi(Q_2)$ и $\pi(Q_3)$ существует определенная связь. Из табл. 1 и разбиений состояний (2) получаем:

$$\begin{aligned} \delta(z_1, 0) &= z_1; & \delta(z_1, 1) &= z_6; \\ \delta(z_3, 0) &= z_6; & \delta(z_3, 1) &= z_6; \\ \delta(z_6, 0) &= z_2; & \delta(z_6, 1) &= z_5; \\ \delta(z_7, 0) &= z_2; & \delta(z_7, 1) &= z_2; \end{aligned} \quad (3)$$

Из таблицы переходов автомата и соотношений между текущими состояниями и их состояниями преемниками с учетом (2) и (3) построим графы бинарных соответствий состояний, входящих в блоки разбиений $\pi(Q_2)$ и $\pi(Q_3)$, которые изображены на рис. 4.

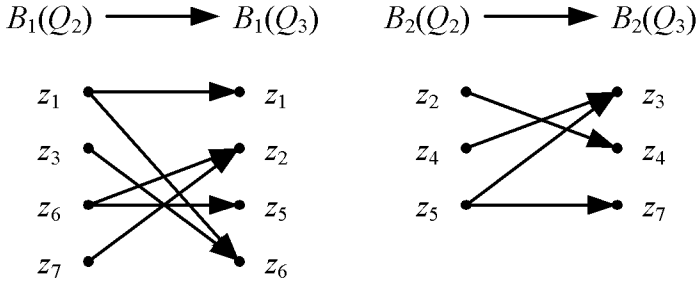


Рис. 4. Графы бинарных соответствий разбиений $\pi(Q_2)$ и $\pi(Q_3)$

Из рис. 4 следует, что текущие состояния, принадлежащие блоку $B_1(Q_2)$ имеют состояния преемники, входящие в блок $B_1(Q_3)$, для каждого входного символа, а состояния, входящие в блок $B_2(Q_2)$ имеют состояния преемники, входящие в блок $B_2(Q_3)$. Таким образом, имеет место биективное отображение блоков разбиения $\pi(Q_2)$ в блоки разбиения $\pi(Q_3)$, которое будем называть для краткости *би-отображением* разбиений $\pi(Q_2) \rightarrow \pi(Q_3)$, что можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \pi(Q_2) &= \{ \overline{B_1(Q_2)}, \overline{B_2(Q_2)} \} \\ &\quad \downarrow \quad \quad \downarrow \\ \pi(Q_3) &= \{ \overline{B_1(Q_3)}, \overline{B_2(Q_3)} \} \end{aligned} \quad (4)$$

Следует отметить, что блоки разбиения $\pi(Q_3)$ не имеют свойства обратного би-отображения на блоки разбиения $\pi(Q_2)$.

Из рис. 4 и би-отображений (4) можно выделить разбиения π_a и π_b , которые строго меньше разбиений $\pi(Q_2)$ и $\pi(Q_3)$, но также обладают свойствами би-отображения:

$$\begin{aligned} \pi_a &= \left\{ \frac{B_1}{z_1 z_3}, \frac{B_2}{z_2}, \frac{B_3}{z_4 z_5}, \frac{B_4}{z_6 z_7} \right\} \\ &\quad \downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow \\ \pi_b &= \{ \overline{z_1 z_6}, \overline{z_4, z_3 z_7}, \overline{z_2 z_5} \} \end{aligned} \quad (5)$$

Блоки разбиения π_b также не имеют свойства обратного би-отображения на блоки разбиения π_a .

Сдвигово-регистровая цепь формируется в том случае, когда состояния триггера Q_i определяет функцию возбуждения последующего триггера схемы $Q_{(i+1)}$ в виде:

$$Q_{(i+1)}(t+1) = Q_i(t) \quad (6)$$

Для выбранного варианта кодирования таблицы переходов каждой переменной состояния Q_i соответствует двухблоковое разбиение, в котором каждый блок включает 0-ые или 1-ые значения Q_i . Из рассмотренного примера реализации автомата, заданного таблицей 1 и варианта кодирования его состояний в соответствии с табл. 2, следует, что $Q_3(t+1) = Q_2(t)$, если блоки разбиения $\pi(Q_2)$ и $\pi(Q_3)$ имеют свойство би-отображения. В общем случае справедливо следующее утверждение.

Утверждение 1. Два триггера последовательностной схемы Q_i и $Q_{(i+1)}$ образуют сдвигово-регистровую цепь тогда и только тогда, когда блоки разбиения $\pi(Q_i)$ и $\pi(Q_{i+1})$ имеют свойство би-отображения для всех букв входного алфавита.

Пусть n – число триггеров, необходимых для реализации заданного автомата последовательностной схемой. Для реализации ПС на сдвиговом регистре необходим такой способ кодирования внутренних состояний автомата, чтобы двухблоковые разбиения для каждой переменной состояния $\{\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_q\}$, где $q \leq n$, удовлетворяли бы условию:

$\{\pi_1 \cdot \pi_2 \dots \cdot \pi_q\} = \pi(0)$ и пары разбиений $\{\pi_i, \pi_{i+1}\}$, $i = \overline{1, q}$ имели свойство би-отображения.

Из закодированной таблицы переходов автомата (табл. 2) получаем двух-блоковые разбиения переменных состояния в виде:

$$\begin{aligned}
\pi_1 &= \pi(Q_1) = \{\overline{z_1 z_3 z_4 z_5}, \overline{z_2 z_6 z_7}\} \\
\pi_2 &= \pi(Q_2) = \{\overline{z_1 z_3 z_6 z_7}, \overline{z_2 z_4 z_5}\} \\
\pi_3 &= \pi(Q_3) = \{\overline{z_1 z_2 z_5 z_6}, \overline{z_3 z_4 z_7}\}
\end{aligned} \tag{7}$$

Произведения разбиений

$$\pi_1 \bullet \pi_2 \bullet \pi_3 = \{\overline{z_1}, \overline{z_2}, \overline{z_3}, \overline{z_4}, \overline{z_5}, \overline{z_6}, \overline{z_7}\} = \pi(0) \tag{8}$$

и разбиение $\{\pi_1, \pi_2\} \{\pi_2, \pi_3\}$ имеют свойство би-отображения. Реализация заданного автомата последовательностной схемой на одном СР является оптимальной, так как используется лишь один трехразрядный СР.

Однако, остается решить задачу нахождения двухблоковых разбиений состояний автомата со свойствами би-отображения и удовлетворяющих условию (8).

Возвращаясь к разбиениям π_a и π_b (5), отметим, что эти разбиения со свойствами би-отображения содержат минимальное число элементов в каждом блоке разбиения и получены в результате анализа состояний приемников текущих состояний и пар состояний. Объединяя блоки разбиений π_a и π_b в различных комбинациях в двухблоковые разбиения, получим множество таких разбиений, которые представлены в табл. 3.

Из таблицы 3 видно, что двухблоковые разбиения (π_{11}, π_{21}) , (π_{21}, π_{22}) и т.д. обладают свойством би-отображения. Кроме того, разбиения π_{32} и π_{41} – эквивалентны ($\pi_{32} = \pi_{41}$), а последовательность разбиений $\pi_{31} \rightarrow (\pi_{32} = \pi_{41}) \rightarrow \pi_{42}$ имеет свойство би-отображений и произведение этих разбиений $\pi_{31} \bullet \pi_{32} \bullet \pi_{42} = \pi(0)$. Эти разбиения соответствуют разбиениям $\pi(Q_1) = \pi_{31}$, $\pi(Q_2) = \pi_{32}$, $\pi(Q_3) = \pi_{42}$ в (7) и определяют коды состояний автомата, приведенные в таблице 4, которые обеспечивают реализацию его последовательностной схемой на одном сдвиговом регистре (рис. 3).

Таблица 3

$\pi_{11} = \{\overline{z_1 z_3}, \overline{z_2 z_4 z_5 z_6 z_7}\}$	$\pi_{12} = \{\overline{z_1 z_6}, \overline{z_2 z_3 z_4 z_5 z_7}\}$
$\pi_{21} = \{\overline{z_1 z_2 z_3}, \overline{z_4 z_5 z_6 z_7}\}$	$\pi_{22} = \{\overline{z_1 z_4 z_6}, \overline{z_2 z_3 z_5 z_7}\}$
$\pi_{31} = \{\overline{z_1 z_3 z_4 z_5}, \overline{z_2 z_6 z_7}\}$	$\pi_{32} = \{\overline{z_1 z_3 z_6 z_7}, \overline{z_2 z_4 z_5}\}$
$\pi_{41} = \{\overline{z_1 z_3 z_6 z_7}, \overline{z_2 z_4 z_5}\}$	$\pi_{42} = \{\overline{z_1 z_2 z_5 z_6}, \overline{z_3 z_4 z_7}\}$
$\pi_{51} = \{\overline{z_1 z_2 z_3 z_4 z_5}, \overline{z_6 z_7}\}$	$\pi_{52} = \{\overline{z_1 z_3 z_4 z_6 z_7}, \overline{z_2 z_5}\}$
$\pi_{61} = \{\overline{z_1 z_2 z_3 z_6 z_7}, \overline{z_4 z_5}\}$	$\pi_{62} = \{\overline{z_1 z_2 z_4 z_5 z_6}, \overline{z_3 z_7}\}$
$\pi_{71} = \{\overline{z_1 z_3 z_4 z_5 z_6 z_7}, \overline{z_2}\}$	$\pi_{72} = \{\overline{z_1 z_2 z_3 z_5 z_6 z_7}, \overline{z_4}\}$

Таблица 4

Состояния	$\pi(Q_1)$	$\pi(Q_2)$	$\pi(Q_3)$
z_1	0	0	0
z_2	1	1	0
z_3	0	0	1
z_4	0	1	1
z_5	0	1	0
z_6	1	0	0
z_7	1	0	1

Выводы. Предложен метод синтеза ПС на СР, основанный на анализе таблицы переходов ПС, графов бинарных соответствий и би-отображений π - разбиений состояний автоматной модели ПС.

Список литературы: 1. Девятков В.В. Методы реализации конечных автоматов на сдвиговых регистрах. – М.: Энергия, 1974. – 72с. 2. Фридман А., Менон П. Теория проектирования переключаемых схем. – М.: Мир, 1978. – 654с. 3. Derbunovich L., Suzdal V., Sobolev A., Tatarenko D. "Test Pattern Generators for Pseudo-Exhaustive Testing" East-West Design & Test International Conf., Alushta, Sept. 2003. 4. Дербунович Л.В., Клименко А.В. Алгоритм синтеза конечных автоматов на СР// Вестник НТУ "ХПИ". – 2004. - №17. – 63-66с.

Поступила в редколлегию 01.07.09

П.А. КАЧАНОВ, д.т.н. профессор, НТУ «ХПИ» (г.Харьков),

А.А.ЗУЕВ, ассистент, НТУ «ХПИ» (г.Харьков)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕССА КОДИРОВАНИЯ ПОЛЕЙ ВЫСОТ

У статті розглянутий метод зменшення об'єму пам'яті, яку займає поле висот, за допомогою кодування поліномами. Запропонований набір поліномів для компресії поля висот. Проведено дослідження величин середньої і максимальної похибок кодування.

Method of diminishing memory which is occupied by the height field is considered in article, through encoding polynomials. The set of polynomials is offered for the height field compression. Research of average and maximal errors of encoding is conducted.

Важкой частью системы визуализации тренажерных комплексов наземной техники является моделирование ландшафта с высокой точностью. Существуют различные методики хранения данных описывающих перепады высот ландшафта [1, 2], из которых поля высот представляют наибольший интерес для тренажеров наземной техники, вследствие высокой скорости вычисления высоты в заданной точке и относительной простоты синтеза таких полей автоматизированным способом. Основным недостатком такого метода хранения, является большой объем памяти необходимый для их хранения. В статье рассмотрена модификация метода компрессии поля высот при помощи полиномов, что позволяет в четыре раза уменьшить объем памяти, занимаемой полем высот. Основной идеей метода является поблочное преобразование высот поля h_i в кодированную форму h_i^c , согласно выражению

$$h_j^c = k_j \Delta h + h_{\min}, \quad (1)$$

где $\Delta h = h_{\max} - h_{\min}$; h_{\min}, h_{\max} - минимальная и максимальная высота в блоке; k_j - коэффициент полинома; j - номер коэффициента от 1 до 4.

При помощи выражения (1) при коэффициентах распределенных равномерно, например, $f(i) = \{0,05; 0,33; 0,66; 0,95\}$, с наименьшей ошибкой будут кодироваться блоки, содержащие относительно плавный переход высот от минимума к максимуму. Линейное распределение высот внутри блока для реальных ландшафтов встречается относительно редко, поэтому для минимизации ошибки кодирования целесообразно использовать для каждого блока наиболее подходящий полином $f(i)$. При этом, необходимо сохранять

для каждого блока номер полинома i и изменить алгоритм вычисления высот, чтобы при декодировании высот учитывался этот полином. Коэффициенты полиномов хранятся в отдельной таблице, уникальной для каждого ландшафта. Каждый полином представляет собой четыре коэффициента, используемых для вычисления соответствующей опорной высоты.

Для задания одной высоты ландшафта характерного для холмистой и равнинной местности достаточно использовать 12-ти битное представление высоты. При кодировании блока, сохраняется минимальная высота с точностью 12 бит и разность между максимальной и минимальной высотой Δh с точностью 12 бит. Для хранения номера полинома достаточно 8 бит, а для каждой из кодированных высот 2 бита. Таким образом, блок из 16 (4x4) высот будет занимать 64 бита, против 256 бит для исходного некодированного представления блока.

Рассмотрим процесс уменьшения разрядности величин h_{\min} и $\Delta h = h_{\max} - h_{\min}$. Для преобразования высот из 16 битного к 12 битному представлению, воспользуемся следующим выражением

$$\begin{aligned} h'_{\min} &= \lfloor h_{\min} / 2^{16-12} \rfloor, \\ \Delta h' &= \Delta h + (h_{\min} \% 2^{16-12}), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\%$ - операция вычисления остатка от деления; $\lfloor \rfloor$ - операция округления к ближайшему меньшему целому числу.

При кодировании с помощью полиномов, возникает задача выбора оптимального набора полиномов, при котором ошибка восстановления высот будет минимальной. Процесс получения оптимального набора полиномов состоит из двух частей:

- вычисление оптимального полинома для каждого блока;
- выбор 256 наилучших полиномов.

Для определения оптимального полинома кодирования блока предлагается использовать следующий алгоритм.

- 1) Создается гистограмма распределения высот внутри блока.
- 2) Если количество столбиков гистограммы меньше либо равно 4, то наилучшими высотами для построения полинома будут высоты соответствующие положению этих столбиков, и соответственно работа алгоритма закончена.

- 3) Определяется два ближайших столбика в гистограмме A и B , с высотами H_A и H_B соответственно. Они заменяются одним столбиком C , расположенным между ними. Высота полученного столбика $H_C = (H_A + H_B) / 2$. Параметр, характеризующий положение C , вычисляется следующим образом

$$X_C = X_A \cdot \frac{H_A}{H_A + H_B} + X_B \cdot \frac{H_B}{H_A + H_B}, \quad (3)$$

где X_A, X_B - положение столбиков A и B на гистограмме.

4) Повторяется шаг (2) до тех пор, пока количество столбиков в гистограмме не станет равным четырем.

Предположим, что в результате работы алгоритма получилось четыре столбика D_0, D_1, D_2, D_3 с положением в гистограмме $X_0 \leq X \leq X_2 \leq X_3$ соответственно, тогда коэффициенты полинома $f(i)$ можно вычислить по формуле

$$f_j(i) = \frac{(X_j - h_{\min})}{\Delta h}. \quad (4)$$

После получения полиномов оптимальных для всех блоков, необходимо провести их квантование. Для выбора наилучших полиномов проводится их обработка методами кластерного анализа [3, 4], например методом К-средних.

Алгоритм выбора оптимальных полиномов заключается в следующем:

- 1) Выбирается набор из K произвольных, различных полиномов исходной последовательности. Эти полиномы будут являться центрами кластеров.
- 2) Группируются все полиномы исходной последовательности по K кластерам, в зависимости от величины

$$d_{i,c} = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 |f_j(i) - f_j(c)|, \quad (5)$$

где i - номер полинома в исходной последовательности; c - номер кластера.

Полином i принадлежит кластеру c , в том случае, если значение $d_{i,c}$ для данного полинома минимально.

- 3) Рассчитываются новые центры кластеров, как среднее арифметическое значений $f_c(j)$ для всех полиномов входящих в кластер.

- 4) Повторяется шаг 2 до тех пор, пока полиномы не перестанут перемещаться из одного кластера в другой, либо количество таких перемещений не станет меньше определенной, заранее заданной величины.

После окончания работы алгоритма, оптимальными полигонами будут являться центры кластеров. Величины ошибок кодирования полей высот приведены в таблице 1. Метод кодирования с выбором полинома на основе метода K -средних характеризуется: оптимальным сочетанием средней и мак-

симальной ошибки кодирования; увеличением площади точно восстановленных высот по сравнению с табличной методикой.

Таблица 1

Характер распределения и величина ошибки кодирования

Тип выбранных полиномов и метод вычисления ошибки	Ошибка, %		Ошибка, см		Площадь поля высот, ошибка кодирования на которой не превышает 5 см, %
	Средняя	Максимальная	Средняя	Максимальная	
Табличный	0,041	0,967	4,10	96,74	68,89
К-средних	0,034	0,728	3,41	72,79	77,51

Список литературы: 1. Balmelli Laurent, Ayer Serge, and Vetterli Martin. Efficient algorithms for embedded rendering of terrain models. In Proceedings IEEE ICIP 98, pages 914–918, 1998. 2. Balog Andras. Real-time visualization of detailed terrain// Konzulens, Rajacsics Tamas, Budapest, 2003. 3. Jain, Murty, Flynn Data clustering: a review. // ACM Comput. Surv. 31(3) , 1999. 4. Diday E. The dynamic clusters method in nonhierarchical clustering International Journal of Computer and Information Sciences.- 1973.-March.- Vol. 2, no. 1.- Pp. 61-88.

Поступила в редколлегию 16.02.09

И. В. КОМПАНЕЕЦ, аспирант УИПА (г. Харьков)

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ КОНДЕНСАТОРНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ

Проведено аналіз конденсаторних методів вимірювання контактної різниці потенціалів. Розглянута можливість їх застосування в якості експрес-метода контролю фізико-хімічного стану поверхні конструкційних матеріалів. Доведена доцільність визначення більш ефективних засобів мінімізації похибок та розробки методики метрологічного забезпечення метода віброуючого конденсатора.

Analysis of condenser methods to measure contact potential difference has been performed. Possibility of application of such methods as an express method to monitor physico-chemical condition of surfaces of structural materials has been considered. Expedience of determination of most efficient error minimization techniques and development of procedure of metrological assurance of vibrating capacitor method has been demonstrated.

Введение

Работа выхода электрона является одной из важнейших энергетических характеристик материалов, высокочувствительной к различным факторам, определяющим структурное и физико-химическое состояние поверхности твердых тел.

Различные явления на поверхности, в особенности процессы механической обработки, деформации, окисления, облучения могут быть исследованы качественно и количественно по изменению работы выхода или с помощью измерений контактной разности потенциалов (КРП) [1]. При электрическом контакте двух разнородных тел с работами выхода $\Phi_1 < \Phi_2$ (см. рис. 1) происходит перемещение части валентных электронов из тела с меньшей работой выхода, соответственно, с более высоким уровнем Ферми ε_{F1} в тело с большей работой выхода и соответственно с меньшим уровнем Ферми ε_{F2} , что приводит к уравниванию уровней Ферми двух тел. При этом между телами устанавливается разность потенциалов $U_{крп}$ равная:

$$U_{крп} = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{e}, \quad (1)$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; Φ_1 и Φ_2 – работа выхода эталонного и исследуемого образцов.

Для определения КРП широко используется конденсаторный метод [2]. Его принцип может быть описан при помощи установки, предложенной Кельвином (см. рис. 2). Две пластины $П_1$ и $П_2$, расположенные в непосредственной близости друг от друга, образуют плоский конденсатор. На пластинах появляется заряд равный:

$$q = C \cdot U_{крп}, \quad (2)$$

где C – емкость, образованная поверхностями пластин Π_1 и Π_2 ; $U_{крп}$ – контактная разность потенциалов между электродами, может принимать как положительное так и отрицательное значение.

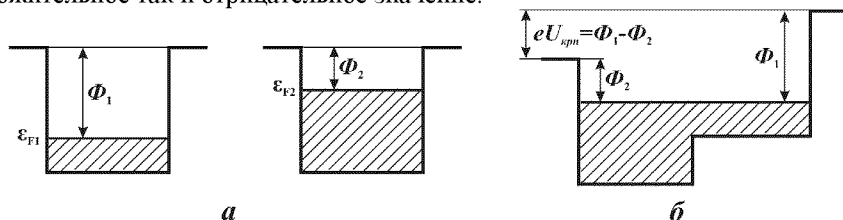


Рис. 1. Энергетическая диаграмма разнородных материалов до (а) и после (б) контакта

При помощи регулятора источника питания E подбирается напряжение U_k точно компенсирующее $U_{крп}$, что контролируется нулевым отклонением стрелки электрометра \mathcal{E} . Таким образом скомпенсированное $U_{крп}$ будет равно $-U_k$.

Особый интерес к методу объясняется тем, что он является бесконтактным, неразрушающим и применим в широком диапазоне температур и давлений остаточных газов.

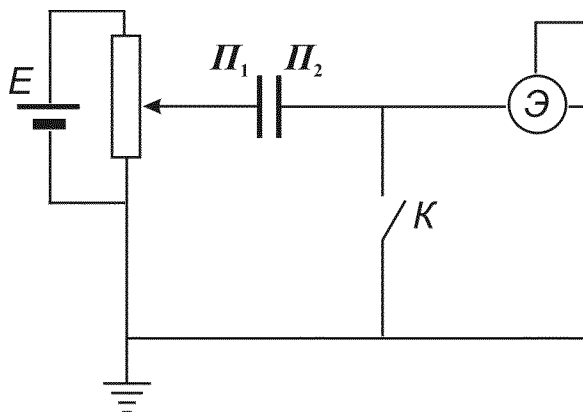


Рис. 2. Схематическое изображение конденсаторного метода.

Постановка задачи

В настоящее время существует множество модификаций установки Кельвина, целью которых было сделать метод точным и удобным в эксплуатации.

В работе ставится задача рассмотреть физические основы двух наиболее распространенных принципов реализации конденсаторных методов, а так же провести их сравнительный анализ.

Основная часть

Широко используется два основных конденсаторных метода, которые отличаются способом детектирования зарядов между эталонным и исследуемым образцами. Это метод вибрирующего конденсатора и метод поперечного зондирования (ПЗ) или сканирующий метод [3].

Метод вибрирующего конденсатора предложенный Зисманом [4] положен в основу большого количества опытно-экспериментальных устройств для измерения КРП. В этом методе две параллельно расположенные друг к другу плоскости электродов (измерительного зонда и исследуемого образца) образуют конденсатор. Один из электродов, как правило измерительный зонд, колеблется в непосредственной близости от фиксировано закрепленного исследуемого образца (см. рис. 3), модулируя тем самым заряд на электродах, в результате чего и появляется электрический ток в цепи.

Если перемещение измерительного зонда синусоидальное то межэлектродное расстояние изменяется по закону:

$$d(t) = d_0 + a \cdot \sin(\omega t), \quad (3)$$

где d_0 – межэлектродное расстояние в состоянии покоя; a – амплитуда колебаний измерительного зонда; ω – циклическая частота.

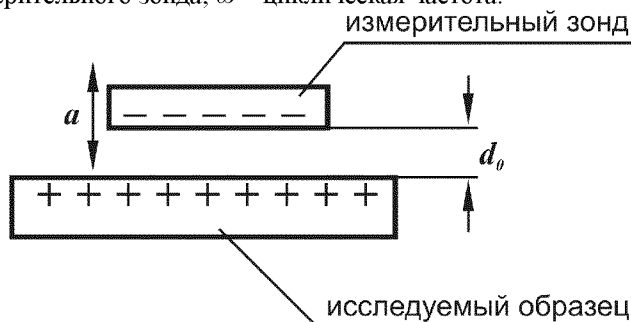


Рис. 3. Метод вибрирующего конденсатора.

Вертикальная вибрация вызывающая периодическое изменение емкости между электродами, описывается уравнением:

$$C(t) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot S}{d(t)}, \quad (4)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} \cdot \text{м}^{-1}$ – электрическая постоянная; ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды; S – общая площадь соприкосновения электродов. Модуляция емкости приводит к модуляции заряда на электродах, в результате чего в цепи появляется сигнал переменного тока $I(t)$, который равен:

$$I(t) = \frac{\partial q}{\partial t}. \quad (5)$$

Объединив уравнения (2) и (5) получаем:

$$I(t) = \frac{\partial(C \cdot U_{крп})}{\partial t}. \quad (6)$$

Продифференцировав уравнение (6) получим:

$$I(t) = C \cdot \frac{\partial U_{крп}}{\partial t} + U_{крп} \cdot \frac{\partial C}{\partial t}. \quad (7)$$

Подставив уравнения (1), (3), (4) в (7), получим:

$$I(t) = \left(\frac{\Phi_1 - \Phi_2}{e} \right) \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S}{d_0 + a \cdot \sin(\omega t)} \right) \quad (8)$$

или

$$I(t) = - \frac{(\Phi_1 - \Phi_2) \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot S \cdot a \cdot \cos(\omega t)}{e \cdot (d_0 + a \cdot \sin(\omega t))^2}. \quad (9)$$

Уравнение (9) описывает процесс генерации сигнала вибрирующего конденсатора. Видно, что генерируемый ток зависит от геометрических параметров (межэлектродного расстояния, величины общей контактируемой площади электродов, амплитуды и частоты колебаний электрода) определяемых конструктивными особенностями измерителей КРП, а так же физико-химических свойств самих электродов и условий проведения измерений (среды, давления окружающей среды, температуры, освещения и др.), которые вносят вклад в работу выхода и диэлектрическую проницаемость среды.

Однако, уравнение (9) не учитывает влияние паразитных переменных токов, возникающих в результате модуляции паразитной емкости между электродами конденсатора и окружающими электродами [5].

Метод ПЗ основан на генерации сигнала в результате перемещения эталонного электрода параллельно поверхности исследуемого образца или же перемещения поверхности исследуемого образца параллельно эталонному электроду. Так если работа выхода исследуемой поверхности образца будет не одинаковой, то и значения КРП будет также изменяться. Рассмотрим этот метод на примере образца имеющего в своем составе два разнородных материала с работами выхода Φ_1 и Φ_2 (см. рис. 4).

Когда измерительный зонд проходит границу раздела между двумя разнородными материалами, значение работы выхода поверхности исследуемых образцов различное и следовательно $U_{крп}$ изменяется. Если работа выхода измерительного зонда Φ_3 , тогда значение КРП между измерительным зондом и разнородными материалами с работой выхода Φ_1 и Φ_2 равна:

$$U_{крп1} = \frac{\Phi_3 - \Phi_1}{e}, \quad (10)$$

$$U_{крп2} = \frac{\Phi_3 - \Phi_2}{e}. \quad (11)$$

С учетом, того что емкость остается постоянной вследствие постоянно-го межэлектродного расстояния, уравнение (7) может быть преобразовано:

$$I(t) = C \cdot \frac{\partial U_{kpn}}{\partial t}. \quad (12)$$

Отметим, что скорость изменения КРП зависит от относительной скорости перемещения между зондом и поверхностями образцов, и может быть выражена как:

$$\frac{\partial U_{kpn}}{\partial t} = \frac{U_{kpn1} - U_{kpn2}}{\Delta t}. \quad (13)$$

Подставив уравнения (10), (11) в (13) получим:

$$\frac{\partial U_{kpn}}{\partial t} = \frac{1}{e} \cdot \left(\frac{(\Phi_3 - \Phi_1) - (\Phi_3 - \Phi_2)}{\Delta t} \right), \quad (14)$$

тогда

$$\frac{\partial U_{kpn}}{\partial t} = \frac{(\Phi_2 - \Phi_1)}{e \cdot \Delta t}. \quad (15)$$

А результирующий ток в измерительном зонде будет равен:

$$I(t) = C \cdot \frac{(\Phi_2 - \Phi_1)}{e \cdot \Delta t}. \quad (16)$$

В отличие от метода вибрирующего конденсатора емкость остается постоянной на протяжении всего периода измерений. Изменение величины КРП определяется изменением работы выхода образца, а скорость измерения значений определяется скоростью перемещения зонда над поверхностью исследуемого образца. В результате отсутствия вибрирующих элементов метод менее критичен к появлению паразитных емкостей.

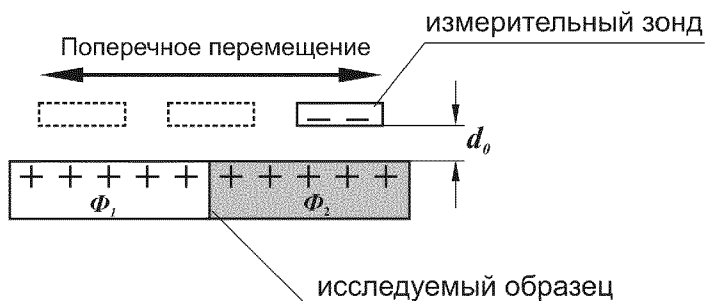


Рис. 4. Метод поперечного зондирования.

Но, как и в случае вибрирующего конденсатора разрешающая способность определяется диаметром эталонного электрода, при этом в силу особенностей метода, измерение среднего значения КРП всего образца провести невозможно.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики двух методов.

Таблица 1.

Характеристики	Метод вибрирующего конденсатора	Метод поперечного зондирования
Метод детектирования заряда	Колебательное движения одного электрода перпендикулярно плоскости другого	Перемещение одного электрода параллельно плоскости другого
Разрешающая способность определяется	Определяется диаметром измерительного зонда	Определяется диаметром измерительного зонда
Возможность локального измерения КРП на поверхности материалов	Да	Ограниченно возможностью позиционирования измерительного зонда
Измерение среднего значения КРП поверхности исследуемого образца	Да	Нет
Возможность измерения в жидких средах	Нет данных	Да
Возможность использования в газообразных средах	Да	Да
Возможность использования в вакууме	Да	Да

Выводы

Метод поперечного зондирования является достаточно ограниченным в своем применении, т. к. измеряет только изменение КРП и трудоемок в позиционировании образцов. Поэтому метод ПЗ является достаточно неудобным в качестве экспресс-метода контроля конструкционных материалов после различных внешних воздействий. Несмотря на это отметим, что известны случаи успешного использования метода для мониторинга износа деталей устройств [6] и оценки смазочных материалов [7].

Более пригодным для оценки физико-химического состояния конструкционных материалов является метод вибрирующего конденсатора, который может производить позиционирование измерительного зонда над поверхностью образцов и позволяет измерять не только среднее значение КРП всей площади образца, но и производить измерения КРП на отдельных участках образца [8-11]. Существенным же недостатком метода вибрирующего конденсатора по сравнению с методом поперечного зондирования, является то что в отдельных случаях могут быть достаточно большие погрешности, вы-

званные электромагнитными наводками в результате удаленного размещения измерительного зонда от входа предварительного усилителя. Кроме того вибрация эталонного электрода вызывает дополнительную модуляцию паразитных емкостей с окружающими электродами. Все эти проблемы требуют дополнительных конструкционных решений, которые позволят свести к минимуму описанные недостатки.

В дальнейшем предполагается провести исследование для определения наиболее эффективных способов минимизации погрешностей, а также разработать методику метрологического обеспечения метода вибрирующего конденсатора.

Выражаю благодарность Шкилько А. М. за полезное обсуждение результатов работы и ценные замечания, а также В. В. Борисову за помощь в наладке измерителя КРП и проведении экспериментов.

Список литературы: 1. Ривьер Х. Работа выхода. Измерения и результаты / Х. Ривьер // Поверхностные свойства твердых тел: сборник статей; под ред. М. Грина. – М.: Мир, 1972. – 432 с. 2. Царев Б.М. Контактная разность потенциалов / Царев Б. М. – М.: ГИТТЛ, 1955. – 280 с. 3. Baumgärtner H. Micro Kelvin probe for local work-function measurements / H. Baumgärtner, H. D. Liess // Rev. Sci. Instrum. – 1988. – №59(9). – P. 802-805. 4. Zisman W.A. A new method of measuring contact potential differences in Metals / W.A. Zisman // Rev. Sci. Instrum. – 1932. – №3. – P. 367-370. 5. Де Бур Анализ и усовершенствование метода Кельвина для измерения разностей работ выхода / Де Бур, Круземейер, Яснерс // Приборы для научных исследований. – 1979. – №8. – С. 74-81. 6. Patent 5974869 Unite States, G01R 027/26. Non-vibrating capacitance probe for wear monitoring / Danyluk Steven, Zharin Anatoly, Zanoria Elmer et al.; Assignee Georgia Tech Research Corporation. – Appl. No 08/971101, Filed Nov. 14, 1997; Issued Nov. 2, 1999. 7. Korach C. S. Measurement of perfluoropolyether lubricant thickness on a magnetic disk surface / C.S. Korach, J. Streater, S. Danyluk // Applied Physics Letters. – 2001. – Vol. 79, №5. – P. 698. 8. Арсламбеков В.А. Установка для измерения топографии контактной разности потенциалов / В.А. Арсламбеков, В.Я. Смуценко, В.С. Миняйлик. – М.: ВИНТИ, 1972. – 11 с. 9. Крячко В.В. Бесконтактный метод исследования зарядового состояния границы раздела полупроводник-диэлектрик / В. В. Крячко, М. Н. Левин, А. В. Татаринцев и др. // Журнал технической физики. – 2004. – Т. 74, №10. – с. 128-133. 10. Компанец І. В. Устройство для измерения контактной разности потенциалов / І.В. Компанец, В.В. Борисов, А.М. Шкилько // 1-я международная конференция «Электронная компьютерная база. Состояние и перспективы развития»: сб. научных трудов. – Судак: ХНУРЭ, 2008. – Т. 3. – С. 141-143. 11. Патент на корисну модель 39395 Україна, МПК G01R 29/12. Пристрій для вимірювання поверхневого потенціалу / Компанієць І. В., Шкілько А. М., Борисов В. В.; власник Українська інженерно-педагогічна академія. – № u200811428; дата заявки 22.09.2008; дата публік. 25.02.2009, Бюл. №4.

Поступила в редколлегию 03.07.09

Л.В. КОНСТАНТИНОВА, канд. техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»
Н.А. ТЕРТИШНА, студентка каф. ІВТС НТУ «ХПИ» (г. Харків)

РОЗРОБКА СИСТЕМИ ЕКОЛОГІЧНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ ПІДПРИЄМСТВА З ТРАНСПОРТУВАННЯ ПРИРОДНОГО ГАЗУ

Розглянуто багатofакторне завдання розробки системи екологічного керування, інтегрованої в систему управління якістю, для науково-виробничого центру технічної діагностики газотранспортної магістралі. На основі проведеного аналізу взаємозв'язків процесів діяльності підприємства показана розробка методики управління документацією, відповідної вимогам міжнародних стандартів ISO 14001 та ISO 9001.

The multivariable task of development of the environmental management system, integrated with quality management system is considered, for the scientifically-production center of technical diagnostics of gas transporting. The development of the method of the document's management on the basis of the analysis of intercommunications of processes of activity of the enterprise is given, according to the requirements of international standards of ISO 14001 and ISO 9001.

У статі висвітлені результати роботи зі створення системи екологічного керування (СЕК) для науково-виробничого центру технічної діагностики газотранспортної магістралі (НВЦ «Техдіагаз»). Запропонована система екологічного керування інтегрується в діючу на підприємстві систему управління якістю. Підставою для цього являється сумісність вимог стандартів серії *ISO* 14000 [1] із стандартами якості серії *ISO* 9000 [2].

Система стандартів *ISO* 14000, на відміну від багатьох інших природоохоронних стандартів, орієнтована не на кількісні параметри (об'єм викидів, концентрації речовини і тому подібне) і не на технології (вимоги використовувати певні технології або вимогу використовувати "якнайкращу доступну технологію"). Типові положення цих стандартів полягають в тому, що в організації повинні бути введені і дотримуватися певні процедури, мають бути підготовлені певні документи, повинен бути призначений відповідальний за певну область. Основний документ серії *ISO* 14001 не містить ніяких "абсолютних" вимог до організації щодо охорони довкілля, за винятком того, що організація в спеціальному документі повинна оголосити про своє прагнення відповідати національним стандартам [3].

Передбачається, що система стандартів забезпечуватиме зменшення несприятливих дій на довкілля на трьох рівнях:

1. Організаційний – через поліпшення екологічної "поведінки" корпорацій.
2. Національний – через створення істотного доповнення до національної нормативної бази і компоненту державної екологічної політики.

3. Міжнародний – через поліпшення умов міжнародної торгівлі. Документи підприємства НВЦ «Техдіагаз», які стосуються екологічного управління, можна умовно розділити на три основні групи:

- документи зі створення і використання систем екологічного керування (СЕК);
- інструменти екологічного контролю і оцінки;
- стандарти, орієнтовані на продукцію.

Проведений аналіз вимог стандарту *ISO 14001* дозволив визначити вимоги до організації, яка розробляє СЕК.

Проведення сертифікаційних робіт в газотранспортній галузі ускладнюється унаслідок істотної розосередженості об'єктів, масштабності і специфіки виробничої діяльності, а також відсутності, на сьогоднішній день, достатньої кількості кваліфікованих кадрів екологічного менеджменту і аудиту, що мають теоретичну підготовку і практичні навички роботи в цьому напрямі.

Головним завданням НВЦ «Техдіагаз» є впровадження єдиної технічної політики щодо технічного діагностування та прогнозу технічного стану газопроводів, машин і основного та допоміжного обладнання об'єктів газової промисловості.

Напрямами реалізації цього завдання має бути підвищення ефективності та якості виробничих процесів та управлінських рішень шляхом упровадження системи екологічного керування, інтегрованої з системою управління якістю відповідно до вимог міжнародних стандартів.

Розробку і впровадження СЕК НВЦ «Техдіагаз» пропонується розділити на наступні етапи:

1. Утворення організаційної структури і виділення необхідних ресурсів.
2. Складання вимог до СЕК.
3. Встановлення фактичного стану СЕК.

5. Розробка Політики підприємства з екологічного керування, цілей та завдань.

6. Розробка документації СЕК, насамперед, Настанови СЕК.
7. Впровадження СЕК.

Створення організаційної структури забезпечує:

- виділення необхідних людських ресурсів для розробки СЕК;
- можливість залучення до роботи всього персоналу підприємства, у першу чергу – керівництва;
- можливість оперативного розв'язання питань, що виникають у ході розробки;
- погоджену діяльність різних підрозділів і служб у процесі розробки.

В ході розробки документованої системи екологічного керування центру технічної діагностики (рис. 1) були визначені основні процеси підприємства, а саме, процеси:

- 1 – життєвого циклу продукції;
- 2 – управління документацією;

- 3 – планування;
4 – управління ресурсами;
5 – самооцінка;
6 – внутрішнє інформування.



Рис. 1 – Структура документації системи екологічного керування НВЦ «Техдіагаз», інтегрованої в СУЯ

Запропоновано об'єднати названі процеси з існуючими процесами СУЯ.

З метою забезпечення функціонування цих процесів розробляються методики (процедури). Стосовно стандарту *ISO 9001* та *ISO 14000*, для сертифікації СЕК підприємству необхідні наступні методики:

1. Визначення екологічних аспектів.
2. Готовність до надзвичайних ситуацій.
3. Управління записями.

4. Управління документацією.
5. Управління невідповідною продукцією.
6. Попереджувальні дії.
7. Корегуючі дії.
8. Внутрішній аудит.

Висновок.

Сертифікація системи екологічного керування дає підприємствам газо-транспортної галузі ефективний інструмент, за допомогою якого вони можуть управляти всією сукупністю своїх впливів на довкілля і приводити свою діяльність у відповідність з різноманітними природоохоронними вимогами.

Наявність сертифікату *ISO 14000* забезпечить:

- упевненість клієнтів в надійності зобов'язань по екологічному керуванню;
- пріоритет на конкурсах і тендерах за інших рівних умов;
- формування позитивної громадської думки про підприємство.

Сертифікація системи екологічного керування повинна послідовно проводитися з сертифікацією системи управління якістю, що вимагає виконання значних попередніх робіт, тривалість яких визначається багатofакторністю поставлених завдань і об'єктивною готовністю до реалізації їх рішення.

Роботи по діагностуванню стану основного і допоміжного устаткування – важлива умова сертифікації в системі екологічного керування. Вимоги до об'єму і якості діагностичних робіт в цьому аспекті постійно збільшуватимуться.

Розробка систем екологічного керування повинна стимулюватися на державному рівні, в першу чергу шляхом комплексного розгляду компетентним єдиним органом умов безпеки діяльності щодо до довкілля з урахуванням наявності сертифікатів відповідності *ISO 14000*.

Список літератури: 1. ДСТУ ISO 14001:2006. Системи екологічного керування. Вимоги та настанови щодо застосування. 2. ДСТУ ISO 9001:2001. Системи менеджменту якості. Вимоги. 3. Кондрашов С.И., Константинова Л.В. Сертификация и подтверждение соответствия в Украине: Учеб. Пособие – Х., НТУ «ХПИ», 2006. – 368 с.

Поступила в редколлегию 20.07.09

А.И. КОТУЗА, с.н.с. (ДК "Укртрансгаз", НВЦ "Техдіагаз", г. Харьков),
Е.И. ПОДОПРИГОРА, инженер НТУ"ХПИ" (г. Харьков)

ОБ УЛЬТРАЗВУКОВОМ МЕТОДЕ ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА ПРИРОДНОГО ГАЗА

Проведено порівняльний аналіз результатів вимірювання витрат природного газу за допомогою послідовно встановлених на одному вимірювальному газопроводі діафрагми і ультразвукового лічильника. Оцінено відносне розходження між показаннями розглянутих систем вимірювання.

The comparative analysis of results of measurement of the expense of natural gas by means of consistently established on one measuring gas pipeline of a diaphragm and the ultrasonic counter is carried out. The relative divergence between indications of the considered systems of measurement is estimated.

Украина, как владелец магистральных газопроводов, по которым идет транзит газа из России в Европу, заинтересована в организации точного учета транспортируемого газа на приграничных станциях, для избежания возникновения спорных вопросов. Поэтому совершенствованию, разработке и исследованию методов измерения объемного расхода газа уделяется большое внимание. Точный учет включает в себя обеспечение возможности поддержания режимов транспортировки, выполнение обязательств по поставке транзитного газа, достоверный контроль реализации газа. Таким образом, неотъемлемой частью всей газотранспортной системы является система учета объемного расхода природного газа.

На сегодняшний день основной составляющей общей погрешности измерения расхода является погрешность, обусловленная несовершенством применяемых методов – переменного перепада давления и скоростных счетчиков. Метод переменного перепада давления обладает рядом важнейших преимуществ, обеспечивших ему широкое применение и длительную живучесть, несмотря на существование большого числа других методов измерения расхода и количества газа. К этим преимуществам в первую очередь относятся простота первичного преобразователя (диафрагмы, сопла), а также возможность поверки и аттестации сужающих устройств расчетным путем по данным измерений геометрических размеров трубопровода и сужающего устройства. Но наряду с перечисленными достоинствами метод переменного перепада давления обладает рядом недостатков, таких как довольно большие погрешности, зависящие от состояния сужающего устройства и диаметра трубопровода, значительная длина прямых участков измерительного трубопровода до и после сужающего устройства.

Скоростные (турбинные и роторные) расходомеры и счетчики также имеют большое количество недостатков:

- необходимость очистки газа до 5 микрон, а также его подогрев для проведения измерений с точностными характеристиками, указанными в эксплуатационной документации на счетчик;
- высокая стоимость датчиков на высоких давлениях ($>25 \text{ кг/см}^2$);
- процесс калибровки счетчика трудоемкий и достаточно дорогой;
 - низкая устойчивость к перегрузкам;
 - требуется установка предохранительной арматуры при размещении счетчиков после редуцирования газа.

Наиболее перспективным методом измерения, который выступает реальной альтернативой традиционным, является ультразвуковой метод.

Для проведения сравнительного анализа результатов измерения расхода природного газа диафрагму и ультразвуковой счетчик устанавливают последовательно на одном измерительном газопроводе.

Работа ультразвуковых расходомеров основана на зависимости от расхода разности времени прохождения ультразвуковых сигналов по потоку и против него [1].

При реализации ультразвукового метода измерение расхода можно свести к определению времени излучения и приема сигналов, разности фаз и разности частот при прохождении ультразвуковых волн (частотой выше 15 кГц) вдоль и против направления движущегося потока.

Ультразвуковые расходомеры обеспечивают погрешность измерения, не превышающую $0,5 \%$ от измеряемого значения при скорости движения до 10 м/с и диаметре трубопровода 2 м [2].

Сам ультразвуковой счетчик представляет собой измерительное устройство, которое состоит из датчиков, обычно расположенных вдоль стенки трубы. Датчики устанавливаются в трубопровод герметично.

Ультразвуковые импульсы попеременно излучаются одним датчиком и принимаются другим.

Главными элементами первичных преобразователей являются пьезоэлементы, преобразующие переменное электрическое напряжение в ультразвуковые колебания. Ультразвуковые расходомеры по числу акустических лучей подразделяются на однолучевые, двухлучевые и многолучевые. У первых имеется только два пьезоэлемента, каждый из которых по очереди выполняет функции излучения и приема. Вторые имеют два акустических луча, которые располагаются параллельно или перекрещиваются друг с другом. Многолучевые применяются при необходимости измерения расхода потока с искажаемой кинематической структурой и достижения повышенной точности.

Работа расходомеров с одним путем прохождения сигнала основана на предположении, что в любом крупном потоке скорость газа симметрична относительно оси трубопровода. Однако скорость газа редко бывает симметричной. Она находится под влиянием множества факторов, таких как конфигурация труб, их состояние и т.д. и все это влияет на симметрию потока, проходящего через расходомер. С помощью компьютерного моделирования раз-

личных скоростных разрезов фирма Daniel определила, что использование четырех путей измерения является оптимальным решением для измерения асимметричного потока. Дальнейшее увеличение количества путей измерения не вносит существенного улучшения в точность расходомера. При меньшем количестве путей измерения точность ультразвукового расходомера серьезно ухудшается.

Ниже приводятся сравнительные результаты совместной работы двух различных методов измерения объемного расхода газа: при использовании диафрагмы и ультразвукового счетчика, последовательно установленных на измерительном трубопроводе, действующей газоизмерительной станции. Усредненные за год результаты мониторинга, проводившегося в течение года на пяти измерительных трубопроводах, представлены на рис. 1.

Оценкой работы двух систем служит относительное расхождение между результатами измерений [3]:

$$\delta_A = \frac{A_{\text{диафр.}} - A_{\text{сч.}}}{A_{\text{диафр.}}} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где δ_A – относительное расхождение параметра между методом переменного перепада давления и ультразвуковым счетчиком; $A_{\text{диафр.}}$ – значение параметра, измеренное при помощи диафрагмы; $A_{\text{сч.}}$ – значение параметра, измеренное при помощи ультразвукового счетчика.

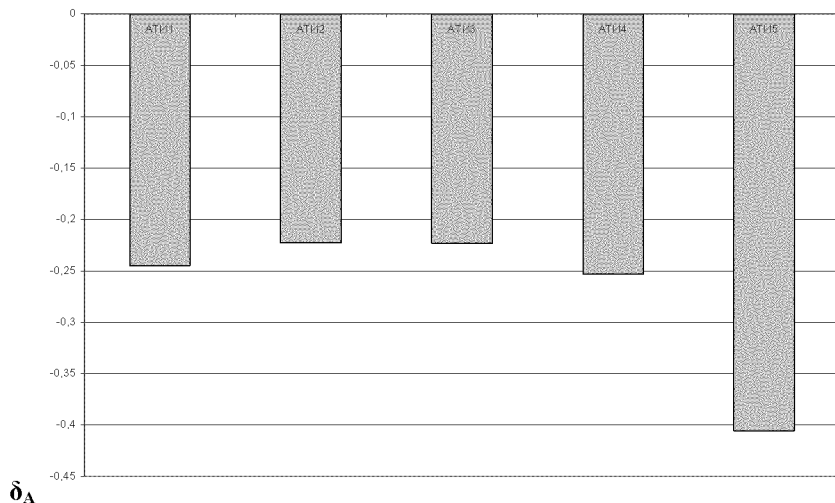


Рис. 1. Среднее относительное расхождение между методом перепада давления и ультразвуковым счетчиком

Относительное значение величины расхождения имеет явно выраженную тенденцию к завышению показаний измеренного объема газа ультразвуку-

ковым счетчиком по отношению к диафрагме. При этом корреляция расхождения и объема газа, расхождения и физико-химических параметров не была обнаружена.

В то же время можно предположить, что распределение потоков газа в измерительных трубопроводах, происходящее по определенным законам, вызывает изменение величины расхождения в зависимости от удаленности каждого конкретного измерительного трубопровода от общего входного и выходного коллектора.

Величина и знак расхождений зависит от проведенных калибровок преобразователей разности давления ΔP , давления P и температуры T .

Как известно, ультразвуковой счетчик не подвержен влиянию чистоты газа на процесс измерения, а сезонная составляющая газа не влияет на результаты.

При сравнении ультразвукового метода учета газа с наиболее распространенным на Украине методом перепада давления можно сделать выводы, что расходомер, работающий на ультразвуковом методе, обеспечивает стабильную работу с высокой точностью и повторяемостью измерений.

Ультразвуковой расходомер обладает очень широким рабочим диапазоном измерения. Дублирование измерений по нескольким каналам и встроенные системы диагностики позволяют заменить громоздкие многониточные узлы учета газа одним ультразвуковым расходомером.

Наличие возможности самодиагностики как средствами внутреннего программного обеспечения, так и дистанционными способами позволяет этому методу измерения стать перспективным для применения в газотранспортной системе Украины.

Фактором, затрудняющим широкое внедрение ультразвуковых счетчиков, является цена технических средств, которые необходимы для эксплуатации данного метода. Но несмотря на это, внедрение ультразвуковых счетчиков позволит достичь значительного повышения точности измерения объемного расхода газа с гораздо меньшими затратами на подготовку газа, чем при использовании традиционных методов измерения.

Список литературы: 1. *Кремлевский П.П.* Расходомеры и счетчики количества. Л.: Машиностроение, 1975, 776 стр. 2. *Зайцев С.А., Грибонов Д.Д., Толстов А.Н., Миркуров Р.В.* Контрольно-измерительные приборы и инструменты – М.: Издательский центр «Академия», 2003 – 464 с. 3. *Тюрин Н.И.* Введение в метрологию. М.: Издательство стандартов, 1976, 305 стр. 4.

Поступила в редколлегию 26.05.09

Р.П. МИГУЩЕНКО, канд. техн. наук, доцент НТУ «ХПИ»
О.Ю. КРОПАЧЕК, канд. техн. наук, ст. преподаватель НТУ «ХПИ»
О.В. МАСЛОВА, магистр НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КООРДИНАТОРА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕСС-ЭКСТРУДЕРА МАСЛИЧНЫХ КУЛЬТУР

В статті проаналізована математична модель п'ятизонного прес-екструдера маслянистих культур, вибрана цільова функція, визначені критерії досягнення цільової функції, розроблені апаратні та алгоритмічні забезпечення системи управління прес-екструдером, намічені перспективи подальших досліджень

In article the mathematical model a press-ekstrudera of olive cultures is analysed, criterion function is chosen, criteria of achievement of criterion function are defined, developed hardware and algorithmic maintenance of a control system a press-ekstruderom, prospects of the further researches are planned

Постановка проблемы. Пресс-экструдер, предназначенный для производства растительных масел [1], представляет собой стратегически важный объект для промышленности Украины. Универсализация работы указанного объекта на различных масличных культурах (подсолнечник, соя, рапс и т.д.) с одновременным достижением максимально возможного выхода полезного продукта (растительного масла) может быть достигнута за счет внедрения соответствующей системы управления [2].

Анализ литературы. В [3] была решена выдвинутая задача путем применения адаптивной системы управления. Указанная система позволяла осуществлять поиск максимального значения целевой функции за счет подбора оптимального вектора температур зон нагрева пресс-экструдера. Однако, большая инерционность объекта автоматизации в реальных промышленных условиях часто приводила к несоблюдению неравенства:

$$t_p \gg t_a,$$

где t_p – время работы прессы на застabilизированном сырье, t_a – время адаптации, что ставит под сомнение работоспособность адаптивной системы.

Поэтому авторами была выдвинута идея рассмотреть в качестве управлений изменяющиеся зазоры в зерных зонах [4]. В этом случае постоянные времени регулирования являются гораздо ниже, а следовательно, использование адаптивной системы управления будет эффективней.

Целью статьи является разработка алгоритмического обеспечения адаптивной системы управления пресс-экструдером масличных культур с управлениями в виде изменяющихся зазоров зерных зон.

Параметрическая идентификация математической модели пресс-экструдера. Для разработки алгоритма работы системы управления пресс-

экструдера его математическую модель [2] целесообразно представить в виде:

$$\begin{cases} T_{31} = T_{21} \exp(-\frac{A_3}{\beta_{11}}) + B_3, \\ T_{51} = T_{41} \exp(-\frac{A_5}{\beta_{21}}) + B_5, \end{cases}$$

где T_3, T_5 – температуры в первой и второй зерной зоне соответственно, β_1, β_2 – выход полезного продукта из первой и второй зерной зоны соответственно, A_3, A_5, B_3, B_5 – коэффициенты, характеризующие вид и параметры перерабатываемого сырья.

Вторые индексы при переменных означают принадлежность температурной точке в зерных зонах (1 или 2). Шаг в малом, сделанный по T_2, T_4 приводит к новой системе уравнений:

$$\begin{cases} T_{32} = T_{22} \exp(-\frac{A_3}{\beta_{12}}) + B_3, \\ T_{52} = T_{42} \exp(-\frac{A_5}{\beta_{22}}) + B_5 \end{cases}$$

и фактически образуются следующие системы уравнений:

$$\begin{cases} T_{31} = T_{21} - T_{21} \frac{A_3}{\beta_{11}} + B_3, \\ T_{32} = T_{22} - T_{22} \frac{A_3}{\beta_{12}} + B_3, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} T_{51} = T_{41} \exp(-\frac{A_5}{\beta_{21}}) + B_5, \\ T_{52} = T_{42} \exp(-\frac{A_5}{\beta_{22}}) + B_5, \end{cases} \quad (2)$$

Из уравнений (1, 2) находим коэффициенты A_i, B_i , которые определяют характер поверхности $\eta = f(T_3, T_5, A_i, B_i)$, где $\eta = \beta_1 + \beta_2$ – фактический выход полезного продукта из пресса, [3]:

$$A_3 = \frac{T_{31} - T_{32} - T_{21} + T_{22}}{\frac{T_{22}}{\beta_{12}} - \frac{T_{21}}{\beta_{11}}}, \quad (3)$$

$$B_3 = T_{32} - T_{22} + T_{22} \frac{A_3}{\beta_{12}}, \quad (4)$$

$$A_5 = \frac{T_{51} - T_{52} - T_{41} + T_{42}}{\frac{T_{42}}{\beta_{22}} - \frac{T_{41}}{\beta_{21}}}, \quad (5)$$

$$B_5 = T_{52} - T_{42} + T_{42} \frac{A_5}{\beta_{22}}. \quad (6)$$

Согласно [2] коэффициенты A_i, B_i , полученные в (3-6) имеют вид:

$$A_3 = -\frac{\alpha q S}{\beta_1 M c_3}, \quad B_3 = \frac{q Q_1 \delta}{M c_3}, \quad A_5 = -\frac{\alpha q S}{\beta_2 M c_5}, \quad B_5 = \frac{q Q_2 \delta}{M c_5}, \quad (7)$$

где α – коэффициент теплового обмена, M – масса сырья, проходящая через зерную зону, S – площадь зерных зон, сквозь которые происходит вынос полезного продукта, c_3, c_5 – удельная теплоемкость сырья в соответствующих зонах, δ – относительная длина зерной зоны, Q_1, Q_2 – мощность внутреннего тепловыделения первой и второй зерной зоны соответственно.

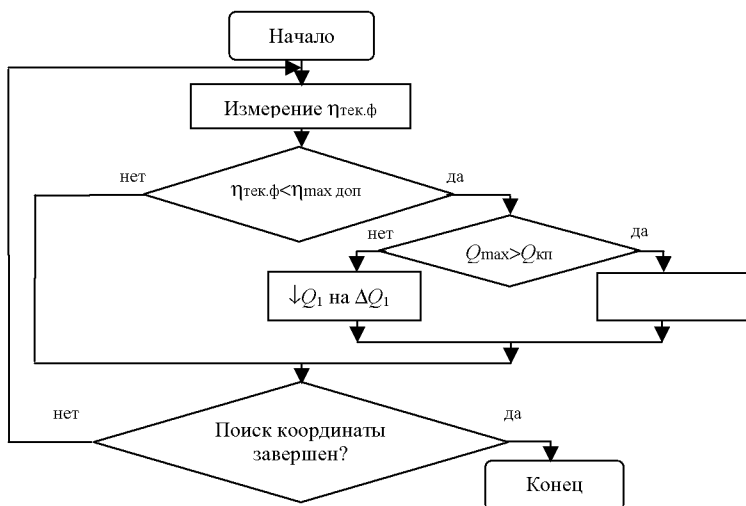
Согласно [4] переменные Q_1, Q_2 связаны корреляционной зависимостью с зазорами в зерных зонах и их вариация, при глобальной неизменности перерабатываемого сырья пресс-экструдером способна привести к увеличению значений β_1, β_2 (выход полезного продукта) до максимально возможного уровня, ограниченного качеством полезного продукта.

Разработка алгоритма работы системы управления пресс-экструдером. При разработке алгоритма работы автоматизированной системы необходимо учесть: 1. Характер поверхности $\eta = f(T_3, T_5, A_i, B_i)$ является уни-модальным; 2. Согласно исследованиям в [4] экстремум рассматриваемой поверхности находится вне разрешенной зоны [5]; 3. Переменные Q_1, Q_2 в (7) являются не наблюдаемыми.

Скудность информации при оптимизации предполагает однозначное использование поисковой адаптации. Регулярными методами поиска в этом случае могут быть [5]: 1. Метод Гаусса—Зайделя; 2. Сканирование; 3. Метод градиента; 4. Метод наискорейшего спуска; 5. Методы экстраполяционного поиска; 6. Метод случайного поиска и др. Анализ достоинств и недостатков представленных методов в исследуемом технологическом процессе позволил выбрать в качестве базового метод Гаусса—Зайделя.

В методе Гаусса — Зайделя производится поочередное изменение координат x_1, x_2, \dots, x_n и определяются частные экстремумы $\partial J(x)/\partial x_i = 0$ по каждой из координат, при этом все координаты, кроме выбранной, закрепляются. Взяв координату x_1 , при постоянных или нулевых значениях остальных координат отыскивают минимум $\partial j(x)/\partial x_1$. После обращения в нуль $\partial J(x)/\partial x = 0$ найденное значение x_1 закрепляется и изменяется координата x_2 до обращения в нуль частной производной $\partial j(x)/\partial x_2 = 0$ и т.д. Затем осуществляют повторный цикл изменений, начиная с координаты x_1 , и так пока точка экстремума не окажется экстремальной для всех координат.

Алгоритм поиска для одного канала представлен на рисунке.



Выводы. При разработке алгоритма функционирования адаптивной системы управления пресс-экструдерами масличных культур авторами была решена задача параметрической идентификации моделей исследуемых агрегатов, предложено нахождение коэффициентов математической модели прессы, отражающих тип и параметры перерабатываемого сырья, в масштабе реального времени, выбран метод регулярного поиска в условиях нахождения экстремума вне разрешенной зоны.

Перспективы дальнейших исследований. Для реализации системы управления с предложенным алгоритмическим обеспечением необходимо тщательное исследование границ разрешенной зоны [5] при варьировании зазорами в зерновых зонах. Такие границы определяются качеством получаемого полезного продукта. По априорным сведениям косвенным показателем выхода в неразрешенную зону регулярного поиска может служить потребляемый ток асинхронного двигателя привода подачи сырья.

Список литературы: 1. Пресс для отжима растительных масел: Патент на изобретение, Государственное патентное ведомство Украины / В.Г. Губарев, В.А. Мельтюхов, В.В. Сулима. - №3144; Опубл. 16.05.1994. 2. Овчаренко А.И., Сухер А.Н., Мизуценко Р.П. Постановка задачи оптимального управления многозонными проходными технологическими агрегатами. // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. Сборник научных трудов ХГПУ. –1999. -вып.7, ч.3. - С.299–302. 3. Мизуценко Р.П. Адаптивная система управления многозонных проходных технологических агрегатов: Дис. канд. техн. наук.: 05. 13. 07. – Харьков, 2001. – 187 с. 4. Мизуценко Р.П., Кропачек О.Ю., Маслова О.В. Анализ теплофизической модели пресс-экструдеров масличных культур // Вестник НТУ "ХПИ". – 2008. -Вып.56. - С.132–135. 5. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс: Пер. с англ. -М.: Радио и связь, 1988. -128с.

Поступила в редколлегию 25.05.09

Ю.Ф. ПАВЛЕНКО, док. тех. наук, проф., НТУ «ХПИ»
О.В. ГУСЕЛЬНИКОВ, студент НТУ «ХПИ» (м. Харків)

ТЕРМОПЕРЕТВОРЮВАЧ РОБОЧОГО ЕТАЛОНА ОДИНИЦІ ЗМІННОЇ НАПРУГИ ВИСОКОЇ ЧАСТОТИ

Стаття присвячена розробці термоперетворювача робочого еталона одиниці змінної напруги високої частоти. Головною перевагою розробленого пристрою є висока точність, простота схеми. Наведена схема термоперетворювача, принцип її роботи, та оцінка похибки робочого еталона.

The article is devoted development of termoperetvoryuvacha working of etalon unit of variable tension of high-purity. Main advantage of the developed device is high exactness, simplicity of chart. Resulted chart of temperature transducer, principle of its work, and estimation of error of worker of etalona.

Розроблено термоперетворювач (ТП) еталона одиниці змінної напруги високої частоти (30 МГц–1000 МГц), суть якого полягає в тому, що для перетворення електричної енергії в теплову використовується безреактивний резистор [1]. З боку, протилежному резистивному шару, приклеєно термістор, який перетворює теплову енергію в електричний параметр – зміну власного електричного опору. Еквівалентна схема термоперетворювача наведена на рисунку 1.

При поданні ВЧ-сигнала на термоперетворювач ВЧ-струм, що протікає через резистор R_1 , нагріває його і термістор R_2 . Опір останнього змінюється в залежності від прикладеної ВЧ-напруги. Термістор включено до вимірювальної схеми (перетворювач „опір – постійна напруга”). Регулюванням опорної напруги встановлюється умовне значення постійної напруги на виході ТП, яке реєструється за допомогою вольтметра-компаратора (U_K). Після цього на резистор R_1 замість ВЧ подається постійна напруга (від прецизійного джерела) рівень якої регулюється до досягнення такого ж показу компаратора U_K . При цьому $U_{\sim} = U_{=}$, де $U_{=}$ - постійна напруга на вході ТП, яка вимірюється прецизійним вольтметром.

Конструктивно термоперетворювач виконано таким чином, щоб забезпечити включення пробника вольтметра в потенціальну точку терморезистора і забезпечити мінімум реактансів схеми. ТП розміщений в масивному корпусі з термоізоляційних матеріалів

(пенопласт, текстоліт) і представляє собою термостат з додатковим терморегулюванням.

Найбільш суттєві моменти цієї схеми є:

1) Використання резистора з надзвичайно малою паразитною індуктивністю.

2) Реактansi термістора не включені до електричної схеми ТП за ВЧ-напругою, що суттєво знижує частотну похибку (θ_f) еталона.

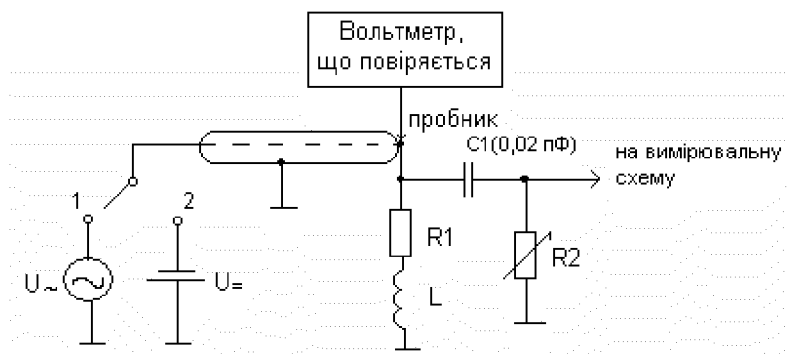


Рис. 1. Еквівалентна схема ТП еталона:

R_1 - навантажувальний резистор; L - паразитна індуктивність резистора; C_1 - паразитна ємність, що характеризує електричний зв'язок між резистором R_1 і термістором R_2 ; R_2 - термістор

В якості навантаження термоперетворювача, використано високочастотний резистор типів *ММА 0204 HF* або *МСТ 0603 HF* (рис. 2), які за даними виробники, мають найменшу власну реактивність.

Оскільки реактивність навантаження (індуктивного характеру) є основним джерелом систематичної похибки еталона.

Були проведені дослідження цих резисторів двома методами [2]:

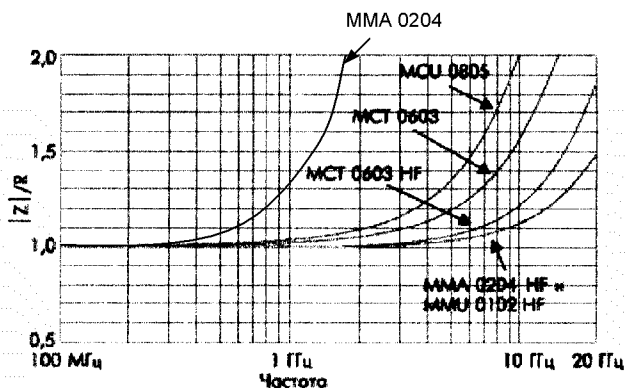


Рис. 2. Частотні характеристики деяких резисторів

розрахунковим-через геометричні розміри (рис.3), на основі законів електро-динаміки, а також експериментальним.

$$L = 2l(\ln \frac{2l}{b+d} + 0,75),$$

де L - паразитна індуктивність; l - довжина резистора (0,2 см); b - ширина резистора (0,1 см); d - товщина резистивного слою (0,01 см).

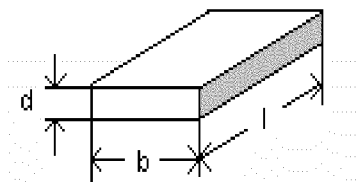


Рис. 3. Геометричні розміри резистора

Обидва методи дали близькі результати, що паразитна індуктивність не перевищує 0.7 нГн.

Маючи це значення індуктивності, неважко розрахувати частотну похибку еталона за формулою:

$$\theta_f = \frac{1}{4} \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2,$$

що складає близько $2.5 \cdot 10^{-3}$ на частоті 1000 МГц.

Окрім термоперетворювача в схемі робочого еталона використовуються серійні прилади:

Генератори РГ4-02 і РГ4-03 в якості джерела змінної напруги, вольтметр В7-46 в якості вольтметра-компаратора, зразковий вольтметр В7-54А, а також керуюча обчислювальна система на базі ПЕОМ, яка працює за спеціальною програмою.

Метрологічні характеристики робочого еталона складають:

- 1) Діапазон частот 30 МГц- 1000 МГц.
- 2) Нивиключена систематична похибка від $1 \cdot 10^{-4}$ до $3 \cdot 10^{-3}$
- 3) Середньоквадратичне відхилення випадкової похибки від $2 \cdot 10^{-4}$ до $2 \cdot 10^{-3}$
- 4) Вихідна напруга до 3 В.

Список використаної літератури: 1. *Механиков А.И.* Эталон для поверки высокочастотных вольтметров. – Измерительная техника. – 2002. – №3. – с. 47-50. 2. *Рэд Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – М.: 1990. – 256 с.

Поступила в редколлегию 25.07.09

А.И. РОГАЧЁВ, д. т. н., проф. НТУ «ХПИ» (г. Харьков),
Д.Н. ЦЯЦЬКА, студент НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

ОПТИМИЗАЦИЯ РАБОТЫ УСТАНОВКИ ДЛЯ РАЗРЕЗАНИЯ МОНОКРИСТАЛЛОВ

В статті досліджується процес розрізання водорозчинних монокристалів. Проведено оптимізацію режиму розрізання по критеріям мінімізації амплітуди коливань, поперечних до площини різки нитки, та витрат енергії на реалізацію оптимального управління.

In article cutting process of water-soluble mono-crystals is explored. The optimization cutting conditions with the help criterions of minimization amplitude of transverse to the cutting plane oscillation of the thread and of expenditure electric power for the realization of optimal control is conducted.

В процессе разрезания водорастворимых монокристаллов вращающейся хлопчатобумажной нитью на поверхности реза могут возникать дефекты из-за отклонения нити от вертикального положения в плоскости, перпендикулярной к направлению реза, что связано с воздействием на нее различных возмущений. Это приводит к необходимости дополнительной шлифовки поверхности реза, снижающей выход готовой продукции. В связи с этим возникает задача оптимизации работы установки для порезки кристаллов с целью минимизации дефектов реза при минимизации энергозатрат, которая и рассматривается в данной статье.

Ранее в [1], [2] разработана математическая модель объекта управления, состоящего из режущей нити и самого кристалла. На основе исследования модели получены соотношения для оценки колебаний при поступательном движении нити, проведен анализ динамики модели всей системы автоматического управления и получены условия устойчивости замкнутой системы, что позволило разработать методику выбора оптимальных параметров системы по критерию запаса устойчивости на базе вариации времени запаздывания.

В данной статье исследуется задача погашения колебаний режущей нити в поперечном направлении по отношению к плоскости реза за минимальное время и при минимизации расхода энергии, затрачиваемой на соответствующее управление. Для этого предложено представить процесс порезки кристалла нитью в виде уравнения колебаний струны, закрепленной в двух точках [3]:

$$\frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial t^2} = a^2 \cdot \frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial x^2}, \quad (0 \leq x \leq l; t \geq 0) \quad (1)$$

где $a = \frac{T_0}{\rho}$, T_0 – постоянная силы натяжения нити, ρ – линейная плотность нити, t – время, x – текущая координата по длине нити, $Q(x, t)$ – функция отклонения нити в плоскости, перпендикулярной к плоскости реза. За точки «за-

крепления» нити A и B принимаются оси верхнего и нижнего роликов. Так как к нити прикладывать воздействие невозможно, то его нужно передавать через оси роликов, воздействуя на несущий кронштейн. Рассматривается случай, когда это воздействие $u(\tau)$ приложено с одной стороны, т.е. к оси верхнего ролика (точка A). Тогда если эту точку принять за начало координат x , то $x(B) = \ell$, а $x(A) = 0$.

Если ввести подстановку $\tau = at$, то уравнение (1) можно переписать в виде

$$\frac{\partial^2 Q}{\partial \tau^2} = \frac{\partial^2 Q}{\partial x^2}, \quad (0 \leq x \leq \ell; \tau = at; t \geq 0). \quad (2)$$

Предположим, что при $\tau = 0$ начальное состояние нити описывается следующими условиями:

$$Q(x, 0) = Q_0(x), \quad \frac{\partial Q}{\partial \tau}(x, 0) = \dot{Q}_0(x), \quad (0 \leq x \leq \ell). \quad (3)$$

Граничные условия будут иметь вид

$$Q(\ell, \tau) = 0, \quad Q(0, \tau) = u(\tau), \quad (\tau \geq 0). \quad (4)$$

Пусть затраты энергии на управление в каждый момент времени τ пропорциональны квадрату управляющего воздействия. Тогда за всё время успокоения нити $\tau = T$ эти затраты составят

$$q = \int_0^T u^2(\tau) d\tau. \quad (5)$$

Задачу оптимального управления теперь можно поставить следующим образом: найти такое управление $u(\tau)$, приложенное к оси верхнего ролика, чтобы возникшие под воздействием внешних возмущений поперечные колебания нити полностью исчезли за минимально возможное время $\tau_{\min} = T$, причём затраты энергии q также должны быть минимальны.

Подобная задача решалась в работе [4] для общего случая колебательной системы с распределёнными параметрами. Используя результаты этой работы, найдём решение задачи для нашего объекта, считая пока нить неподвижной.

Решение уравнения (2) можно представить как сумму двух функций

$$Q(x, \tau) = Q_1(x, \tau) + Q_2(x, \tau), \quad (6)$$

где $Q_1(x, \tau)$ – это свободные колебания нити от ненулевых начальных условий, а $Q_2(x, \tau)$ – это вынужденные колебания от управления $u(\tau)$, которое и должно быть найдено. Введя для упрощения подстановку $y = \pi x / \ell$, запишем решение:

$$Q_1(y, \tau) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cos k\tau + \frac{1}{k} b_k \sin k\tau \right) \sin ky, \quad (7)$$

$$Q_2(y, \tau) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\tau} \sum_{k=1}^{\infty} \sin k(\tau - t) \sin ky u(t) dt, \quad (8)$$

$$\text{где } a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} Q_0(y) \sin ky dy, \quad (k = 1, 2, \dots), \quad (9)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \dot{Q}_0(y) \sin ky dy, \quad (k = 1, 2, \dots). \quad (10)$$

Потребуем, чтобы в конечный момент времени $\tau_{\text{мин}} = T$ было получено как нулевое распределение амплитуд колебаний нити, так и нулевое распределение их скоростей. Эти условия можно записать в виде

$$Q(y, T) = Q_1(y, T) + Q_2(y, T) = 0, \quad (11)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial \tau}(y, T) = \frac{\partial Q_1}{\partial \tau}(y, T) + \frac{\partial Q_2}{\partial \tau}(y, T) = 0. \quad (12)$$

Подставляя в (11), (12) выражения (7), (8) и выполняя операцию дифференцирования, получаем

$$\sum_{k=1}^{\infty} \sin ky \left[a_k \cos kT + \frac{1}{k} b_k \sin kT + \frac{2}{\pi} \int_0^T \sin k(T - t) u(t) dt \right] = 0, \quad (13)$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} \sin ky \left[-ka_k \sin kT + b_k \cos kT + \frac{2k}{\pi} \int_0^T \cos k(T - t) u(t) dt \right] = 0. \quad (14)$$

Для выполнения условий (13), (14) необходимо и достаточно, чтобы все коэффициенты при $\sin ky$ в этих двух формулах для $k = 1, 2, \dots$ были равны нулю. Отсюда получаем бесконечную систему равенств:

$$\frac{\pi}{2} a_k \cos kT + \frac{\pi}{2k} b_k \sin kT + \int_0^T u(t) \sin k(T - t) dt = 0, \quad (k = 1, 2, \dots), \quad (15)$$

$$-\frac{\pi}{2} a_k \sin kT + \frac{\pi}{2k} b_k \cos kT + \int_0^T u(t) \cos k(T - t) dt = 0, \quad (k = 1, 2, \dots) \quad (16)$$

С помощью алгебраических преобразований выражения (15), (16) можно привести к более простому виду

$$\int_0^T u(t) \sin ktdt = \frac{\pi}{2} a_k, \quad (k = 1, 2, \dots), \quad (17) \quad \int_0^T u(t) \cos ktdt = -\frac{\pi}{2k} b_k, \quad (k = 1, 2, \dots). \quad (18)$$

Найденная система равенств (17), (18) определяет условия полного ус-

покоения нити, а задача нахождения соответствующего оптимального управления $u(t)$ эквивалентна задаче о разрешимости бесконечной проблемы моментов [4].

Прежде, чем переходить к поиску оптимального управления, определим нижнюю границу времени успокоения $\tau_{\min} = T$. Для этого воспользуемся следующими соображениями. Скорость распространения стоячей волны, вызванной каким-либо возмущением, при заданных свойствах нити является величиной неизменной. Если эта скорость равна a , а длина нити между роликками равна l , то время пробега этой волны от источника возмущения до конца нити и обратно $t = 2l/a$. С учётом введенных для упрощения подстановок $\tau = at$ и $y = \pi x/l$ в новых координатах $l = \pi$, а время пробега двойной длины нити в относительных единицах $\tau = 2\pi$. Очевидно, что эта величина и определяет нижний предел времени, необходимого для полного успокоения системы из произвольного начального состояния. Если в верхние пределы интегралов в формулах (17), (18) подставить $T = 2\pi$, то этим условиям будет удовлетворять множество искомых управлений

$$u(\tau) = C + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \sin k\tau - \frac{1}{k} b_k \cos k\tau \right), \quad (19)$$

где C – произвольная постоянная.

Константу C выбираем из условия минимума потерь энергии на управление, определяемых в виде функционала (5). Найти константу C можно путём стандартной процедуры поиска экстремума функции. Для этого представим формулу (19) в виде

$$u(\tau) = C + u_1(\tau) \quad (20)$$

и продифференцируем выражение (5) по переменной C .

$$\frac{\partial q}{\partial C} = \frac{\partial}{\partial C} \int_0^T (C + u_1(\tau))^2 d\tau = \frac{\partial}{\partial C} \left[C^2 T + 2C \int_0^T u_1(\tau) d\tau + \int_0^T u_1^2(\tau) d\tau \right]. \quad (21)$$

Так как при $T = 2\pi$

$$\int_0^{2\pi} u_1(\tau) d\tau = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left(-\frac{b_k}{k} \cos k\tau + a_k \sin k\tau \right) d\tau = 0,$$

то из (21) вытекает, что минимум потерь энергии q будет иметь место при $C = 0$. Поэтому

$$u_{\text{опт}}(\tau) = u_1(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \sin k\tau - \frac{b_k}{k} \cos k\tau \right). \quad (22)$$

Если теперь использовать выражения (9), (10), то $u_{\text{опт}}$ можно выразить через

начальные распределения амплитуд нити $Q_0(y)$ и их скоростей $\dot{Q}_0(y)$:

$$u_{\text{опт}}(\tau) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\int_0^y \dot{Q}_0(t) dt \right) \cos ky dy \cos k\tau + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} Q_0(y) \sin ky dy \sin k\tau. \quad (23)$$

Найденное управление (23) минимизирует затраты энергии в соответствии с функционалом (5), обеспечивая минимальное время успокоения нити. И хотя такая минимизация ограничивает среднее количество использованной энергии на управление за время $T = 2\pi$, однако на отдельных интервалах времени величина $u(\tau)$ может выйти за пределы своего максимально допустимого значения. В этом случае в качестве дополнительного условия для нахождения константы C в выражении (19) следует выбрать условие

$$|u(\tau)| \leq u_{\text{макс}}, \quad (0 \leq \tau \leq 2\pi). \quad (24)$$

Можно подойти к решению этой проблемы и иначе. Следует увеличить время успокоения $T > 2\pi$ и вновь проверить условие (24). Так можно поступать до тех пор, пока неравенство (24) не будет выполнено. Выбор того или иного решения зависит от требований конкретной задачи.

В рассматриваемой системе, в отличие от известной задачи математической физики, нить не остаётся неподвижно закреплённой между точками A и B , а перемещается с постоянной линейной скоростью V_H . Поэтому для того, чтобы управление $u(\tau)$, прикладываемое к одной из этих точек, обеспечивало эффективное управление, необходимо, чтобы скорость нити V_H была намного меньше, чем скорость распространения стоячей волны вдоль этой нити V_B .

Экспериментальные исследования, проведенные на реальной установке, показали, что оптимальной скоростью обращения нити, обеспечивающей наилучшее качество разреза и, в то же время, высокую производительность работы, является скорость $V_H = 5 \div 9 \text{ м/с}$, а оптимальная сила натяжения нити F_H не должна превышать 10 Н . Для разрезания кристаллов использовалась хлопчатобумажная нить диаметром $0,7 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ с плотностью $\rho \approx 0,4 \text{ кг/м}^3$. Учитывая, что длина нити между роликами составляет $l = 1 \text{ м}$, определим скорость a распространения колебаний вдоль нити:

$$a = \sqrt{\frac{F_H}{\rho_L}} = \sqrt{\frac{10}{1 \cdot 3,14 \cdot (0,35 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,4}} \approx 81,6 \text{ м/с}.$$

Даже при максимальной скорости обращения нити $V_H = 9 \text{ м/с}$ скорость распространения волны $V_B = 81,6 \text{ м/с}$ почти на порядок выше, а время полного успокоения колебаний

$$t_{\text{мин}} = \frac{2l}{a} = 0,024 \text{ с.}$$

За это время перемещение нити составит примерно $22 \cdot 10^{-2}$ м. Если колебание возникнет в той же точке, где будет приложено управление $u(t)$, то оно будет погашено ещё до попадания в область кристалла и за время $t_{\text{мин}}$ реального дефекта не возникнет.

Выводы. Найдено оптимальное решение задачи уменьшения дефектов при разрезании монокристаллов. В дальнейшем предполагается проведение натурного эксперимента или физического моделирования для подтверждения возможности реализации оптимального управления.

Список литературы: 1. *Рогачев А.И., Суздаль В.С., Абрамова Л.С.* Исследование процесса возникновения дефектов при разрезании монокристаллов// Вестник Харьковского политехнического института. – Харьков: ХГУ, 1990. – Вып.16. – №278. – С.11–13. 2. *Цяцька Д.Н., Рогачев А.И.* Цифровая система управления процессом обработки монокристаллов/ II Університетська науково-практична студентська конференція магістрів Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: тези доповідей: у 3-х т. – Т.2. – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – С.34–36. 3. *Бутковский А.Г.* Характеристики систем с распределенными параметрами. – М.: Наука, 1979. – 224 с. 4. *Бутковский А.Г.* Методы управления системами с распределенными параметрами. – М.: Наука, 1975. – 568 с.

Поступила в редколлегию 20.07.09

А.И. РОГАЧЕВ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»

А.В. БАЛЫКИН, студент НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

ОПТИМИЗАЦИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

В статті розглянуто оптимальне по швидкодії управління електроприводом постійного струму. Проведено синтез оптимального управління та моделювання системи у пакеті MATLAB/Simulink.

In this article fast-acting optimal control of electro-driver of direct current is considered.

The synthesis of law of optimal control and simulation of systems by package MATLAB/Simulink is conducted.

Постановка проблемы. К настоящему времени выполнено множество исследовательских работ, посвященных оптимизации по быстродействию работы электроприводов, которые большую часть производственного цикла находятся в режимах разгона, торможения и реверса [1,2]. Однако формальная постановка задачи оптимизации не всегда оказывается пригодной для технических приложений, что связано с различными причинами. В частности, если в процессе работы будут меняться или параметры самого объекта, или действующие на него возмущения, то будет изменяться и оптимальная траектория движения. В таких случаях необходимо успевать просчитывать новые значения оптимального управляющего воздействия за время, значительно меньшее длительности переходного процесса. При этом в большинстве случаев приходится решать систему нелинейных уравнений[3]. Альтернативой этому является реализация оптимального управления не в виде программного управления, а в виде замкнутой системы, когда это управление зависит только от текущего состояния электропривода и является инвариантным по отношению к текущему времени.

В статье рассматривается задача оптимального быстродействия для электропривода постоянного тока при обработке им переходов по скорости вращения. При безинерционном преобразователе такой электропривод с двигателем независимого возбуждения при постоянном потоке Φ_v и отсутствии момента нагрузки описывается системой дифференциальных уравнений в относительных единицах [2].

$$\frac{d\omega}{d\tau} = \frac{1}{\beta_M} i, \quad (1)$$

$$\frac{di}{d\tau} = u - \omega - i, \quad (2)$$

где ω , i – соответственно скорость вращения и ток якорной цепи; u – напряжение на обмотке якоря двигателя; β_M – отношение электромеханической постоянной времени T_M к постоянной времени цепи якоря $T_{\text{я}}$; $\tau = t/T_{\text{я}}$ – относительное время.

Рассмотрим случай, когда корни характеристического уравнения

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{\beta_M - 4}{4\beta_M}}, \quad (3)$$

являются действительными различными числами ($\beta_M > 4$).

Пусть $\omega_k = \omega(\tau = \tau_k)$, $\omega_0 = \omega(\tau = 0) = 0$. Известно [2], что для перевода электропривода, описанного уравнениями (1), (2), из состояния ω_0 , i_0 в состояние $\omega_k = i_k = 0$ за минимальное время потребуются два интервала релейного управления, причем при $\omega_k > 0$ на первом из них $u(\tau) = -u_{\max}$, а на втором $u(\tau) = +u_{\max}$, где u_{\max} – предельно допустимое значение напряжения на якоре двигателя.

Представим передаточную функцию электропривода в виде

$$K(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{k}{\beta_M p^2 + \beta_M p + 1} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{K}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)},$$

где $\Omega(p)$ – изображение скорости вращения (выходной сигнал); $U(p)$ – изображение управляющего воздействия (входной сигнал); T_1, T_2 – постоянные времени, связанные с полюсами λ_1 и λ_2 соотношениями

$$\lambda_1 \lambda_2 = \frac{1}{T_1 T_2} = \frac{1}{\beta_M}, \quad \lambda_1 + \lambda_2 = -\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} = -1,$$

$$K = \frac{k}{T_1 T_2} = \frac{k}{\beta_M} \text{ – статический коэффициент передачи.}$$

Запишем дифференциальное уравнение электропривода, разделив его на коэффициент β_M :

$$\frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{\beta_M} = Ku.$$

Введём новые переменные $y_1 = y$; $y_2 = \dot{y}$ и составим систему уравнений в пространстве переменных y_1, y_2 :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1/\beta_M & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ K \end{pmatrix} u,$$

или в векторной форме $\dot{\bar{y}} = A\bar{y} + B\bar{u}$, где

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1/\beta_M & -1 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ K \end{pmatrix}.$$

Следуя [4], выполним двойное преобразование координат и приведём систему уравнений к удобному для дальнейших операций виду:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \lambda_1 x_1 + \lambda_2 u, \\ \dot{x}_2 &= \lambda_2 x_2 + \lambda_2 u. \end{aligned} \quad (4)$$

Где x_1 и x_2 связаны с y_1 и y_2 известными линейными преобразованиями [4]. В частности, если $x_1 = x_2 = 0$, то $y_1 = y_2 = 0$, и наоборот. Преимуществом координат x_1 и x_2 состоит в том, что для них можно получить уравнения линии переключения в явном виде, что позволяет построить модель оптимальной системы в замкнутой форме.

Решая систему уравнений (4) и исключая время τ из этого решения, после простых преобразований получаем уравнение линии переключения:

$$x_2 = -u + (x_{20} + u) \left[\frac{x_1 + u}{x_{10} + u} \right]^\alpha, \quad \text{где } \alpha = \lambda_2 / \lambda_1. \quad (5)$$

Проведём моделирование оптимальной системы в среде MATLAB/Simulink при $u_{\max} = 1$ и $\beta_M = 4,5$. [5]. При этом модель должна соответствовать структурной схеме оптимальной системы, показанной на рис. 1

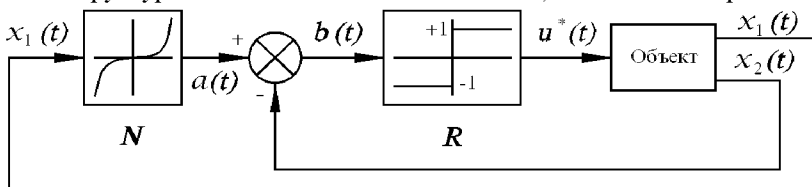


Рис. 1. Структурная схема оптимальной системы

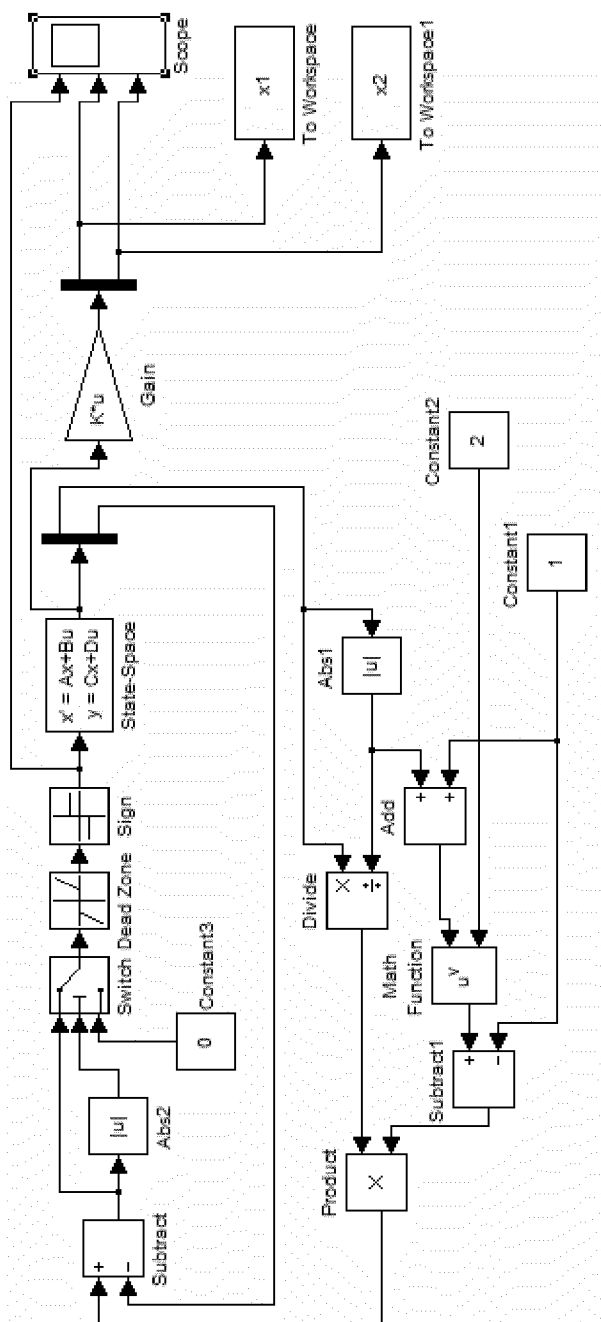


Рисунок 2 — Схема моделирования оптимальной системы

На рис. 2 представлена схема моделирования оптимальной системы, реализованной в среде *MATLAB/Simulink*.

На рис. 3 приведены результаты моделирования в виде оптимальных траекторий и оптимального управляющего воздействия.

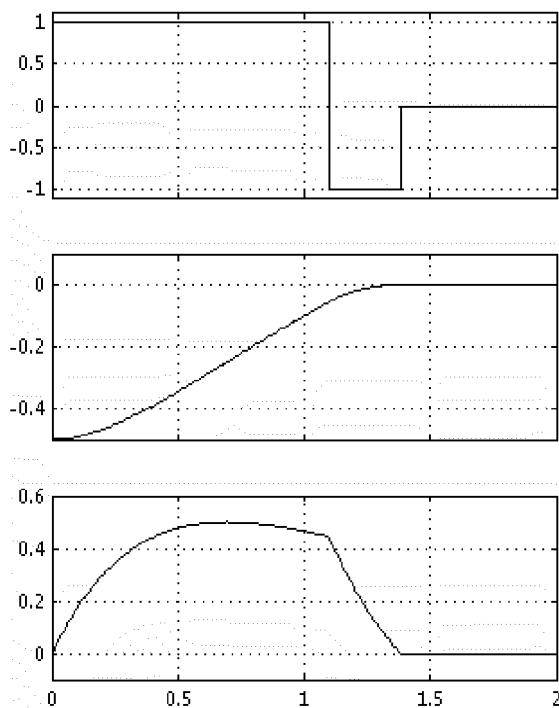


Рис. 3. Оптимальные траектории и управляющее воздействие

Выводы. Проведенные исследования подтвердили возможность построения оптимальной по быстродействию системы управления скоростью вращения двигателя электропривода постоянного тока в виде инвариантной по отношению к текущему времени системы. В дальнейшем предполагается получить аналогичные результаты для энергосберегающих законов управления электроприводами.

Список литературы: 1. Чистов В.П. и др. «Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока» – М.: Энергия, 1968. – 232с. 2. Пышало В.Д. и др. «Оптимальные по быстродействию промышленные электроприводы» – М.: Энергия, 1967. – 104с. 3. Рогачёв А.И., Сухер А.Н. «Расчёт параметров переходных процессов в быстродействующих электроприводах постоянного тока» // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: ХарДАЗТ, 2001. – №6. – С. –16-18. 4. Атанс М., Фалб,П. «Оптимальное управление» – М.: Машиностроение, 1968. – 764с. 5. Соколов Ю.Н. «Компьютерный анализ и проектирование систем управления. Ч.3.Оптимальные системы» – Учеб. Пособие. – Харьков: Нац.аэрокосм. ун-т. «Харьк. авиац. ин-т.», 2006.–272с.

О.В. СЕРАЯ, доцент, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»

Е.В. ЧУМАКОВА, студент НТУ «ХПИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ И ЕГО МОДИФИКАЦИИ В ЗАДАЧАХ ВЫБОРА ПРЕДПОЧТЕНИЙ

З використанням імітаційного експерименту досліджена швидкість збіжності процедури корекції матриці попарних порівнянь характеристик об'єктів. Встановлена залежність швидкості збіжності від розмірності матриці і ступеня розузгодності її елементів.

Degree of convergence of the correction procedure of matrix pairwise comparisons descriptions of objects with the use of imitation experiment is investigational. Dependence of degree of convergence is set on the dimension of matrix and degree of elements distortion.

Введение. Задача выбора предпочтений для сравниваемых объектов – традиционная задача человеческой практики. При этом, если объект характеризуется значениями n параметров (например, F_1, F_2, \dots, F_n), то задача выбора сводится к отысканию и использованию какого – либо обоснованного правила, в соответствии с которым можно было бы сравнить вектор $(F_{i1}, F_{i2}, \dots, F_{in})$ параметров i -го объекта и вектор $(F_{k1}, F_{k2}, \dots, F_{kn})$ параметров k -го объекта. Общеизвестные трудности непосредственного использования в этих целях векторного критерия инициировали разработку разнообразных приемов скаляризации критерия. Одной из таких наиболее часто используемых процедур скаляризации является расчет средневзвешенного показателя по формуле

$$y_i = w_1 F_{i1} + w_2 F_{i2} + \dots + w_n F_{in} = \sum_{j=1}^n w_j F_{ij},$$

где y_i – вычисленные значения скалярного показателя для i -го объекта; w_j – вес j -го параметра; F_{ij} – значение j -го параметра для i -го объекта.

Понятно, что использование подобных соотношений будет тем более корректным, чем точнее будут определены весовые коэффициенты w_j , $j = \overline{1, n}$. Для их оценки обычно используют результаты опроса экспертов. Качество оценки весовых коэффициентов при этом, как правило, бывает невысоким, ввиду традиционно плохой согласованности мнений экспертов. Гораздо лучшие результаты могут быть получены, если для расчета весовых коэффициентов использовать данные о попарных сравнениях значимости контролируемых параметров. Эти данные сводят в матрицу

$$A = \{a_{ij}\},$$

где a_{ij} – уровень значимости параметра i по сравнению с параметром j .

Потребуем, чтобы эта матрица обладала следующими свойствами:

1. для любого элемента матрицы $a_{ij} = 1/a_{ji}$;
2. для любой тройки (i, j, k) , задающей элементы a_{ij}, a_{ik}, a_{jk} матрицы A выполняется соотношение

$$a_{ik} = a_{ij} a_{jk}. \quad (1)$$

Такую матрицу будем называть согласованной. Просуммируем левую и правую части этого равенства по j . При этом

$$\sum_{j=1}^n a_{ik} = \sum_{j=1}^n a_{ij} a_{jk}, \quad i = \overline{1, n}, k = \overline{1, n},$$

откуда следует

$$a_{ik} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n a_{ij} a_{jk}, \quad i = \overline{1, n}, k = \overline{1, n}.$$

Матричный аналог этого соотношения имеет вид:

$$\frac{1}{n} AA = A. \quad (2)$$

Предположим, что известны весовые коэффициенты w_1, w_2, \dots, w_n задающие значимости (важность, ценность) параметров. Тогда значимость i -го параметра по сравнению с j -м естественно оценивать по формуле

$$a_{ij} = \frac{w_i}{w_j}, \quad i, j = \overline{1, n}, \quad (3)$$

откуда

$$a_{ij} \frac{w_j}{w_i} = 1, \quad i, j = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Суммируя (4) по j , получим

$$\sum_{j=1}^n a_{ij} w_j = n w_i, \quad i = \overline{1, n}.$$

Это соотношение в матричной форме имеет вид

$$Aw = nw.$$

Отсюда следует, что для обратносимметричной положительной матрицы A имеется собственное число, равное n , и соответствующий этому числу положительный собственный вектор w , компонентами которого являются веса элементов. Понятно, что если матрица A задана, то неизвестный вектор w может быть получен путем расчета собственного вектора этой матрицы,

соответствующего собственному числу, равному n . В [1] показано, что этот вектор w может быть рассчитан по формулам

$$w_i = \frac{1}{C} \sum_{j=1}^n a_{ij} = \frac{\sum_{j=1}^n a_{ij}}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij}}, \quad i = \overline{1, n}. \quad (5)$$

Понятно, что соотношения (5) позволят точно оценить веса сравниваемых параметров только, если для элементов матрицы A выполняется (1). Однако, на практике матрица A , содержащая результаты попарных сравнений признаков, определяемых экспертами, конечно, таковой не является.

В [1] предложена итерационная процедура коррекции матрицы попарных сравнений, приводящая ее к согласованной. Сходимость этой процедуры проведена экспериментально. Важным является вопрос о скорости сходимости процедуры согласования.

Цель работы – исследовать зависимость скорости сходимости процедуры коррекции от размерности матрицы попарных сравнений и степени рассогласованности ее элементов.

Основные результаты. В соответствии с [1] процедура коррекции организована следующим образом. Пусть проделано l шагов согласования, в результате чего получена матрица $\left(\hat{a}_{ij}^{(l)}\right)$. На очередном $(l+1)$ -м шаге осуществляется пересчет элементов этой матрицы по формулам

$$\hat{a}_{ij}^{(l+1)} = \frac{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}}{\frac{1}{n} \left(\sum_{k=1}^n a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\sum_{k=1}^n \frac{1}{a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}} \right)^{\frac{1}{2}}} = \left(\frac{\sum_{k=1}^n a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (6)$$

$$a_{ji}^{(l+1)} = \left(\frac{\sum_{k=1}^n \frac{1}{a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}}}{\sum_{k=1}^n a_{ik}^{(l)} \cdot a_{kj}^{(l)}} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{a_{ij}^{(l+1)}}, \quad i = \overline{1, n}, j = \overline{1, n}. \quad (7)$$

Пусть, например, по результатам экспертного оценивания получена матрица попарных сравнений

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0,2 & 0,08 & 0,04 & 0,15 & 1,5 \\ 5 & 1 & 0,5 & 0,2 & 0,8 & 10 \\ 12,5 & 2 & 1 & 0,5 & 2,0 & 15 \\ 25 & 5 & 2 & 1 & 4 & 40 \\ 6,667 & 1,25 & 0,5 & 0,25 & 1 & 10 \\ 0,667 & 0,1 & 0,067 & 0,025 & 0,1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Эта матрица обратносимметрична, но не транзитивна. В частности, $a_{34}a_{46} \neq a_{36}$. Действительно,

$$a_{34}a_{46} = 0,5 \cdot 40 = 20 \neq a_{36} = 15.$$

В связи с этим непосредственное использование матрицы A для оценивания вектора w невозможно.

Проведем процедуру коррекции. Первая итерация.

В соответствии с (6), (7) вычислим

$$A^{(1)} = \begin{pmatrix} 1 & 0,182 & 0,085 & 0,039 & 0,155 & 1,533 \\ 5,504 & 1 & 0,47 & 0,215 & 0,853 & 8,436 \\ 11,728 & 2,13 & 1 & 0,459 & 1,817 & 17,973 \\ 25,544 & 4,641 & 2,178 & 1 & 3,957 & 39,144 \\ 6,455 & 1,173 & 0,55 & 0,253 & 1 & 9,891 \\ 0,652 & 0,119 & 0,056 & 0,026 & 0,101 & 1 \end{pmatrix}.$$

Эта матрица существенно более согласована, нежели исходная. В самом деле, для той же тройки элементов имеем

$$a_{34}a_{46} = 0,459 \cdot 39,144 = 17,967 \approx a_{36} = 17,973.$$

Выполним еще одну итерацию коррекции, в результате которой получим

$$A^{(2)} = \begin{pmatrix} 1 & 0,182 & 0,085 & 0,039 & 0,155 & 1,533 \\ 5,505 & 1 & 0,469 & 0,215 & 0,853 & 8,436 \\ 11,726 & 2,13 & 1 & 0,459 & 1,817 & 17,971 \\ 25,543 & 4,64 & 2,178 & 1 & 3,957 & 39,147 \\ 6,455 & 1,173 & 0,55 & 0,253 & 1 & 9,892 \\ 0,652 & 0,119 & 0,056 & 0,026 & 0,101 & 1 \end{pmatrix}.$$

Эта матрица – практически согласована. В частности,

$$a_{34}a_{46} = a_{36} = 17,971.$$

Процедура коррекции завершена.

С целью исследования зависимости скорости сходимости процедуры коррекции от размерности матрицы и уровня отклонения ее элементов от согласованной проводился вычислительный эксперимент, организованный

следующим образом. Задавались исходные согласованные матрицы попарных сравнений размерности 5×5 , 10×10 , 15×15 , 20×20 , 30×30 . Далее осуществлялось их искажение путем добавления к случайно выбранным элементам этих матриц нормально распределенной случайной величины с математическим ожиданием, равным единице, и варьируемой дисперсией. Затем полученные матрицы согласовывались с использованием описанной процедуры коррекции. Для выбранной размерности матрицы и величины дисперсии искажения ее элементов эксперимент повторялся несколько раз. В результате были построены графики зависимости среднего числа итераций от размерности матрицы и дисперсии искажения, приведенные на рис. 1.

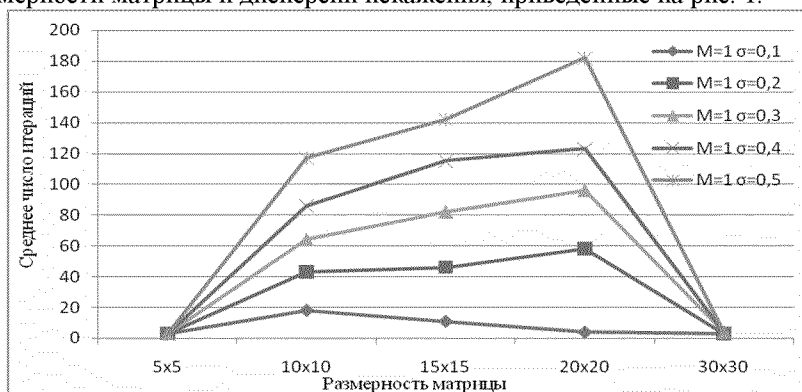


Рис. 1. Зависимость среднего числа итераций в процедуре согласования от размерности матрицы и дисперсии рассогласования

Анализ этих графиков позволяет сделать следующие выводы.

1. Требуемое для согласования число итераций, естественно, растет с увеличением дисперсии рассогласования элементов матрицы.

2. Полученная в эксперименте зависимость числа итераций от размерности задачи не тривиальна. Оказалось, что с увеличением размерности это число сначала растет, а затем снижается. Правдоподобное объяснение этому феномену таково. На скорость сходимости процедуры влияют два фактора.

Первый – число элементов матрицы, пропорциональное n^2 и ухудшающее сходимость. Второй – число связей между элементами матрицы, обеспечивающих ее транзитивность, которое пропорционально n^3 и улучшает сходимость. В реальном эксперименте с ростом n вначале сильнее действует первый фактор, а затем – второй.

Выводы. Таким образом, проведена оценка скорости сходимости процедуры корректировки, получена процедура согласования реальных матриц попарных сравнений, обеспечивающая корректность применения метода анализа иерархий.

Список литературы: 1. Раскин Л.Г. Нечеткая математика. Основы теории. Приложения / Л.Г. Раскин, О.В. Серая. –Х.: Парус, 2008. - 354 с.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Багмут И.А.</i> Наблюдаемость инструментальных погрешностей инерциального блока в интегрированной навигационной системе.....	3
<i>Балев В.Н., Маренич А.Н.</i> Регистрация и обработка данных в виртуальных электрокардиографах.....	15
<i>Балиута С.Н.</i> Исследование динамических характеристик главного электропривода широкополосного стана горячей прокатки как трехмассовой электромеханической системы	19
<i>Богомаз А.В.</i> Моделирование случайного сигнала с заданной спектральной плотностью мощности.....	29
<i>Галай В.М.</i> Похибки контролю діаметрів кварцових труб за допомогою системи технічного зору.....	33
<i>Герман Э.Е.</i> Преобразование классического ПИД контроллера в линейный нечеткий ПИД контроллер	42
<i>Гормакова И.В., Швецова А.С.</i> Методы анализа поведения сетей клеточных автоматов.....	50
<i>Гусельников В.К., Пантюхова Е.В., Гусельников А.В.</i> Методы конструирования и эксплуатации современных осциллографов.....	56
<i>Давиденко А.П., Славков В.Н.</i> Применение цифровой фотографии в задачах неразрушающего контроля.....	60
<i>Дербунович Л.В., Караман Д.Г., Пащенко Т.Н.</i> Метод синтеза древовидных легко тестируемых логических схем	64
<i>Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Козьмин Ю.С.</i> Редукция диагностических автоматных моделей динамических систем.....	71
<i>Дербунович Л.В., Теплинская О.Н.</i> Синтез цифровых устройств на сдвиговых регистрах	77
<i>Качанов П.А., Зуев А.А.</i> Использование методов кластерного анализа для оптимизации процесса кодирования полей высот	85
<i>Компанеец И.В.</i> Физические основы конденсаторных методов измерения контактной разности потенциалов	89
<i>Константинова Л.В., Тертишина Н.А.</i> Розробка системи екологічного керування для підприємства з транспортування природного газу	96
<i>Котуза А.И., Подопригора Е.И.</i> Об ультразвуковом методе измерения расхода природного газа	100
<i>Мигущенко Р.П., Кропачек О.Ю., Маслова О.В.</i> Алгоритм функционирования координатора системы управления пресс-экструдерамасличных культур	104
<i>Павленко Ю.Ф., Гусельников О.В.</i> Термоперетворювач робочого еталона одиниці змінної напруги високої частоти.....	108
<i>Рогачёв А.И., Цяцька Д.Н.</i> Оптимизация работы установки для разрезания монокристаллов	111

<i>Рогачев А.И., Балыкин А.В.</i> Оптимизация и моделирование электропривода постоянного тока	117
<i>Серая О.В., Чумакова Е.В.</i> Использование метода анализа иерархий и его модификации в задачах выбора предпочтений.....	122

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№23

Науковий редкатор: проф. Качанов П.О.
Технічний редактор: Ярмола О.О.
Відповідальний за випуск: к.т.н. Обухова Г.Б.

Обл. вид. №
Підписано до друку . Формат 60×84 1/16. Папір Copy Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 7,5.
Облік. вид. арк. 7,4. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №
Ціна договірна.

НТУ “ХПІ”, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Надруковано в типографії ТОВ “Сучасний друк” на цифровому лазерному
видавничому комплексі Rank Xerox Docutech 135
м. Харків, вул. Лермонтівська, 27, тел. (057)752-47-90