УДК 621.396.96

М.Л. Троцько

Метрологічний центр військових еталонів Збройних Сил України, Харків

ВДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ КОНТУРУ УПРАВЛІННЯ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ЕТАЛОННИХ СИГНАЛІВ ЧАСУ ПО КАНАЛАХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

У статті описано вдосконалення математичної моделі контуру управління системи передачі еталонних сигналів часу, що передаються каналами цифрового телебачення шляхом застосування нейровейвлетних технологій.

Ключові слова: *шкала часу, еталонний сигнал часу, робочий еталон часу та частоти, штучні нейронні мережі, вейвлет-перетворення.*

Вступ

Постановка проблеми. Підвищення точності відтворення розміру одиничного інтервалу шкал часу (ШЧ) робочого еталону часу та частоти (РЕЧЧ) вимагає переходу до розгляду системи передачі еталонних сигналів часу (ЕСЧ) по каналах цифрового телебачення, як системи автоматичного управління, тобто необхідність корегування розміру одиничного інтервалу ШЧ системи передачі ЕСЧ по каналах цифрового телебачення означає необхідність створення замкнутого контуру управління, до складу якого увійдуть безпосередньо об'єкт управління (РЕЧЧ), засоби вимірювання реакції об'єкта управління на управляючий вплив та регулятор, що формує сигнали управління [1].

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Вирішення задачі синтезу регуляторів динамічних нелінійних об'єктів управління пропонується здійснити на основі використання формалізованої моделі функцій головного мозку людини, яка реалізується математичним апаратом штучних нейронних мереж (ШНМ) [2 – 4].

Дослідивши усі недоліки відомих методів обробки фазових вимірювань, D.A. Howe та D.B. Percival запропонували використовувати вейвлет-перетворення для оцінювання характеристик мір часу та частоти [5]. Перевага вейвлет-перетворення перед варіацією Аллана за результатами їх досліджень, полягає у меншому впливі ефекту маскування частоти, чи так званого перетікання спектра та нечутливістю до трендів, а більшій швидкості падіння потужності вейвлет-коефіцієнтів ніж аналогічного параметра віконного перетворення Фур'є [5]. Крім того, застосування вейвлет-перетворення результатів вимірювань дозволяє обчислити оцінку флуктуацій частоти (вейвлет-дисперсію) з похибкою оцінювання меншою, ніж у дисперсії Аллана. Відповідно до результатів досліджень Д. Персиваля оцінка дисперсії Аллана часового ряду (виміряних розбіжностей шкал часу співпадає з вейвлет-дисперсією коефіцієнтів, отриманих за допомогою вейвлету Хаара [5]. Публікації багатьох авторів підтримують позицію D.A. Howe та D.B. Percival [6, 7], а роботи В.А. Тєрєхова пропонують не тільки використання вейвлет-коефіцієнтів як вхідних даних ШНМ, а й поєднання їх математичних апаратів [8 – 10].

Перелічені особливості математичного апарату ШНМ та вейвлет-перетворення дозволяють запропонувати їх для вирішення задачі вдосконалення математичної моделі контуру управління системи передачі еталонних сигналів часу, що передаються каналами цифрового телебачення для забезпечення єдності вимірювань часу та частоти в Україні.

Мета досліджень – вдосконалення математичної моделі контуру управління системи передачі еталонних сигналів часу, що передаються каналами цифрового телебачення для забезпечення єдності вимірювань часу та частоти в Україні.

Основний матеріал досліджень

Відповідно до припущень, застосованих у [11], систему передачі ЕСЧ по каналах цифрового телебачення представлено як ієрархічну систему синхронізації, створену при послідовному поєднання двох підсистем, які взаємодіють за допомогою ЕСЧ, що формується в РЕЧЧ. Ієрархічний характер даної системи полягає в послідовній передачі розміру одиничного інтервалу ШЧ від РЕЧЧ до кварцового генератора (КГ) приймача-компаратора сигналів цифрового телебачення (ПКСЦТ) та в порівнянні отриманого розміру з аналогічним, представленим з Державним еталоном часу та частоти (ДЕЧЧ) України при умові недоступності для вимірювання поправок годинника ΔT_1 та ΔT_2. Одиничний інтервал ШЧ РЕЧЧ має тривалість T_2, зворотньопропорційну частоті коливань f_2 вихідного сигналу РЕЧЧ, поділеній на значення подільника частоти формувача ШЧ РЕЧЧ α: $T_2 = \dfrac{\alpha}{f_2}$. Припустимо, що виміряна розбіжність ШЧ РЕЧЧ відносно ДЕЧЧ, яка з'являється через відхилення Δf_2 частоти f_2 РЕЧЧ від її номінального значення f_0, $f_2 = f_0 + \Delta f_2$ може бути скорегована за допомогою сигналу управління s, що змінить значення подільника частоти формувача ШЧ РЕЧЧ [12]. Відповідно до введених припущень поправку годинника РЕЧЧ системи передачі ЕСЧ запишемо як:

$$\Delta T_1 = \frac{\alpha s}{f_0 + \Delta f_2}, \qquad (1)$$

де α – значення подільника частоти формувача ШЧ РЕЧЧ, при $f_0 = 5 \cdot 10^6$ Гц $\alpha = 5 \cdot 10^6$; s – сигнал управління; f_0 – номінальне значення частоти РЕЧЧ; Δf_2 – відхилення частоти РЕЧЧ від її номінального значення f_0.

Аналогічно до прийнятих припущень поправка годинника ΔT_3 КГ ПКСЦТ за ШЧ РЕЧЧ при синхронізації ЕСЧ, що передаються по каналах цифрового телебачення, буде визначатися як розбіжність тривалостей одиничних інтервалів ШЧ РЕЧЧ $T_2 = \dfrac{\alpha}{f_0 + \Delta f_2}$ та КГ ПКСЦТ $T_3 = \dfrac{\alpha}{f_0 + \Delta f_3}$:

$$\begin{aligned}\Delta T_2 = T_2 - T_3 &= \frac{\alpha}{f_0 + \Delta f_2} - \frac{\alpha}{f_0 + \Delta f_3} = \\ &= \frac{\alpha(\Delta f_3 - \Delta f_2)}{(f_0 + \Delta f_2)(f_0 + \Delta f_3)},\end{aligned} \qquad (2)$$

де Δf_3 – відхилення частоти КГ ПКСЦТ.

Поправка годинника КГ ПКСЦТ за ШЧ ДЕЧЧ ΔT_3 є єдиним процесом, доступним для вимірювання у системі, але при цьому очевидним є вплив ΔT_1 та ΔT_2 на його реалізацію. Припустимо, що характер впливу апріорно є невідомим та визначається за допомогою деякої безперервної функції $\varphi(\cdot)$, аргументом якої є сума ΔT_1 і ΔT_2:

$$\Delta T_3 = \varphi(\Delta T_1 + \Delta T_2). \qquad (3)$$

Таким чином, при дійсній наявності вкладу похибки відтворення розміру одиничного інтервалу ШЧ РЕЧЧ до сумарної похибки системи синхронізації ЕСЧ по каналах цифрового телебачення, залишається невідомим характер цієї похибки. Автономне функціонування РЕЧЧ передавального центру означає збереження та відтворення розміру одиничного інтервалу його ШЧ без внесення поправок за ШЧ ДЕЧЧ України, що призведе до накопичення в часі прогресуючої за невідомим законом систематичної складової похибки відтворення розміру одиничного інтервалу ШЧ [13]. Отже, внесення поправок до ШЧ РЕЧЧ потребує або апріорного знання, або ідентифікації виду функціональної залежності зміни систематичної складової похибки відтворення одиничного інтервалу ШЧ від часу вимірювання розбіжностей ШЧ РЕЧЧ та ДЕЧЧ. Але ієрархічний характер системи синхронізації ЕСЧ по каналах цифрового телебачення не дозволяє виміряти розбіжності ШЧ РЕЧЧ та ДЕЧЧ. Таким чином корегування ШЧ РЕЧЧ можливе лише при наявності відомої математичної моделі систематичної зміни поправки його ШЧ, обчисленої за результатами вимірювань ΔT_3.

Диференційні рівняння, що описують ідентифікацію моделі об’єкта управління і управління ним у процесі навчання ШНМ-ідентифікатора та ШНМ-регулятора контуру управління системи передачі ЕСЧ, записуються у розширеному просторі станів $\{w, q\}$ з урахуванням рівнянь зв’язку змінних $w^{(l)}$ і $q^{(l)}$ у вигляді такої типової системи рівнянь [2]:

$$\begin{cases}\dot{q}_I^{(l)} = \mu_1[\cdot] + \mu_2[\cdot]\Delta_I + \mu_3[\cdot]\dot{q}_I^{(0)}; \\ \dot{w}_I^{(l)} = \mu_4[\cdot]\Delta_I,\end{cases} \qquad (4)$$

де $\dot{q}_I^{(l)}$ – зміна вихідного сигналу нейронів l-го шару ШНМ-ідентифікатора; $\dot{q}_I^{(0)}$ – зміна вхідного сигналу нейронів прихованого шару ШНМ-ідентифікатора (зміна вихідного сигналу об’єкта управління), для ШНМ-регулятора $\dot{q}_R^{(0)} = r$, де **r** – опорний сигнал (еталонна траєкторія у фазовому просторі системи); $q_I^{(l)}$ – вихідний сигнал нейронів l-го шару ШНМ-ідентифікатора; при $l = 1,2$ $q_i^{(2)} = z_2\left[\sum_{j=1}^{n_2} w_{i,j}^{(2)} z_1\left(\sum_{j=1}^{n_1} w_{i,j}^{(1)} q_i - b_i\right)\right]$, при цьому функцією активації нейронів прихованого шару, $l = 1$, є “логістичний сигмоїд”: $z_1\left(\sum_{j=1}^{n_1} w_{i,j}^{(1)} q_i - b_i\right) = z_1(?) = \dfrac{1}{1 + \exp(-?)}$, а функція активації вихідного шару, $l = 2$, обрана лінійною, тобто

$$z_2\left[\sum_{j=1}^{n_2} w_{i,j}^{(2)} z_1\left(\sum_{j=1}^{n_1} w_{i,j}^{(1)} q_i - b_i\right)\right] = \sum_{j=1}^{n_2} w_{i,j}^{(2)} z_1\left(\sum_{j=1}^{n_1} w_{i,j}^{(1)} q_i - b_i\right);;$$

$\dot{w}_I^{(l)}$ – зміна синаптичних вагів l-го шару ШНМ-ідентифікатора ($\dot{w}_R^{(l)}$ – для ШНМ-регулятора); $w^{(l)}$ – синаптичні ваги l-го шару ШНМ; Δ_I – узагальнена похибка навчання ШНМ-ідентифікатора (Δ_R –для ШНМ-регулятора);

$$\begin{aligned}&\mu_1\left[w^{(l)}, q^{(l-1)}\right] = \\ &= \sum_{m=l-1}^{l}\left\{\prod_{j=1}^{m+1} Z^{(j)}\left[W^{(j)}\right]^T\right\} Z^{(m)}\left[\dot{W}^{(m)}\right]^T q^{(m-1)};\end{aligned} \qquad (5)$$

$$\begin{aligned}&\mu_2\left[q^{(l)}, \ldots, q^{(0)}\right] = \\ &= Z^{(l)}\left[q^{(l-1)}\right]^T q^{(l-1)}(-\Gamma)\left[\frac{\partial q^{(K)}}{\partial q^{(l)}} Z^{(l)}\right];\end{aligned} \qquad (6)$$

$$\mu_3\left[w^{(l)}, \ldots, w^{(l)}\right] = \prod_{j=1}^{l} Z^{(j)}\left[W^{(j)}\right]^T; \qquad (7)$$

$$\mu_4\left[w^{(1)},...,w^{(l)},q^{(l-1)},...,q^{(K)}\right]= \\ =-\left[I_N\otimes\Gamma\right]\times\left[Z^{(l)}\otimes q^{(l)}\right]; \qquad (8)$$

$Z^{(j)}=\mathrm{diag}\left[z'\left(\varsigma^{(j)}\right)\right]$; $Z^{(l)}=\mathrm{diag}\left[z'\left(\varsigma^{(l)}\right)\right]$; $Z^{(m)}=\mathrm{diag}\left[z'\left(\varsigma^{(m)}\right)\right]$ – діагональні матриці похідних функцій активації нейронів j-го, l-го та m-го шарів ШНМ-ідентифікатора, $j=\overline{0,n_l}$ (аналогічно для ШНМ-регулятора); $W^{(j)}$ – матриця синаптичних вагів $w_{i,j}^{(l)}$ l-го шару ШНМ-ідентифікатора (аналогічно для ШНМ-регулятора); $\dot{W}^{(m)}=-\Gamma\left[Z^{(m)}\dfrac{\partial J_I}{\partial q^{(m)}}\right]\cdot\left[q^{(m-1)}\right]^T$ – матриця похідних значень синаптичних вагів $w_{i,j}^{(m)}$ ШНМ-ідентифікатора (аналогічно для ШНМ-регулятора); $\Gamma=\Gamma^T$ – матриця коефіцієнтів навчання γ, розмірністю $\left(n_{l-1}+1\right)\times\left(n_{l-1}+1\right)$; J_I – функціонал якості навчання ШНМ-ідентифікатора; I_N – одинична матриця розмірністю $\left(n_{l-1}+1\right)\times\left(n_{l-1}+1\right)$.

Рівняння (4) – (8) є типовими при описі процесу навчання ШНМ по алгоритму зворотнього розповсюдження похибки та є ідентичними як для ШНМ-ідентифікатора так і ШНМ-регулятора.

Математична модель контуру управління системи передачі ЕСЧ при поєднанні рівнянь (1) – (3) ідентичних для кожної ШНМ (ідентифікатора і регулятора) та рівнянь системи передачі ЕСЧ (4) – (8) матиме вигляд ($\dot{q}_R^{(l)}$ – зміна вихідного сигналу l-го шару ШНМ-регулятора; $q_R^{(l)}$ – вихідний сигнал l-го шару ШНМ-регулятора; $w_R^{(l)}$ – синаптичні ваги l-го шару ШНМ-регулятора; $\Delta_R^{(l)}$ – похибка навчання l-го шару ШНМ-регулятора; Δ_R –узагальнена похибка навчання ШНМ-регулятора; r – опорний сигнал контуру управління системи передачі ЕСЧ по каналах цифрового телебачення; $\dot{q}_I^{(l)}$ – зміна вихідного сигналу l-го шару ШНМ- ідентифікатора; $q_I^{(l)}$ – вихідний сигнал l-го шару ШНМ-ідентифікатора; $\dot{w}_I^{(l)}$ – зміна синаптичних вагів l-го шару ШНМ-ідентифікатора; $\dot{w}_R^{(l)}$ – зміна синаптичних вагів l-го шару ШНМ-регулятора; $w_I^{(l)}$ – синаптичні ваги l-го шару ШНМ-ідентифікатора; $\Delta_I^{(l)}$ – похибка навчання l-го шару ШНМ-ідентифікатора; Δ_I – узагальнена похибка навчання ШНМ-ідентифікатора; $\mu_1[\cdot]$, $\mu_2[\cdot]$, $\mu_3[\cdot]$, $\mu_4[\cdot]$ – вектори, що обчислюються за формулами (5) – (8) відповідно):

$$\begin{cases}\dot{q}_R^{(l)}=\mu_1\left[w_R^{(l)},q_R^{(l-1)}\right]+\mu_2\left[w_R^{(1)},...,w_R^{(l)},q_R^{(l)},...,q_R^{(1)},q_I^{(K)}\right]\times\\ \quad\times\Delta_R+\mu_3\left[w_R^{(1)},...,w_R^{(l)}\right]\cdot r;\\ \dot{q}_I^{(l)}=\mu_1\left[w_I^{(l)},q_I^{(l-1)}\right]+\mu_2\left[w_I^{(1)},...,w_I^{(l)},q_I^{(l)},...,q_I^{(1)},\Delta T_3\right]\times\\ \quad\times\Delta_I+\mu_3\left[w_I^{(1)},...,w_I^{(l)}\right]\cdot\Delta T_3;\\ \dot{w}_I^{(l)}=\mu_4\left[w_I^{(1)},...,w_I^{(l)},q_I^{(l-1)},...,q_I^{(K)}\right]\cdot\Delta_I^{(l)};\\ \dot{w}_R^{(l)}=\mu_4\left[w_R^{(1)},...,w_R^{(l)},q_R^{(l-1)},...,q_R^{(K)}\right]\cdot\Delta_R^{(l)};\\ \Delta T_1=\dfrac{\alpha\cdot s}{f_0+\Delta f_1};\\ \Delta T_2=\dfrac{\alpha}{f_0+\Delta f_1}-\dfrac{\alpha}{f_0+\Delta f_2};\\ \Delta T_3=\varphi(\Delta T_1+\Delta T_2).\end{cases} \qquad (9)$$

Таким чином, розширена система диференційних рівнянь контуру управління системи передачі ЕСЧ містить рівняння динаміки настройки синаптичних вагів ШНМ-ідентифікатора та ШНМ-регулятора спільно з рівняннями, що описують систематичні й випадкові зміни вихідного сигналу об’єкту управління. Зміни положення системи передачі ЕСЧ у фазовому просторі, корекція ідентифікованої моделі об’єкта управління та формування сигналу управління здійснюються одночасно, за один такт, тобто за час формування вибірки виміряних поправок годинника ПКСЦТ до ШЧ ДЕЧЧ.

Наступним кроком після отримання даної системи рівнянь буде формування супроводжуючого функціоналу, що забезпечує бажані властивості системи передачі ЕСЧ у перехідних процесах. Як такий функціонал пропонується обрати аналог теореми Парсеваля для вейвлет-перетворення [14]:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left[y\left(t\right)\right]^2dt=c_\varphi^{-1}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[W\left(a,b\right)\right]^2\frac{dadb}{a^2}, \qquad (10)$$

$\mathbf{W}\left(a,b\right)=\sum_{i=1}^{L}c_i(a,b)\cdot\psi\left(\Delta T_i\right)=\sum_{i=1}^{L}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}a_i^{n/2}\psi\left(a_i^n\Delta T_i-mb\right)$ – масив вейвлет-коефіцієнтів; c_φ – нормуючий коефіцієнт; $c_i(a,b)$ – коефіцієнт вейвлет-фрейм перетворення виміряної поправки годинника ΔT_i; i – порядковий індекс коефіцієнтів вейвлет-фрейм перетворення; $\psi\left(\cdot\right)$ – вейвлет-фрейм функція; a та b – масштаб та зсув вейвлет-фрейм функції, за допомогою якої отриманий масив вейвлет-коефіцієнтів $W\left(a,b\right)$; L – кількість коефіцієнтів вейвлет-фрейм перетворення; N – кількість можливих значень масштабу вейвлет-фрейм функції; M – кількість можливих значень зсуву вейвлет-фрейм функції; $\left[W\left(a,b\right)\right]^2=E_W\left(a,b\right)$ – локальний спектр енергії сигналу $y\left(t\right)$.

Використання дискретного вейвлет-перетворення дозволяє перейти від інтегралів до кінцевих сум вейвлет-коефіцієнтів, що розділені за ступенем деталізації інформації про складові локального спектру сигналу $y(t)$ [5]:

$$\sum_a \sum_b \left[W(a,b)\right]^2 = \\ = \left[E_W^{ap}(a,b)\right]^2 + \left[E_W^{d}(a,b)\right]^2 \equiv \sum_t [y]^2, \tag{11}$$

де $\left[E_W^{ap}(a,b)\right]^2$ – складова локального спектра, що відповідає масиву апроксимуючих вейвлет-коефіцієнтів; де $\left[E_W^{ap}(a,b)\right]^2$ – складова локального спектра, що відповідає масиву апроксимуючих вейвлет-коефіцієнтів; $\left[E_W^{d}(a,b)\right]^2$ – складова локального спектра, що відповідає масиву деталізуючих вейвлет-коефіцієнтів.

Відповідно до припущення про те, що більший внесок до зміни систематичної складової похибки відтворення розміру одиничного інтервалу ШЧ РЕЧЧ робить саме РЕЧЧ, величини $E_W^{ap}(a,b)$ характеризують саме низькочастотні компоненти сигналу $y(t)$, а $E_W^{d}(a,b)$ характеризують вплив його шумових компонентів. Таким чином, зв'язок між агрегованою змінною та масивами вейвлет-коефіцієнтів, що підлягають трансформації у складі супроводжуючого функціоналу контуру управління, можна записати так:

$$E_W^{ap}(a,b) = \varphi(\Delta T_1); \tag{12}$$

$$E_W^{d}(a,b) = \varphi(\Delta T_2). \tag{13}$$

Властивості вейвлет-функції та результатів перетворення, отриманих за її допомогою, а саме диференційованість, дозволяє переходити до аналізу дрібномасштабних компонентів диференціюючи необхідну кількість разів саме використану вейвлет-функцію.

Показником ефективності будь-якого перетворення є міра нерівномірності розподілення дисперсій по елементах вектора коефіцієнтів, за яку може бути прийняте теоретико-інформаційне поняття ентропії [15]:

$$E = \sum_a \sum_b \sigma^2(a,b) \log_2 \sigma^2(a,b), \tag{14}$$

де $\sigma^2(a,b)$ – вейвлет-дисперсія [14], яка дорівнює $\sigma(a,b) = \frac{1}{L-1}\sum_{i=1}^{L}\left[W_i(a,b) - \bar{W}(a,b)\right]$, а $\bar{W}(a,b)$ – середнє значення вейвлет-коефіцієнтів. З цього виразу видно, що ентропія E досягає мінімуму за максимальної нерівномірності розподілення вейвлет-дисперсії по елементах $W(a,b)$. Як відомо, положення максимуму спектра $W(a,b)$ на визначеному масштабі характеризує тривалість процесу, який вносить основний вклад до енергії сигналу, і чим більше нерівномірність розподілення вейвлет-дисперсії по елементах $W(a,b)$, тим легше ідентифікувати положення цього максимуму та відокремити від решти масиву коефіцієнти, що відповідають даному компоненту [5].

Таким чином, при використанні ентропії для оцінювання якості формованої ШНМ-ідентифікатором математичної моделі, введення сигналів управління приведе до її збільшення через компенсацію тих компонентів вейвлет-спектра, що мають основний вклад до енергії сигналу. Такими компонентами у випадку вейвлет-аналізу результатів вимірювань поправок годинника ПКСЦТ буде зміна у часі систематичної складової похибки відтворення розміру одиничного інтервалу ШЧ, що вносить РЕЧЧ, який синхронізує КГ ПКСЦТ за допомогою ЕСЧ, тобто складова сигналу найнижчої частоти. ШНМ-регулятор формує сигнал управління, який на виході об'єкта управління змінює вейвлет-спектр вектора вимірюваних поправок годинника ΔT_i, $i = 1,2,3$, де ΔT_1 – поправка годинника РЕЧЧ передавального центру сигналів цифрового телевізійного мовлення, ΔT_2 – поправка годинника КГ ПКСЦТ по ШЧ РЕЧЧ, ΔT_3 – поправка годинника КГ ПКСЦТ по ШЧ ДЕЧЧ.

Здійснивши перехід $x_i(a,b) = \mathbf{c}_i(a,b) \cdot \psi(\Delta T_i)$ до змінних фазового простору x_i за допомогою вейвлет-фрейм перетворення виміряних поправок ΔT_i, визначених за (1) – (3), отримаємо нову систему рівнянь, що описує поведінку у фазовому просторі об'єкта управління:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = c_1\dot{\psi}(\Delta T_1); \\ \dot{x}_2 = c_2\dot{\psi}(\Delta T_2); \\ y = c_1\psi(\Delta T_1) + c_2\psi(\Delta T_2) = \\ \quad = c\psi(\Delta T_1 + \Delta T_2) = c\psi(\Delta T_3), \end{cases} \tag{15}$$

де x_1 – фазова траєкторія РЕЧЧ; x_2 – фазова траєкторія КГ ПКСЦТ; $\mathbf{c}_1 = \mathbf{s}$ – управляючий сигнал ШНМ-регулятора контуру управління системи передачі ЕСЧ по каналах цифрового телебачення; $\mathbf{c}_2$ – вектор коефіцієнтів переходу від ΔT_2 до x_2; $\dot{\psi}(\cdot)$ – похідна вейвлет-фрейм функції $\psi(\cdot)$; y – вихідний сигнал об'єкта управління.

Об'єкт управління лінеаризований зворотнім зв'язком, у якому розміщено ШНМ-ідентифікатор, що дозволяє застосувати принцип суперпозиції та розділити вплив РЕЧЧ та КГ ПКСЦТ, використовуючи припущення:

$$w = \begin{cases} w_A, \left[w_i^{(1)}, w_i^{(2)}\right] \geq th(\sigma_w); \\ w_D, \left[w_i^{(1)}, w_i^{(2)}\right] < th(\sigma_w), \end{cases} \tag{16}$$

де $th(\sigma_w)$ – поріг сегментування масиву синаптичних вагів w, $\sigma_w = \sqrt{\frac{1}{L-1} \cdot \sum_{i=1}^{L}\left[w_i - \overline{w}\right]^2}$, який відокремлює вплив РЕЧЧ (w_A), та КГ ПКСЦТ w_D. Тоді, використовуючи заміну $c_1(a,b)=w_A$, $c_2(a,b)=w_D$ та $\psi(\cdot)=\frac{1}{1+e^{-\Delta T}}=f_1[\cdot]$, та властивість лінійності вейвлет-перетворення [14], запишемо рівняння, що описуватиме поведінку узагальненого настроюваного об'єкта управління:

$$y=w\cdot\psi(\Delta T_3)=w\cdot\psi(\Delta T_1+\Delta T_2)=w_A\cdot\psi(\Delta T_1)$$
$$+w_D\cdot\psi(\Delta T_2)=f_1[w_A\cdot\Delta T_1]+f_1[w_D\cdot\Delta T_2]. \quad (17)$$

За основу алгоритму навчання ШНМ-ідентифікатора приймемо стандартний BP-алгоритм, в якому використано градієнтний метод мінімізації критерію навчання $\min J$ [2] та ентропійний алгоритм вибору найкращого вейвлет-базісу, який запропонували R.R. Coifman та M.V. Wickerhauser [16], але з урахуванням припущень, викладених у (11) – (14), модифікуємо BP-алгоритм для настроювання параметрів прихованого шару [17]:

$$\min J_I=\begin{cases} J_1\left\{\Delta\left[w^{(1)}\right]\right\}=\Delta\left[w^{(2)}\right]^T+\dfrac{\partial\Delta\left[w^{(2)}\right]}{\partial w^{(2)}}; \\ J_2\left\{\sigma\left[w^{(1)}\right]\right\}=E_\sigma, \end{cases} \quad (18)$$

де $J_I=J_1+J_2$ – складений функціонал якості навчання ШНМ-ідентифікатора; J_1 – функціонал якості навчання ШНМ-ідентифікатора за похибкою навчання вихідного шару ШНМ-ідентифікатора $\Delta\left[w^{(1)}\right]$, $\Delta\left[w^{(1)}\right]=\frac{\partial J_I}{\partial q^{(1)}}$; J_2 – функціонал якості навчання прихованого шару ШНМ-ідентифікатора за СКВ значення синаптичних вагів прихованого шару ШНМ-ідентифікатора $\sigma\left[w^{(1)}\right]$, $\sigma\left[w^{(1)}\right]=\frac{1}{L-1}\cdot\sqrt{\sum_{i=1}^{L}\left[w_i^{(1)}-\overline{w}^{(1)}\right]^2}$; $E_\sigma=\frac{L}{m}\sum_{i=1}^{m}\sigma_i\left[w^{(1)}\right]^2\log_2\sigma_i\left[w^{(1)}\right]^2$ – ентропія СКВ синаптичних вагів прихованого шару ШНМ-ідентифікатора; L – кількість коефіцієнтів вейвлет-фрейм перетворення (кількість синаптичних вагів прихованого шару ШНМ-ідентифікатора).

На відміну від традиційного BP-алгоритму застосовується складений критерій якості навчання, що не суперечить класичному методу навчання ШНМ через диференційований підхід до настроювання вихідних та прихованих шарів та дозволяє поєднати функціонування всіх складових контуру управління (узагальненого настроюваного об'єкта) для досягнення мети управління. Алгоритм навчання ШНМ-ідентифікатора, побудований за правилом Хебба, має вигляд [2]:

$$w_i^{(2)}(k+1)=w_i^{(2)}(k)+\gamma\cdot\nabla_w J_I, \quad (19)$$

де γ –крок зміни i-ї синаптичної ваги $w_i^{(2)}(k)$ на k-й ітерації, встановлюється перед початком навчання, $\gamma>0$;

$$\nabla_w J_I=$$
$$=\left\{\Delta\left[w^{(2)}\right]^T\cdot\partial\left[\frac{\partial z_2\left[\varsigma^{(2)}\right]}{\partial w^{(2)}}\right]^2+\partial\left[\frac{\partial z_2\left[\varsigma^{(2)}\right]}{\partial w^{(2)}}\right]^2\right\}+\frac{\partial E_\sigma}{\partial w_i^{(2)}}-$$

градієнт функціоналу якості навчання ШНМ-ідентифікатора, побудований на основі виразу (10).

Алгоритм навчання прихованого шару ШНМ-ідентифікатора повинен враховувати нерівномірність розподілення вейвлет-дисперсії по елементах $W(a,b)$ для відокремлення від решти масиву коефіцієнтів, що відповідають зміні в часі систематичної складової похибки відтворення розміру одиничного інтервалу ШЧ, що вносить РЕЧЧ, який синхронізує КГ ПКСЦТ за допомогою ЕСЧ. Для цього, як аналог похибки, що є аргументом функціонала якості навчання J ШНМ, застосуємо СКВ синаптичних вагів прихованого шару та ентропії як узагальненої похибки навчання $J_2\left\{\sigma\left[\mathbf{w}^{(1)}\right]\right\}$.

Обґрунтування такої заміни полягає у відсутності аналітичного зв'язку похибки навчання прихованих шарів з узагальненою похибкою навчання ШНМ та застосування замість похибки навчання прихованого шару так званої «чутливості» мережі $\frac{\partial J}{\partial\mathbf{q}^{(2)}}$ [2]. Використання при навчанні прихованого шару саме $\sigma\left[\mathbf{w}^{(1)}\right]$ як аргумента функціонала якості навчання J дозволить підвищити ефективність виконання вейвлет-перетворення для переходу від результатів вимірювань поправки годинника ПКСЦТ до змінних фазового простору контуру управління.

Система рівнянь, що описуватиме поведінку математичної моделі узагальненого об'єкта, ШНМ-ідентифікатора та ШНМ-регулятора, на основі виразів (9) і (15) матиме вигляд:

$$\begin{cases} \dot q_R^{(1)}=\mu_1\left[w_R^{(1)},q_R^{(1-1)}\right]+\mu_2\left[w_R^{(1)},\dots,w_R^{(1)},q_R^{(1)},\dots,q_R^{(1)},q_I^{(K)}\right]\times \\ \quad\times\Delta_C+\mu_3\left[w_R^{(1)},\dots,w_R^{(1)}\right]\cdot r; \\ \dot q_I^{(1)}=\mu_1\left[w_I^{(1)},q_I^{(1-1)}\right]+\mu_2\left[w_I^{(1)},\dots,w_I^{(1)},q_I^{(1)},\dots,q_I^{(1)},y\right]\times \\ \quad\times\Delta_I+\mu_3\left[w_I^{(1)},\dots,w_I^{(1)}\right]\cdot y; \\ \dot w_I^{(1)}=\mu_4\left[w_I^{(1)},\dots,w_I^{(1)},q_I^{(1-1)},\dots,q_I^{(K)}\right]\cdot\Delta_I^{(1)}; \\ \dot w_R^{(1)}=\mu_4\left[w_R^{(1)},\dots,w_R^{(1)},q_R^{(1-1)},\dots,q_R^{(K)}\right]\cdot\Delta_R^{(1)}; \\ \dot x_1=w_A\dot\psi(\Delta T_1); \\ \dot x_2=w_D\dot\psi(\Delta T_2); \\ y=w\psi(\Delta T_1+\Delta T_2)=w\psi(\Delta T_3). \end{cases} \quad (20)$$

Таким чином нелінійна система стала лінійною, а зовнішнє управління здійснюється для стабілізації лінеаризованого об'єкта у околиці розмаїття, що описується вектором w_D та максимально наближеного до начала координат фазового простору.

Отримані результати не являються математичною абстракцією в зв'язку з тим, що застосовані припущення та приведені обґрунтування об'єктивно дозволяють асимптотично наближати об'єкт управління до $y = 0$, що пояснюється як остаточним впливом НСП, так і випадковою похибкою вимірювання поправки годинника ПКСЦТ.

Висновок

Сформульований нейромережний алгоритм вейвлет-перетворення результатів вимірювань поправок годинника ПКСЦТ, тобто алгоритм переходу від результатів вимірювань до змінних фазового простору дозволяє вдосконалити математичну контуру управління модель системи передачі ЕСЧ по каналах цифрового телебачення, яка має адекватну фізичну інтерпретацію і похибку оцінювання, меншу, ніж у дисперсії Аллана.

Список літератури

1. *Чинков В.Н. Методика аналитического конструирования агрегированного нейросетевого регулятора в контуре управления подсистемой синхронизации системы передачи эталонных сигналов времени по каналам цифрового телевидения / В.Н. Чинков, М.Л. Троцко // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил, 2007. – Вип. 1(6). – С. 78-90.*
2. *Терехов В.А. Нейросетевые системы управления: учеб. пособ. для вузов / В.А. Терехов, Д.В. Ефимов, И.Ю. Тюкин. – М.: Высшая школа, 2002. – 183 с.*
3. *Васильев В.И. К выбору структуры нейрорегулятора в системе управления динамическим объектом / В.И. Васильев, С.С. Валеев, А.А. Шилоносов // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2001. – № 4-5. – С. 52-60.*
4. *Назаров А.В. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем / А.В. Назаров, А.И. Лоскутов. – СПб.: Наука и Техника, 2003. – 384 с.*
5. *Howe D.A. Wavelet Variance, Allan Variance, and Leakage / D.A. Howe, D.B. Percival // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1995. – Vol. 44. – PP. 94-97. – [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: http://citeseerx.ist.psu.edu/ viewdoc/summary?doi= 10.1.1.56.pdf.*
6. *Percival D.B. Wavelet analysis of clock noise / Percival D.B. // 35-th Annual Precise Time and Time Interval Meeting, 2003. – PP. 211-220 – [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: http://tycho.usno.navy. mil/ptti/ptti2003/paper21.pdf.*
7. *Xziong Z. Space–frequency Quantization for Wavelet Image Coding / Z. Xziong, K. Ramchadran, M.T. Orchard // IEEE Trans. Image Proc. – 1997. – Vol. 6, № 2. – P. 677-93.*
8. *Ососков Г.А. Современные методы обработки экспериментальных данных в физике высоких энергий / Г.А. Ососков, А.В. Полянский, И.В. Пузынин // Физика высоких энергий. – 2002. – Т. 33, Вып. 3. – С. 676-745.*
9. *Терехов С.А. Вейвлеты и нейронные сети / Терехов С.А. – [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: http:// alife.narod.ru/ lectures/ wavelet2001.*
10. *Zhang Q. Using wavelet network in nonparametric estimation / Zhang Q. – INRIA, 1994. – Report № 2321. – [Електронний ресурс] – Режим доступу до матеріалів: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi =10.1.1.35.5080.*
11. *Базюта С.В. Метрологическое обеспечение систем распространения сигналов точного времени по цифровым сетям связи / С.В. Базюта, И.А. Дрига // Вестник метролога. – 2008. – № 2. – С. 16-19.*
12. *Шебчаевич В.С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебчаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; под ред. В.С. Шебчаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.*
13. *Чинков В.М. Основи метрології та вимірювальної техніки: Навч.посібн. / В.М. Чинков. – Х.: НТУ «ХПІ», 2005. – 524 с.*
14. *Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения / Н.М. Астафьева // Успехи физических наук, 1996. – Т. 166, № 1. – С. 1145-1170.*
15. *Колесник В.Д. Курс теории информации / В.Д. Колесник, Г.Ш. Полтырев. – М.: Наука, 1982. – 416 с.*
16. *Coifman R.R. Entropy-based algorithm for best basis selection / Coifman R.R., Wickerhauser M.V. // IEEE Transactions o Information Theory, 1992. – № 38(2) – Pp. 712-718.*
17. *Чинков В.М. Неросетевая реализация вейвлет-аппроксимации измерительного сигнала по алгоритму Койфмана-Викерхаузера / В.М. Чинков, М.Л. Троцько // Наукові праці VI Міжнародної технічної конференції [«Метрологія-2008»], (Х., 14-16 жовтня 2008 р.). –Т. 1. – С. 287-290.*

Надійшла до редколегії 17.11.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.М. Чинков, Харківський інститут Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ КОНТУРА УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ЭТАЛОННЫХ СИГНАЛОВ ВРЕМЕНИ ПО КАНАЛАМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

М.Л. Троцько

В статье описано усовершенствование математической модели контура управления системы передачи эталонных сигналов времени, передающихся по каналам цифрового телевидения путем применения нейровейвлетных технологий.

Ключевые слова: *шкала времени, эталонный сигнал времени, рабочий эталон времени и частоты, искусственные нейронные сети, вейвлет-преобразование.*

THE IMPROVEMENT OF ETALON TIME SIGNAL TRANSMISSION SYSTEM CONTROL LOOP'S MATHEMATICAL MODEL

M.L. Trotsko

In article has been considered the improvement of etalon time signal transmission system control loop's mathematical model based on neurowavelet technologies.

Keywords: *time scale, etalon time signal, time and frequency standard, artificial neural networks, wavelet transform*