

СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ З ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦІЄЮ, ОПТИМАЛЬНИХ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ

Олександр Тимченко

Системи автоматичного регулювання (САР) найпростіше розраховуються [1] на мінімальну похибку в стаціонарному режимі (режимі слідкування), а швидкодія САР перевіряється на отримання заданого чи мінімального часу перехідного процесу з мінімальним перерегулюванням. Параметри системи по швидкодії і мінімальній похибці, як правило, взаємовиключаючі. Тому виникає задача побудови адаптивних САР, які при заданій точності регулювання забезпечують мінімальний час перехідного процесу. Задача суттєво ускладнюється, якщо при реалізації цифрової САР існують жорсткі обмеження на об'єм апаратури. Необхідно відмітити, що такі САР будуть оптимальними по швидкодії та апаратурних затратах.

В даній роботі розглядається вирішення такої задачі на основі структури САР з паралельним алгоритмом регулювання більш високої швидкодії, який включається лише на час перехідного процесу. В цій системі основний алгоритм регулювання забезпечує мінімальні затрати апаратури, а паралельний (з більшим діапазоном зміни сигналу, ніж перший) — забезпечує необхідну швидкодію в перехідному режимі.

Альтернативним поданням цифрових сигналів, які забезпечують необхідну точність і мінімальний об'єм апаратури, є подання на основі різницевих методів, різновидністю яких є лінійна та багаторівнева дельта-модуляція (ЛДМ та БДМ) [2].

При ЛДМ кодується знак приросту сигналу $x(t)$ відносно сигналу апроксимації $\hat{x}(t)$

$$e_i^{(x)} = \begin{cases} \varepsilon^{(x)}, & \alpha(kT) \geq 0; \\ -\varepsilon^{(x)}, & \alpha(kT) < 0; \end{cases} \quad (1)$$

де $\alpha(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ — похибка апроксимації,

$e_k^{(x)} = \varepsilon^{(x)} d_k^{(x)} \in \{-\varepsilon^{(x)}, \varepsilon^{(x)}\}$, який в свою чергу, формується як сума кроків квантування вхідного сигналу $\{e_k^{(x)}\}$

$$\hat{x}_i = \hat{x}_{i-1} + e_i^{(x)} = \sum_{k=1}^i \varepsilon^{(x)} d_k^{(x)}, \quad \hat{x}_0 = 0, \quad \forall d^{(x)} \in \{-1, 1\}. \quad (2)$$

Тут $\varepsilon^{(x)}$ — мінімальний ненульовий крок, T — період дискретизації. Для зручності апаратурної реалізації використовується кодування кроків (1):

$$B_{1,k}^{(x)} = (e_k^{(x)} + \varepsilon^{(x)}) / 2\varepsilon^{(x)}.$$

$$\text{Тоді } \forall B_{1,k}^{(x)} \in \{0, 1\}.$$

Багаторівнева ДМ характеризується більшим набором кроків квантування

$$|s_k^{(x)}| \in \{s_{\min}^{(x)}, \dots, s_{\max}^{(x)}\},$$

де $K_p^{(x)} = s_{\max}^{(x)} / s_{\min}^{(x)}$ — кількість рівнів квантування, $s_{\min}^{(x)}$ — мінімальний ненульовий крок квантування.

Сигнал БДМ описується наступним чином [3]:

$$s_i^{(x)} = s_{\min}^{(x)} p_i^{(x)}. \quad (3)$$

Тут $p_i^{(x)}$ - числове значення кроку квантування вхідного сигналу, яке вибираємо на основі

$$p_i^{(x)} = \text{sgn}(x_i - \hat{x}_i) \min[ENT(K_p^{(x)} / 2), ENT(|x_i - \hat{x}_i| / s_{\min}^{(x)} + A)], \quad (4)$$

де $ENT\{\bullet\}$, $\text{sgn}(\bullet)$ $\min(\bullet)$ - ціла частина, знак і мінімум $\{\bullet\}$;

$A=0,5$ для непарного і $A=0,9(9)$ для парного $K_p^{(x)}$. Апроксимуючий сигнал $\hat{x}_k$ формується із (3) та (4) аналогічно (2)

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + s_k^{(x)} = \sum_{r=0}^k s_{\min}^{(x)} p_r^{(x)}; \quad s_r^{(x)} = 0, \quad r < 0. \quad (5)$$

Відсутність перенавантажень в колі регулювання САР з ДМ

досягається у випадку вибору кроків квантування при ЛДМ і БДМ із нерівності

$$\varepsilon^{(x)} = |s_{\max}^{(x)}| \geq \max |x_i - x_{i-1}|, i \geq 1. \quad (6)$$

В той же час мінімальні шуми квантування мають місце при виборі кроків

$$\varepsilon^{(x)} = s_{\min}^{(x)} < \left[E \{ (x_{i+1} - x_i)^2 \} \right]^{1/2} \ln \frac{1}{f_B T} \quad (7)$$

де T — частота дискретизації; f_B — верхня частота спектра сигналу, $E\{\bullet\}$ — математичне сподівання $\{\bullet\}$.

Оцінку кроку (7) можна отримати на основі

$$\varepsilon^{(x)} = s_{\min}^{(x)} \leq \left[\frac{1}{\Theta/T - 1} \sum_{i=0}^{\Theta/T-1} (x_{i+1} - x_i)^2 \right]^{1/2} \ln \frac{1}{f_B T}, \quad (8)$$

де Θ — довжина реалізації.

Найбільш складним при визначенні кроку квантування вхідного сигналу із (7) є вірна оцінка f_B , яка здійснюється, як правило, на основі апіорних даних [3].

Із (6)...(8) очевидно, що точність ЛДМ-подання відповідає точності БДМ- та ІКМ-подання сигналів при $\varepsilon^{(x)} = s_{\min}^{(x)} = \Delta$, де Δ — крок ІКМ-подання.

Завдяки простоті і точності цифрового подання ЛДМ- сигналів вони зручні для реалізації САР в стаціонарному режимі, тобто в режимі слідкування при невеликих змінах сигналів. З іншого боку, БДМ при тій же точності подання може обробляти вхідний сигнал в значно ширшому динамічному діапазоні і тому зручна для реалізації САР в перехідному режимі.

Представимо САР як нерекурсивну реалізацію з імпульсною характеристикою $IX \{h_m\}$, $m = 0, M-1$. Вихідний сигнал САР в звичному ІКМ-форматі тоді має вигляд

$$y_n = \sum_{m=0}^{M-1} x_{n-m} l_m, \quad (9)$$

Якщо вхідний сигнал подати в ДМ-форматі, то (9) модифі-

кується наступним чином [2] відповідно для БДМ та ЛДМ:

$$y_n = s_{\min}^{(x)} s_{\min}^{(h)} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} p_{k-m}^{(x)} p_m^{(h)} = \varepsilon^{(x)} \cdot \varepsilon^{(h)} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{k-m}^{(x)} \alpha_m^{(h)}. \quad (10)$$

Мінімальне значення кроків квантування ІХ для БДМ знаходимо на основі (7):

$$s_{\min}^{(h)} \leq \left[\frac{1}{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} (h_{i+1} - h_i)^2 \right]^{1/2}. \quad (11)$$

Для ЛДМ з (6) і (7) відповідно маємо

$$s_{\min}^{(h)} \leq \varepsilon^{(h)} \leq s_{\max}^{(h)} \quad (12)$$

Побудуємо адаптивну САР на основі нерекурсивної цифрової фільтрації з одночасним поданням вхідного сигналу та ІХ в двох форматах — ЛДМ та БДМ. Тоді, з врахуванням $\varepsilon^{(x)} = s_{\min}^{(x)}$, $\varepsilon^{(h)} = s_{\min}^{(h)}$, (11) та (12), можна записати згортку (10) у виді:

$$y_n = \frac{1}{2} s_{\min}^{(x)} s_{\min}^{(h)} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} (p_{k-m}^{(x)} p_m^{(h)} + \tilde{d}_{k-m}^{(x)} \tilde{d}_m^{(h)}). \quad (13)$$

Даний алгоритм не завжди зручний для реалізації, тому що вимагає додаткових обчислень при $K_p^{(i)} > 1$. Виберемо подання ІХ для обох (ЛДМ та БДМ) вхідних сигналів САР у форматі БДМ, що забезпечить високу точність регулювання. Тоді із (13) отримаємо

$$y_n = D^{(x,h)} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} p_m^{(h)} (p_{k-m}^{(x)} + \tilde{d}_{k-m}^{(x)}). \quad (14)$$

де $D^{(x,h)} = (s_{\min}^{(x)} \cdot s_{\min}^{(h)})^{1/2}$ — нормуючий множник, який при обчисленні згортки (14) можна не враховувати.

Алгоритм (14) обчислюється в три етапи. На першому знаходиться друга різниця

$$\nabla^2 y_k = \sum_{m=0}^{M-1} p_m^{(h)} \cdot (p_{k-m}^{(x)} + \tilde{d}_{k-m}^{(x)}),$$

послідовне нагромадження якої в двох суматорах дає вихідний

сигнал САР:

$$y_n = D^{(x,h)} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \nabla^2 y_k.$$

Вираз (14) зручний для реалізації адаптивних ЛДМ-БДМ САР. При непарному значенні $K_p^{(x)}$ і $\{s_n^{(x)}\} = \{0\}$ маємо стаціонарний режим регулювання на основі обробки послідовності $\{d_n^{(x)}\}$ і тому максимальну простоту апаратурної реалізації. При $s_n^{(x)} \neq 0$ САР працює в перехідному режимі, забезпечуючи максимальну швидкодію, відпрацьовуючи максимально можливі зміни вхідного сигналу величиною $|x_i - x_{i-1}| \leq s_{\max}^{(x)}$.

Апаратурно САР з ДМ можна побудувати на основі (13) або (14) наступним чином: використовуючи в даний k -й момент часу подання лише ЛДМ або БДМ, а в необхідних випадках — їх суму. На основі ЛДМ маємо максимально просту і швидкодіючу реалізацію — перемноження вироджується у зміну знака коефіцієнта ІХ, а нагромадження значень виконується звичайним суматором. При БДМ-поданні вхідного сигналу необхідно виконувати операцію перемноження. Тому БДМ-подання вхідного сигналу в (14) слід використовувати лише у відсутності достовірності ЛДМ-коду, що має місце при перенавантаженні ЛДМ за крутизною. Це відбувається при невиконанні умови (6), а признаком служить послідовність із q (вибирається при реалізації) однакових слідуючих підряд символів $B_{1k}^{(x)}$, $k = \bar{k}_n, \bar{k}_n + q - 1$ [4].

Таким чином, при використанні алгоритму (14) швидкодія системи в перехідних режимах зростає не менше, ніж у $K_p^{(x)}$ разів, а для алгоритма (13) приблизно в $K_p^{(x)} K_r^{(h)}$ разів, забезпечуючи задану точність вихідного сигналу і простоту апаратурної реалізації.

Література

1. Луцків М.М. Системи автоматичного керування ротаційними машинами з пружними зв'язками. Навч. посібник.

К., Вища школа, 1991. - 71с.

2. *Погрибной В.А.* Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов. М., Радио и связь, 1990. - 216с.

3. *Погрибной В.А., Тимченко А.В.* Расчет цифровых фильтров с дельта-модуляцией // Изв.вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1988. Т. 31. N3 -С.15-21.

4. А.с. N 1543547 // Пристайко О.Р., Тимченко О.В. Дельта-модулятор / Оpubл. 1990. Бюл. N6.