



ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РАЗНОСТНЫХ УРАВНЕНИЙ ЛИНЕЙНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ФОРМЫ РЕАЛИЗАЦИИ К ЦЕЛОЧИСЛЕННОМУ, ЦЕЛОЗНАЧНОМУ ВИДУ

ФИЛИППЕНКО О.И.

Предлагается метод преобразования линейных разностных уравнений, описывающих линейные цифровые фильтры параллельной формы реализации, к целочисленному и целозначному виду, позволяющему, в дальнейшем, их реализацию на нейро-автоматно-сетевых структурах [1-5].

1. Введение

Известно [6], что цифровые фильтры используются в системах цифровой обработки сигналов и в системах управления [7]. Задолго до цифровых фильтров существовали аналоговые импульсные и другие фильтры и теории их проектирования. Если проследить способы реализации перечисленных типов фильтров во времени, то четко прослеживается зависимость способов реализации от времени. Теория проектирования фильтров изменялась с появлением новых сред для реализации технических приложений. Теория и средства реализации ее приложений развивались как бы параллельно, но никогда не сливались вместе. Одни люди создавали теорию, другие — средства для реализации ее приложений. В настоящее время разработана теория построения нейро-автоматно-сетевых структур, способных реализовать вычислительные алгоритмы. Некоторые сведения о них можно почерпнуть в [1-5]. Физическая реализуемость вычислительных алгоритмов на нейро-автоматно-сетевых структурах определяется возможностью преобразования алгоритмов к целочисленному и целозначному виду с последующим введением весовых коэффициентов. В работе [8] предложен метод преобразования линейных разностных уравнений, описывающих цифровые фильтры прямой формы реализации, к целочисленному и целозначному виду.

Цель данного исследования заключается в разработке метода преобразования линейных конечно-разностных уравнений, описывающих цифровые фильтры параллельной формы реализации, к целочисленному, целозначному виду, который позволяет их реализацию на нейро-автоматно-сетевых структурах.

Решение задачи преобразования линейных разностных уравнений цифровых фильтров параллельной формы реализации к целочисленному, целозначному виду сводится к решению двух задач. Задача №1 — это преобразование линейных разностных уравнений цифровых фильтров параллельной формы реализации к целочисленному, целозначному виду. Задача №2 — это преобразование нелинейных целочисленных целозначных разностных уравнений цифровых фильтров параллельной формы реализации к системе нелинейных целочисленных, целозначных разностных уравнений.

2. Преобразование линейных разностных уравнений цифровых фильтров параллельной формы реализации к целочисленному, целозначному виду

Дано: Импульсная передаточная функция фильтра в параллельной форме [6] представления

$$\frac{y(z)}{x(z)} = H(z) = \sum_{k=1}^{n_1} \frac{A_k}{1 - c_k z^{-1}} + \sum_{k=1}^{n_2} \frac{B_k (1 - e_k z^{-1})}{(1 - d_k z^{-1})(1 - d_k^* z^{-1})} + \sum_{k=0}^{n_3-1} C_k z^{-k}, \quad (1)$$

где n_1 — число действительных полюсов; n_2 — число комплексно-сопряженных полюсов; n_3 —

число нулевых полюсов. При $n_3 = 0$ член $\sum_{k=0}^{n_3-1} C_k z^{-k}$ исчезает из уравнения. A_k, B_k, C_k, c_k, e_k — действительные числа, d_k, d_k^* — комплексно-сопряженные числа.

Передаточная функция (1) может быть представлена как параллельная комбинация систем первого и второго порядков, которая получена путем попарной группировки действительных полюсов в виде

$$\frac{y(z)}{x(z)} = H(z) = \sum_{k=0}^{n_3} C_k z^{1-k} + \sum_{k=1}^{\langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle} \frac{\gamma_{0k} + \gamma_{1k} z^{-1}}{1 - \alpha_{1k} z^{-1} - \alpha_{2k} z^{-2}}. \quad (2)$$

Коэффициенты системы второго порядка передаточной функции (2) могут быть выражены через коэффициенты уравнения (1) следующим образом.

Случай 1. Система второго порядка уравнения (2) описывает комплексно-сопряженный полюс.

Тогда имеем следующие зависимости:

$$\gamma_{0k} = B_k, \quad \gamma_{1k} = -B_k \cdot e_k, \quad \alpha_{1k} = d_k \cdot d_k^*, \quad \alpha_{2k} = -d_k \cdot d_k^*, \quad (3)$$
$$\gamma_{0k} = B_k, \quad \gamma_{1k} = B_k \cdot e_k.$$

Случай 2. Система второго порядка уравнения (2) описывает попарно-сгруппированные действительные полюсы.

Тогда имеем следующие зависимости:

$$\gamma_{0k} = A_k \cdot A_{k+1}, \quad \gamma_{1k} = 0, \quad (4)$$
$$\alpha_{1k} = c_k + c_{k+1}, \quad \alpha_{2k} = -c_k \cdot c_{k+1}.$$

Случай 3. Система второго порядка уравнения (2) описывает действительный полюс.

Тогда имеем следующие зависимости:

$$\gamma_{0k} = A_k, \quad \gamma_{1k} = 0, \quad \alpha_{1k} = c_k, \quad \alpha_{2k} = 0. \quad (5)$$

Конечно-разностная система уравнений, описывающая передаточную функцию в параллельной форме представления (2), имеет вид

$$y[iT] = y_0[iT] + y_2[iT], \quad y_0[iT] = \sum_{k=0}^{n_3-1} y_{0k}[iT],$$

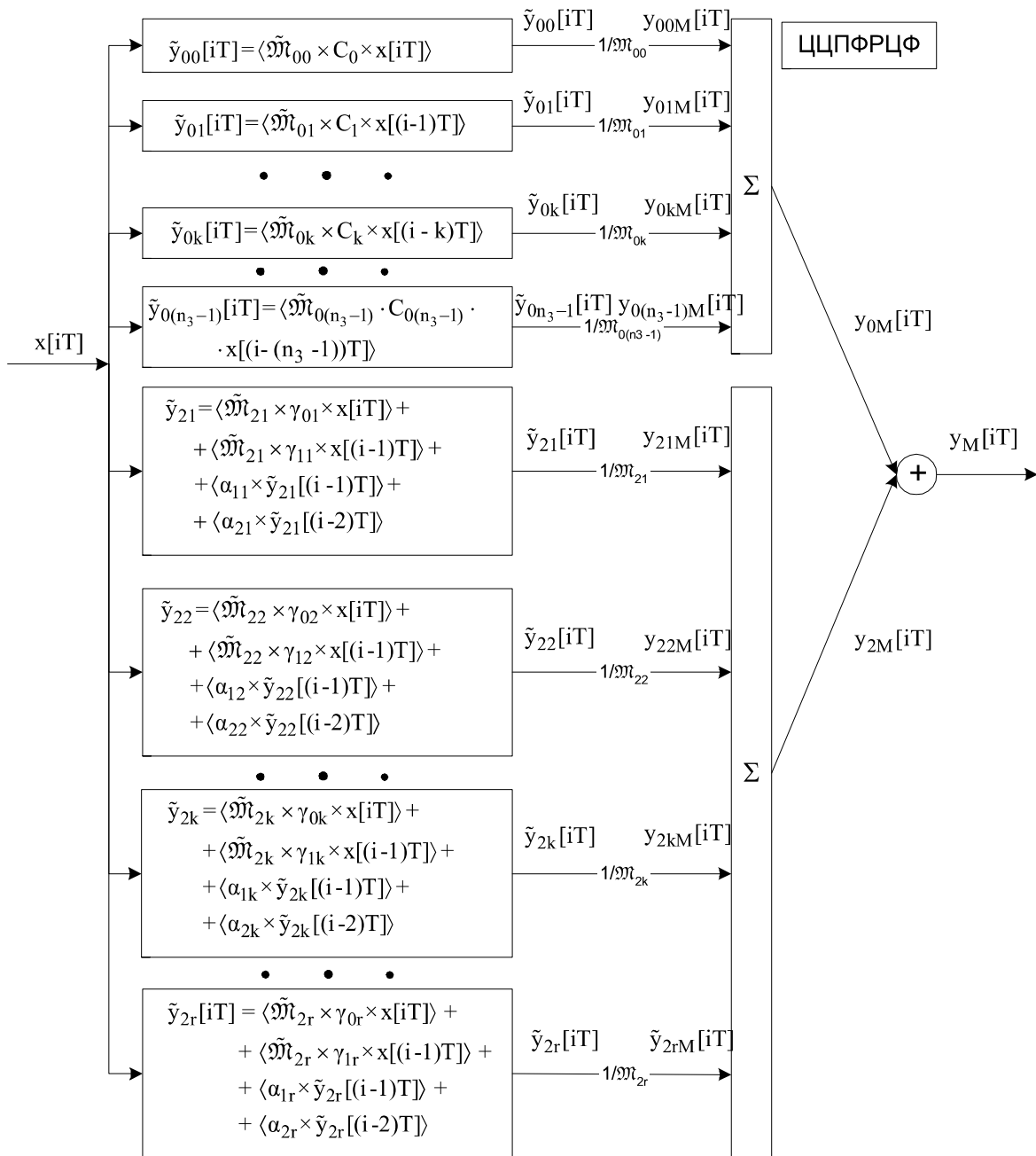
$$y_2[iT] = \sum_{k=1}^{\langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle} y_{2k}[iT], \quad (6)$$

$$y_{0k}[iT] = C_k \times x[(i-k)T]_{k=[0, n_3-1]},$$

$$y_{2k}[iT] = \gamma_{0k} \times x[iT] + \gamma_{1k} \times x[(i-1)T] + \alpha_{1k} \times y_{2k}[(i-1)T] + \alpha_{2k} \times y_{2k}[(i-2)T]_{k=[1, \langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle]},$$

где $\langle \rangle$ – символ операции взятия целых частей от значения выражения, заключенного в треугольные скобки.

Этой системе уравнений ставится в соответствие, по аналогии с [8], система целочисленных, нелинейных разностных уравнений вида



$$\text{где } r = \langle (n_1 + 1) / 2 + n_2 \rangle$$

Рис. 1. Параллельная форма построения цепи с попарным группированием действительных и комплексных полюсов в целочисленном, целозначном представлении ЦЦПФРЦФ – целочисленная, целозначная параллельная форма реализации цифрового фильтра

$$y_M[iT] = y_{0M}[iT] + y_{2M}[iT],$$

$$y_{0M}[iT] = \sum_{k=0}^{n_3-1} \frac{\tilde{y}_{0k}[iT]}{\tilde{m}_{0k}},$$

$$y_{2M}[iT] = \sum_{k=1}^{\langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle} \frac{\tilde{y}_{2k}[iT]}{\tilde{m}_{2k}}, \quad (7)$$

$$\tilde{y}_{0k}[iT] = \langle \tilde{m}_{0k} \times C_k \times x[(i-k)T] \rangle_{k=[0, n_3-1]},$$

$$\tilde{y}_{2k} = \langle \tilde{m}_{2k} \times \gamma_{0k} \times x[iT] + \langle \tilde{m}_{2k} \times \gamma_{1k} \times x[(i-1)T] + \langle \alpha_{1k} \times \tilde{y}_{2k}[(i-1)T] + \langle \alpha_{2k} \times \tilde{y}_{2k}[(i-2)T] \rangle_{k=[1, \langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle]}.$$

Необходимо отыскать такие значения $\tilde{m}_{0k|_{k=[0, n_3-1]}}$ и $\tilde{m}_{2k|_{k=[1, \langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle]}}$ для заданной входной последовательности произвольных целых чисел $x_1[iT]_{i \in \{1, 2, \dots, R\}}$, чтобы выполнялось условие

$$\Delta_{y_M}(\tilde{m}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y[iT] - y_M[iT])^2}{R}} \leq \delta_M, \quad (8)$$

где δ_M – допустимая ошибка, $y[iT]$ определяется системой уравнений (6), а $y_M[iT]$ – системой уравнений (7);

$$\tilde{m} = \{ \tilde{m}_{00}, \tilde{m}_{01}, \dots, \tilde{m}_{0n_3-1}, \tilde{m}_{20}, \tilde{m}_{21}, \dots, \tilde{m}_{\langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle} \}$$

– множество масштабных коэффициентов, значение каждого из которых есть множество целых положительных чисел.

Параллельная форма построения цепи с попарным группированием действительных и комплексных полюсов в целочисленном, целозначном представлении показана на рис. 1.

3. Алгоритм минимизации $\Delta_{y_M}(\tilde{m})$

Задача минимизации функции

$$\Delta_{y_M}(\tilde{m}_{00}, \tilde{m}_{01}, \dots, \tilde{m}_{0n_3-1}, \tilde{m}_{21}, \tilde{m}_{22}, \dots, \tilde{m}_{\langle 2(n_1+1)/2 + n_2 \rangle})$$

многих переменных сводится к задаче минимизации $n_3 + \langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle$ функций одной переменной $\Delta_{y_{M_j}}(\tilde{m}_j)$, где

$$j \in \{00, 01, \dots, 0k, \dots, 0(n_3-1), 21, 22, \dots, 2k, \dots, 2\langle (n_1+1)/2 + n_2 \rangle\}.$$

Это возможно благодаря тому, что $y_M[iT]$ (7) определяется как сумма величин, точность вычисления каждой из которых зависит от одной конкретной соответствующей переменной \tilde{m}_j .

Тогда задача минимизации функции одной переменной $\Delta_{y_{M_j}}(\tilde{m}_j)$ может быть записана как

$$\min \Delta_{y_{M_j}}(\tilde{m}_j),$$

$$\tilde{m}_j \in \mathbf{I} = \{ \tilde{m}_j : 1 < \tilde{m}_j \leq \hat{m}_j \mid \Delta_{y_M}(\hat{m}_j) \leq \delta_M \}, \quad (9)$$

где \mathbf{I} – множество целых положительных чисел.

В [8] показано, что функция $\Delta_{y_M}(\tilde{m})$ является унимодальной, постепенно убывающей, а процедура минимизации функции и процедура минимизации в общем случае сводится к следующему:

1. Одна и та же входная $x[iT]$ последовательность длины R поступает в систему уравнений (6) и систему нелинейных целочисленных, целозначных разностных уравнений (7).

2. Выходные последовательности $y[iT]$ и $y_M[iT]$, вычисленные по формулам (6) и (7), соответственно, поступают на блок вычисления ошибки $\Delta_{y_M}(\tilde{m})$ по формуле (8).

3. Если ошибка $\Delta_{y_M}(\tilde{m})$ превышает значение δ_M , то параметрам \tilde{m} присваиваются новые значения, определяемые методом покоординатного спуска, и происходит возврат к п.1, иначе к п. 4.

4. Вычисленные значения \tilde{m} являются точкой минимума функции $\Delta_{y_M}(\tilde{m})$ при заданных ограничениях.

4. Преобразование целочисленных целозначных разностных уравнений линейных цифровых фильтров параллельной формы реализации к системе целочисленных, целозначных разностных уравнений

Входная последовательность $x[iT]$ для всех описанных выше уравнений представляет собой последовательность действительных чисел. Однако одно из требований парадигмы построения вероятностно-детерминированных нейроподобных структур (иными словами, нейро-автоматно-сетевых структур) заключается в том, что входная последовательность $x[iT]$ должна представлять собой последовательность целых чисел. Для этого скалярный входной сигнал $x[iT]$ необходимо преобразовать в векторный сигнал и записать его как вектор-столбец

$$x[iT] = [x_{-L}[iT], x_{-L+1}[iT], \dots, x_{-1}[iT], x_1[iT], x_2[iT], \dots, x_1[iT], \dots, x_L[iT]], \quad (10)$$

компоненты которого определяются как

$$x_i[iT] = \begin{cases} \text{sgn}(\tilde{l}) \times k, & \text{если } |x[iT]| \geq |\tilde{l} \times q|; \\ 0, & \text{если } |x[iT]| < |\tilde{l} \times q| \end{cases}, \quad (11)$$

где k – константа, задаваемая при настройке параметров преобразователя “скаляр-вектор”; $\text{sgn}(\tilde{l})$ – знак индекса (\tilde{l} -го) элемента вектора-столбца (10); $\tilde{l} \in \{-L, -L+1, \dots, -1, 1, 2, \dots, L\}$ – индекс элемента вектора-столбца (10); q – шаг квантования по уровню.

Если принять значение \tilde{l} -го элемента вектора-столбца (10) за входной сигнал условно-передаточ-

ной функции \tilde{l} -го уровня, то система целочисленных, целозначных нелинейных разностных уравнений (7) преобразуется в систему $2L$ уравнений вида

$$\begin{aligned}
 y_L[iT] &= \frac{q}{k} \cdot \tilde{y}_L[iT], \\
 \tilde{y}_L[iT] &= \sum_{\tilde{l}=-L}^{+L} y_{\tilde{l}M}[iT], \\
 y_{\tilde{l}M}[iT] &= y_{\tilde{l}0M}[iT] + y_{\tilde{l}2M}[iT], \\
 y_{\tilde{l}0M}[iT] &= \sum_{k=0}^{n_3-1} y_{\tilde{l}0kM}[iT], \\
 y_{\tilde{l}0kM}[iT] &= \frac{\tilde{y}_{\tilde{l}0k}}{\hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}0kM}}, \\
 \tilde{y}_{\tilde{l}0k}[iT] &= \langle \hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}0k} \times C_{\tilde{l}k} \times x[(i-k)T] \rangle \Big|_{k=[0, n_3-1]}, \\
 y_{\tilde{l}2M}[iT] &= \sum_{k=1}^{\langle (n_1+1)/2+n_2 \rangle} y_{\tilde{l}2kM}[iT], \\
 y_{\tilde{l}2kM}[iT] &= \frac{\tilde{y}_{\tilde{l}2k}}{\hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}2kM}},
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}_{\tilde{l}2k} &= \langle \hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}2k} \times \gamma_{\tilde{l}0k} \times x[iT] + \\
 &+ \langle \hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}2k} \times \gamma_{\tilde{l}1k} \times x[(i-1)T] + \\
 &+ \langle \alpha_{\tilde{l}1k} \times \tilde{y}_{\tilde{l}2k}[(i-1)T] + \\
 &+ \langle \alpha_{\tilde{l}2k} \times \tilde{y}_{\tilde{l}2k}[(i-2)T] \rangle \Big|_{k=[1, \langle (n_1+1)/2+n_2 \rangle]},
 \end{aligned}$$

где $2L$ – число уровней преобразователя скаляр-вектор; k – константа преобразователя “скаляр-вектор” (11); q – шаг квантования по уровню (11); $\hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}0k}$, $\hat{\mathfrak{M}}_{\tilde{l}2k}$ масштабные коэффициенты \tilde{l} -х уров-

ней, значения которых были определены при решении задачи №1.

Графическое представление системы нелинейных разностных уравнений (12) представлено на рис. 2.

Иными словами, на рис.2 показана многоуровневая целочисленная, целозначная условно-передаточная функция параллельной формы реализации.

Тогда задачу №2 можно сформулировать следующим образом.

Дано: Импульсная передаточная функция фильтра в параллельной форме (2), условно-передаточная функция параллельной формы реализации, представленная системой уравнений (12).

Необходимо отыскать такое значение количества уровней преобразователя скаляр-вектор (т.е. найти размерность (\hat{L}) вектора-столбца (10) $2 \times \hat{L}$) для заданной входной последовательности $x_i[iT]$, $i \in \{1, 2, \dots, R\}$ и ограничения $|x_i[iT]| \leq |X|_{\max}$, при которых

$$\Delta y_L(\tilde{l}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y[iT] - \tilde{y}_L[iT])^2}{R}} \leq \delta_L, \tag{13}$$

где δ_L – заданное число, $y[iT]$ определяется уравнением (1), а \tilde{y}_L определяется системой уравнений (12).

5. Алгоритм минимизации $\Delta y_L(\tilde{l})$

Задачу минимизации функции одной переменной $\Delta y_L(\tilde{l})$ (13) можно сформулировать как

$$\begin{aligned}
 \min \Delta y_L(\tilde{l}), \\
 \tilde{l} \in \tilde{L} \in \mathbf{I}, \\
 \tilde{L} = \{ \tilde{l} : 1 < \tilde{l} \leq \hat{L} \mid \Delta y_L(\hat{L}) \leq \delta_L \},
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

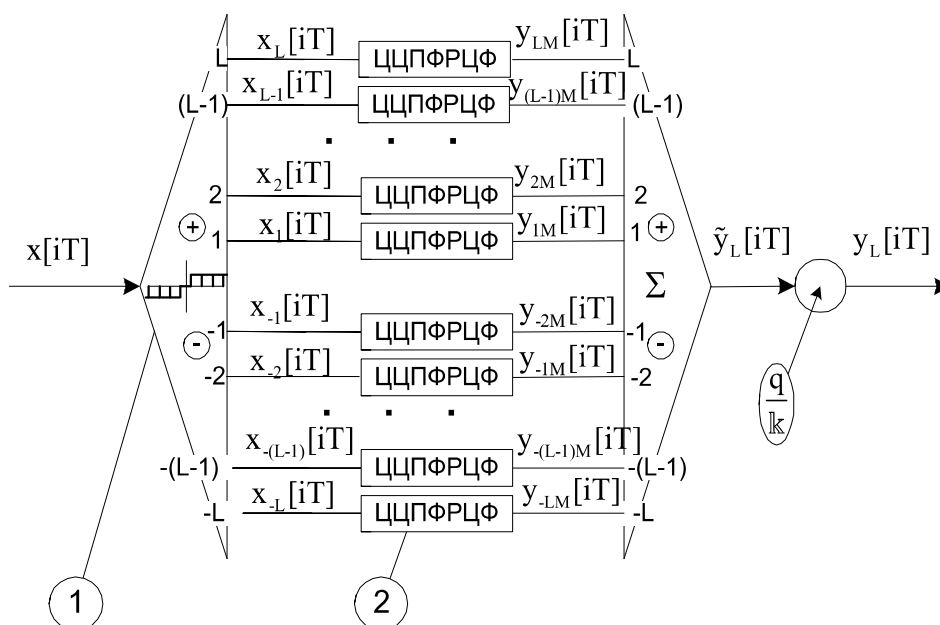


Рис. 2. Графическое представление системы нелинейных разностных уравнений (12): 1 – преобразователь “скаляр-вектор”; 2 – целочисленная, целозначная параллельная форма реализации цифрового фильтра, показанного на рис. 1

где \mathbf{I} – множество целых положительных чисел; \hat{L} – значение, доставляющее минимум функции $\Delta y_L(\hat{L})$ для заданного значения δ_L .

Другими словами, решается задача отыскания такого количества уровней квантования \hat{L} и шага квантования q , при которых ошибка рассогласования $\Delta y_L(\hat{L})$ (13) не превышала бы δ_L , для выбранных на предыдущем этапе масштабных коэффициентов $\hat{m}_{10k}|_{k=[0, n_3-1]}$, $\hat{m}_{2k}|_{k=[1, \langle(n_1+1)/2+n_2\rangle]}$ для $\tilde{I} = [-L, L]_{\tilde{I} \neq 0}$.

В общем случае шаг квантования \tilde{q} , количество уровней квантования \tilde{I} и максимально возможное значение входного сигнала $|X[iT]|_{\max}$ связаны следующим образом:

$$\tilde{q} = \frac{|X[iT]|_{\max}}{\tilde{I}}. \quad (15)$$

Схема процесса минимизации $\Delta y_L(\tilde{I})$ представлена на рис.3 и сводится к следующему:

1. Одна и та же треугольная периодическая входная последовательность $x[iT]$ длины R поступает в разностное уравнение (2) и в систему целочисленных, целозначных разностных уравнений (12).

2. Выходные последовательности $y[iT]$ и $y_L[iT]$, вычисленные по формулам (2) и (12), поступают на блок вычисления ошибки $\Delta y_L(\tilde{I})$ по формуле (13).

3. Если ошибка превышает допустимое значение δ_L , то значение параметра \tilde{I} удваивается и происходит переход к п.1, иначе к п.4.

4. Вычисленное значение \hat{L} является точкой минимума функции $\Delta y_L(\hat{L})$ при заданных ограничениях.

В работе [8] показано, что функция $\Delta y_L(\tilde{I})$ является унимодальной, постепенно убывающей, что обеспечивает нахождение методом покоординатного спуска значения \hat{L} , которое минимизирует функцию при заданном ограничении δ_L (13).

6. Пример

Дана передаточная функция в виде разложения на элементарные дроби

$$\frac{y(z)}{x(z)} = 1 + 0.5z^{-1} + \frac{0.75 - 1.6z^{-1}}{1 + 1.2z^{-1} + 0.5625z^{-2}}. \quad (16)$$

Конечно-разностная система уравнений, описывающая передаточную функцию (16) в параллельной форме представления (6), имеет вид

- а) $y[iT] = y_0[iT] + y_2[iT],$
- б) $y_0[iT] = y_{00}[iT] + y_{01}[iT],$ (17)
- в) $y_{00}[iT] = x[iT],$

- г) $y_{01}[iT] = 0.5 \cdot x[(i-1)T],$
- д) $y_2[iT] = 0.75 \cdot x[iT] - 1.6 \cdot x[(i-1)T] + 1.2 \cdot y_2[(i-1)T] - 0.5625 \cdot y_2[(i-2)T].$

Преобразовав систему уравнений (17) к виду, подобному (7) (см. рис. 1), имеем

- а) $y_M[iT] = y_{0M}[iT] + y_{2M}[iT],$
- б) $y_{0M}[iT] = y_{00M}[iT] + y_{01M}[iT],$
- в) $y_{00M}[iT] = \frac{1}{\tilde{m}_{00}} \cdot \tilde{y}_{00}[iT],$
- г) $y_{01M}[iT] = \frac{1}{\tilde{m}_{01}} \cdot \tilde{y}_{01}[iT],$ (18)
- д) $\tilde{y}_{00}[iT] = \langle \tilde{m}_{00} \cdot x[iT] \rangle,$
- е) $\tilde{y}_{01}[iT] = \langle \tilde{m}_{01} \cdot 0.5 \cdot x[(i-1)T] \rangle,$
- ж) $y_{2M}[iT] = y_{21M}[iT],$
- з) $y_{21M}[iT] = \frac{1}{\tilde{m}_{21}} \cdot \tilde{y}_{21}[iT],$
- и) $\tilde{y}_{21}[iT] = \langle \tilde{m}_{21} \cdot \gamma_{01} \cdot x[iT] \rangle + \langle \tilde{m}_{21} \cdot \gamma_{11} \cdot x[(i-1)T] \rangle + \langle \alpha_{11} \cdot \tilde{y}_{21}[(i-1)T] + \alpha_{21} \cdot \tilde{y}_{21}[(i-2)T] \rangle.$

Алгоритм минимизации $\Delta y_M(\tilde{m})$ в данном случае сводится к минимизации функции трех переменных $\Delta y_M(\tilde{m}_{00}, \tilde{m}_{01}, \tilde{m}_{21})$. Тогда формула (8) примет вид

$$\Delta y_M(\tilde{m}_{00}, \tilde{m}_{01}, \tilde{m}_{21}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y[iT] - y_M[iT])^2}{R}} \leq \delta_M, \quad (19)$$

где $y_M[iT]$ определяется системой уравнений (18).

Поскольку $y_M[iT] = y_{00M}[iT] + y_{01M}[iT] + y_{21M}[iT]$, то минимизацию функции (19) можно представить как

$$\Delta y_M(\tilde{m}_{00}, \tilde{m}_{01}, \tilde{m}_{21}) = \Delta y_{M0}(\tilde{m}_{00}) + \Delta y_{M1}(\tilde{m}_{01}) + \Delta y_{M2}(\tilde{m}_{21}) \leq \delta_M, \quad (20)$$

где

$$\Delta y_{M0}(\tilde{m}_{00}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y_{00}[iT] - y_{00M}[iT])^2}{R}} \leq \delta_{M0}, \quad (21)$$

$$\Delta y_{M1}(\tilde{m}_{01}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y_{01}[iT] - y_{01M}[iT])^2}{R}} \leq \delta_{M1}, \quad (22)$$

$$\Delta y_{M2}(\tilde{m}_{21}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^R (y_2[iT] - y_{2M}[iT])^2}{R}} \leq \delta_{M2}, \quad (23)$$

здесь $y_{00}[iT]$, $y_{01}[iT]$, $y_2[iT]$ определяются уравнениями (17, в, г, д), соответственно; $y_{00M}[iT]$, $y_{01M}[iT]$, $y_{2M}[iT]$ определяются уравнениями (18, в, г, ж), соответственно. Все перечисленные уравнения принадлежат системе уравнений (17) и (18), соответственно.

Учитывая, что $x[iT]$ (при дальнейших преобразованиях системы уравнений (18) к многоуровневой системе уравнений) принимает значения целых чисел, равных или больше единицы, коэффициент $\hat{m}_{00} = 1$, и ни в какой минимизации функция $\Delta y_{M0}(\hat{m}_{00})$ не нуждается. Остается необходимость в минимизации функций (22) и (23), но при этом $\delta_{M1} = \delta_{M2} = \frac{1}{2} \delta_M$. Это означает, что суммарная ошибка $\delta_{M1} + \delta_{M2}$ не превысит значения δ_M .

Как показано в работе [8], функции $\Delta y_{M1}(\hat{m}_{01})$ и $\Delta y_{M2}(\hat{m}_{21})$ унимодальные, постоянно убывающие [8]. Задача минимизации функций $\Delta y_{M1}(\hat{m}_{01})$ и $\Delta y_{M2}(\hat{m}_{21})$ решалась методом покоординатного спуска [9]. Результаты представлены на рис. 4 и 5. Длина входной последовательности ступенчатой единичной периодической функции $x[iT]$ систем уравнений (17) и (18) была равна 2000. Ошибка $\delta_{M1} = 0.018$.

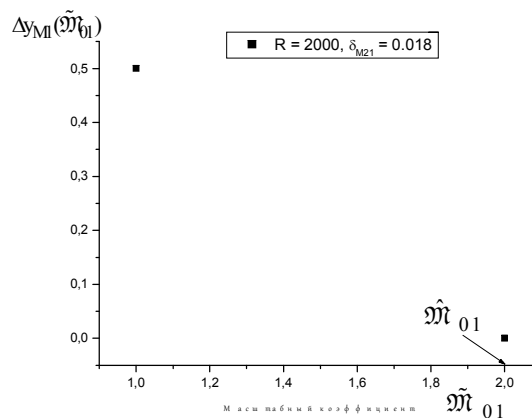


Рис. 4. Графическое представление функции $\Delta y_{M1}(\hat{m}_{01})$

Значение масштабного коэффициента \hat{m}_{01} , минимизирующего функцию $\Delta y_{M1}(\hat{m}_{01})$, равно 2. Процедура минимизации осуществилась за один шаг. Это очевидно из анализа функций (18, е, ж).

Процедура минимизации функции $\Delta y_{M2}(\hat{m}_{21})$ аналогична процедуре, описанной выше при минимизации функции $\Delta y_{M1}(\hat{m}_{01})$.

Следующая задача, которую необходимо решить, это преобразование целочисленных целозначных разностных уравнений линейных цифровых фильтров параллельной формы реализации (18) к системе целочисленных, целозначных разностных уравнений.

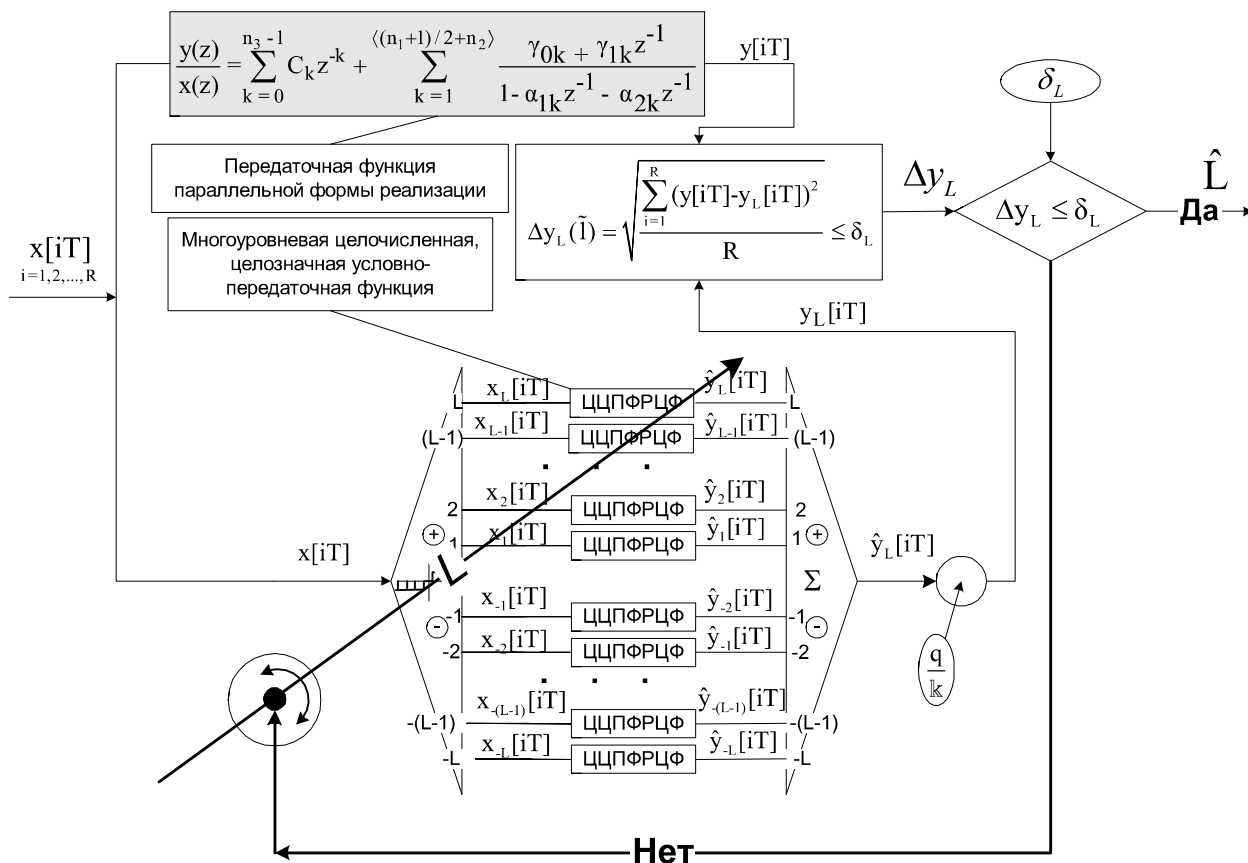


Рис. 3. Схема процесса минимизации $\Delta y_L(\tilde{I})$

Решение ее сводится к минимизации функции $\Delta y_L(\tilde{l})$, алгоритм минимизации которой описан в п. 5 и графически представлен на рис. 2.

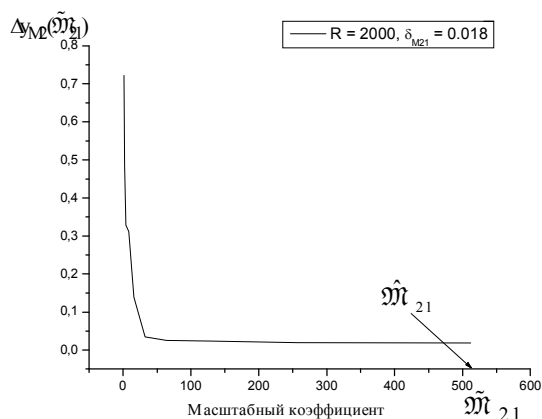


Рис. 5. Графическое представление функции $\Delta y_{M2}(\tilde{m}_{21})$

Алгоритм минимизации функции $\Delta y_L(\tilde{l})$. Входная последовательность $x[iT]$ длины $R = 2000$ представлена дискретным периодическим сигналом треугольной формы, максимальное значение которого не превышает $|1|$. Величина квантования сигнала $x[iT]$ по уровню была выбрана из условия, что она меньше шага квантования \tilde{q} , определяемого уравнением (15), для величины $\tilde{l} = \hat{l}$, минимизирующей функцию $\Delta y_L(\tilde{l})$. Алгоритм минимизации функции $\Delta y_L(\tilde{l})$ был реализован на языке C++, причем реализация целочисленных целозначных функций, в том числе и многоуровневых, была выполнена на созданных (при помощи объектно-ориентированного программирования) классах. Графическое представление функции $\Delta y_L(\tilde{l})$ показано на рис. 6.

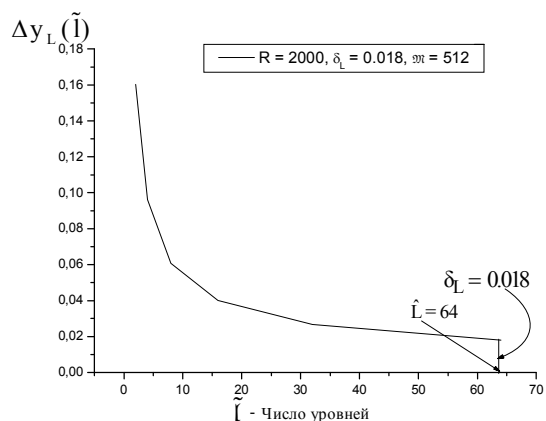


Рис. 6. Графическое представление функции $\Delta y_L(\tilde{l})$

Как следует из рассмотрения рис. 6, функция $\Delta y_L(\tilde{l})$ является унимодальной, постоянно убывающей. Значение параметра \hat{l} (числа уровней), минимизирующего функцию $\Delta y_L(\tilde{l})$ для выбран-

ных (на предыдущих этапах) значений \hat{m}_{01} , \hat{m}_{21} и при ограничении $\delta_L = 0.018$, оказалось равным 64.

Заключение

Предложен метод преобразования линейных разностных уравнений, описывающих цифровые фильтры параллельной формы реализации, к системе многоуровневых целочисленных, целозначных нелинейных разностных уравнений, которые позволяют создание нового класса многоуровневых цифровых фильтров и, в дальнейшем, их реализацию на нейро-автоматно сетевых структурах, обеспечивающих их надежное, отказоустойчивое и живучее функционирование.

Научная новизна предложенного метода состоит в том, что он позволяет преобразовывать линейные разностные уравнения, описывающие цифровые фильтры параллельной формы реализации, к системе многоуровневых целочисленных, целозначных нелинейных разностных уравнений.

Практическая значимость заключается в возможности реализации многоуровневых целочисленных, целозначных нелинейных разностных уравнений на нейро-автоматно-сетевых структурах.

Предложенная методика преобразований есть пионерская работа, поэтому ее не с чем сравнивать.

Литература: 1. Филиппенко И.Г. Описание элемента нейророботной проблемно-ориентированной структуры конечным автоматом с памятью // Электронное моделирование. 1984. Т.6, № 1. С. 24-31. 2. Модель нейронной сети. А.с. 1504656 СССР / И.Г. Филиппенко, С.В. Понеделько / Приоритет 15.10.86. 3. Filippenko I. G. Probabilistic – Deterministic Neuron Like Structures: a Base for Perspective Neurocomputers // Proceedings of The RNNS/IEEE Symposium on Neuroinformatics and Neurocomputers. Rostov-on-Don, Russia, October 7-10. 1992. Vol. II. P. 1259-1270. 4. Filippenko I. G., Glushakova G. U. Reliable, fault-tolerance and enduring unconventional neurocalculations // Brno University of Technology, Faculty of Mechanical Engineering, Institute of Automation and Computer Science, Mendel'99, 5th International Conference on Soft Computing. June 9-12, 1999, Brno, Czech Republic. P. 345-350. 5. Filippenko O., Sobolev Yu., Filippenko I. Designing fault-tolerant control systems using neuro-automaton network concept // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2004. Vol.7, №1. P.61-67. 6. Оптенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М.: Связь, 1979. 416 с. 7. Ту Ю.Т. Цифровые и импульсные системы автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1964. 704 с. 8. Моисеев Н.Н., Иванюков Ю. П., Столяров Е. М. Методы оптимизации. М.: Наука, 1978. 352 с. 8. Филиппенко О.И., Глушакова А.Ю., Филиппенко И.Г. Преобразование разностных уравнений линейных цифровых фильтров прямой формы реализации к целочисленному, целозначному виду // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2004. №2. С. 47-53. 9. Моисеев Н.Н., Иванюков Ю. П., Столяров Е. М. Методы оптимизации. М.: Наука, 1978. 352 с.

Поступила в редколлегию 11.07.2004

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Загарий Г.И.

Филиппенко Олег Игоревич, канд. техн. наук, докторант Украинской государственной академии железнодорожного транспорта.