УДК 621.376.56

О.В.Тимченко

СИСТЕМА АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ НЕРЕКУРСИВНИХ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ З ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦІЄЮ: АЛГОРИТМИ І ОБОЛОНКА

Обчислення згортки, тобто нерекурсивна цифрова фільтрація, є фундаментальною операцією цифрової обробки сигналів. Проектування цифрових систем автоматичного регулювання (САР) на основі цифрових нерекурсивних фільтрів (ЦФ) вимагає вибору виду подання вхідного сигналу САР і вагової послідовності (імпульсної характеристики — ІХ), оцінки їх параметрів за точністю, рівнем шумів, апаратурними затратами та швидкодією. Виходячи з потреби мікропроцесорної реалізації таких САР, що суттєво збільшує час мо-

рального старіння систем, слід оцінювати зазначені параметри на етапі розробки алгоритмів функціонування. Це дозволяє в ряді випадків оптимізувати структуру.

Розроблена система автоматичного проектування цифрових нерекурсивних фільтрів на мові Turbo Pascal 7.0 дає можливість визначити вказані параметри, а також промоделювати роботу фільтра, враховуючи при цьому параметри вибраного типу кодера і процесора та їх апаратурні затрати.

Залежно від необхідної швидкодії, роздільної здатності та апаратурних затрат САР вхідний сигнал і ІХ можуть бути подані імпульсно-кодовою або дельта-модуляцією (ІКМ або ДМ) [1]. У першому випадку кодуються відліки вхідного сигналу, у другому — різниця між відліком і його апроксимацією. Методи еквівалентні по роздільній здатності при виборі однакових мінімальних кроків квантування при ДМ та ІКМ $s_{\min}{}^{(x)} = \Delta$ [3]. Різниця між методами подання — у необхідній частоті дискретизації, яка пов'язана із зменшенням розрядності подання при переході від ІКМ до ДМ $\Delta r = r_{ІКМ} - r_{ДМ}$.

$$\mu = T^{-1}/T_H{}^{-1} = \pi/2 \cdot arcsin^{-1}(1/(\Delta r - 1)),$$

де $T_H{}^{-1}$ — частота Найквіста; T^{-1} — вибрана частота дискретизації [2, 3]. САР поліграфічним обладнанням — вузькосмугові системи з $T^{-1} < 10$ Гц, тому бажаним видом подання сигналів є ДМ, використання якої приводить до значень $\Delta r = 4...5$.

Моделювання роботи процесора і кодера дозволяє перевірити алгоритм роботи та швидкодію системи, а також врахувати виникаючі нелінійні ефекти при ІКМ та ДМ-поданні сигналів, до яких відносяться, крім достатньо грубого квантування, перевантаження по крутизні [3].

Система автоматичного проектування нерекурсивних ЦФ з ІКМ і ДМ працює в інтерактивному режимі. Вхідними даними є формати подання вхідного сигналу та ІХ, необхідна мінімальна розрядність кодування і діапазон зміни сигналів, довжина еквівалентного ряду Фур'є, метод розрахунку величин кроків квантування, алгоритм моделювання роботи процесора фільтра і кодера.

Можуть бути задані такі типи кодерів і відповідні подання вхідного сигналу: з лінійною (однорозрядною) ДМ (ЛДМ), багаторівневою ДМ (БДМ) або диференціальною ІКМ (ДІКМ) та звичною ІКМ.

Найпростішим є подання з ЛДМ. Воно приводить до найпростіших реалізацій, однак у порівнянні з іншими вимагає максимальної частоти дискретизації $T^{-1} = \pi D T_H^{-1}$, де D — діапазон зміни вхідного сигналу. Кроки ЛДМ-подання визначаються з різниці між сигналом $x(t)$ і його апроксимацією $\hat{x}(t)$:

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

де $\alpha(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ — похибка апроксимації; $e_k^{(x)} = \varepsilon^{(x)} d^{(x)}$ є $\{-\varepsilon^{(x)}, \varepsilon^{(x)}\}$, що, в свою чергу, формується як сума кроків квантування вхідного сигналу $\{e_k^{(x)}\}$

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

Тут $\varepsilon^{(x)}$ — мінімальний ненульовий крок.

Для зручності апаратурної реалізації використовується кодування кроків (1):

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

Тоді $VB_{1,k}^{(x)} \in \{0,1\}$.

Більш швидкодіючим, але складнішим у реалізації є БДМ-подання. Сигнал БДМ описується таким чином [3]:

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

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

$$p_k^{(x)} = sgn(x_k - \hat{x}_k) \cdot ENT\,[\min(K_p^{(x)}/2, |x_k - \hat{x}_k| / s_{\min}^{(x)} + A)],$$

де $s_{\min}^{(x)}$ — мінімальний ненульовий крок квантування; $K_p^{(x)}$ — кількість рівнів БДМ-подання, $A = 0{,}5$ при $K_p^{(x)} \bmod 2 = 0$ і $A = 0{,}9(9)$ при $K_p^{(x)} \bmod 2 = 1$; $ENT\{\cdot\}$, $\mathrm{sgn}(\cdot)$, $\min(\cdot)$ — ціла частина, знак і мінімум величин $(\cdot)$. При непарному $K_p^{(x)}$ маємо характеристику з

центральним послабленням, а при парному — з центральним кліпуванням слабких сигналів.

Відсутність перевантажень по крутизні спостерігається у випадку вибору кроків квантування при ЛДМ і БДМ з нерівності

$$\varepsilon^{(x)} = |s_{\max}{}^{(x)}| \geq \max |x_i - x_{i-1}|, \quad i > 1. \tag{4}$$

Для забезпечення мінімальних шумів квантування кроки повинні бути в таких межах:

$$\varepsilon^{(x)} = s_{\min}{}^{(x)} < \left[E\left\{(x_{i+1} - x_i^2)\right\}\right]^{1/2} \ln \frac{1}{f_в T}, \tag{5}$$

де $f_в$ — верхня частота спектра сигналу; $E\{\cdot\}$ — математичне сподівання сигналу $\{\cdot\}$.

Оцінку кроку (7) можна отримати на основі

$$\varepsilon^{(x)} = s_{\min}{}^{(x)} < \left[\frac{1}{\Theta/T-1}\sum_{i=0}^{\Theta/T-1}(x_{i+1} - x_i)^2\right]^{1/2} \ln \frac{1}{f_в T}, \tag{6}$$

де Θ — довжина реалізації.

Вибір кроків на підставі (4)—(6) дозволяє при заданому співвідношенні сигнал/шум мінімізувати розрядність оброблюваних сигналів. Для ІКМ-подання потрібно вибрати лише мінімальний крок Δ, виходячи з діапазону D, але розрядність цього подання відносно інших максимальна.

При поданні сигналів у ДМ-форматі згортка обчислюється таким чином [1]:

$$y_n - s_{\min}{}^{(x)} s_{\min}{}^{(h)} \sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{i}\sum_{m=0}^{M-1} p_{k-m}{}^{(x)} p_m{}^{(h)} = \varepsilon^{(x)}\varepsilon^{(h)} \sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{i}\sum_{m=0}^{M-1} d_{k-m}{}^{(x)} d_m{}^{(h)}. \tag{7}$$

У формули (7) входять значення мінімальних кроків ІХ у відповідному форматі, які треба вибрати при розрахунку амплітудно- та фазочастотної характеристики (АЧХ та ФЧХ) фільтра.

Мінімальне значення кроків квантування ІХ для БДМ знаходимо на основі (5):

$$s_{\min}(h) \le \left[\frac{1}{M-1}\sum_{i=0}^{M-1}(h_{i+1}-h_i)^2\right]^{1/2}. \qquad (8)$$

Для ЛДМ (4)—(6) маємо

$$s_{\min}(h) \le \varepsilon(h) \le s_{\max}(h). \qquad (9)$$

Моделювання роботи процесора і фільтра проводиться згідно з (7) при врахуванні (8) і (9) способом однієї синусоїди з наближенням вихідного сигналу фільтра за методом найменших квадратів (МНК). Це дозволяє отримати статистично стійкі результати по співвідношенню сигнал/шум, а також скоректувати необхідну розрядність і вид подання сигналів. Моделювання роботи кодера відповідає співвідношенням (1)—(3).

Результатами розрахунків і моделювання є: вибрана частота дискретизації; вагова послідовність фільтра з неквантованими коефіцієнтами та відповідні їй АЧХ і ФЧХ; ІХ після квантування та відповідні їй АЧХ і ФЧХ; знайдені АЧХ і ФЧХ з вихідного сигналу при моделюванні роботи процесора та кодера по МНК; частотна залежність співвідношення сигнал/шум і потужності тестового сигналу на виході фільтра [1, 6].

Останнім етапом проектування є оптимізація вагової послідовності шляхом згортання її з вибраною деяким чином допоміжною послідовністю для зменшення числа та розрядності ненульових значень коефіцієнтів і підрахунок виграшу у швидкодії в результаті цієї оптимізації [5]. У підменю даного етапу задаються варіанти коефіцієнтів і бажана структура допоміжної послідовності.

Кожний крок розрахунку супроводжується графічними і текстовими поясненнями на екрані комп'ютера, проаналізувавши які можна легко змінювати вхідні дані для отримання бажаних параметрів точності, лінійності ФЧХ, швидкодії, рівня шумів і складності реалізації [7].

1. Определение отношения сигнал/шум для цифровых фильтров с дельта-модуляцией. Погрибной В.А., Тимченко А.В. //Тез. докл. 6 Всесоюзной школы-семинара: Распараллеливание обработки информации. Львов, 1987. Ч. 2. С. 372—374. 2. Погрибной В.А. Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов. М., 1990. 3. Погрибной В.А., Тимченко А.В. Расчет цифровых фильтров с дельта-модуляцией //Изв.

вузов СССР. 1988. Т. 31. №3. С. 15—21. 4. Погрибной В.А., Тимченко А.В. Методика расчета цифровых фильтров с дельта-модуляцией //Изв. вузов СССР. 1984. Т. 27. №9. С. 23—27. 5. Погрибной В.А., Тимченко А.В. Улучшение свойств цифровых фильтров с дельта-модуляцией на основе преобразования импульсных характеристик //Радиотехника и электроника. 1989. Вып. 5. С. 1045—1051. 6. Тимченко О.В. Аналіз точності систем автоматичного регулювання з дельта-модуляцією //Друга українська конференція з автоматичного керування. Львів, 1995. Т. 1. С. 132. 7. Тимченко А.В. Кодери з лінійною та багаторівневою дельта-модуляцією для цифрової фільтрації на ООС //Автоматизація виробничих процесів в машинобудуванні і приладобудуванні. Республіканський міжвідомчий науково-технічний збірник. Львів, 1993. Вип. 30. С. 87—93.

Стаття надійшла до редколегії 24.01.96