

КОНТРОЛЬ ЯКОСТІ, ІНФОРМАЦІЙНІ І ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

УДК 621.372.542: 376.56

АЛГОРИТМИ І МЕТОДИ ПОБУДОВИ САР НА ОСНОВІ РІЗНИЦЕВО-ІНТЕРПОЛЯЦІЙНОГО ПОДАННЯ СИГНАЛІВ

© Богдан Дурняк, Олександр Тимченко, 1999

Українська академія друкарства

Запропонований алгоритм функціонування і метод побудови цифрових систем автоматичного регулювання (САР) поліграфічним обладнанням з низькою дискретністю вхідного сигналу на основі інтерполяції та різницевого подання сигналів.

Ефективним методом підвищення точності цифрових САР, які працюють в замкненому контурі керування, є збільшення частоти дискретизації (частоти відліків) вхідного сигналу. Це дає змогу формувати регулюючу дію, підстроюючи параметри САР до зміни параметрів об'єкта протягом невеликого проміжку часу. У багатьох випадках частота відліків (дискретність) вхідного сигналу САР обмежена (задана) самим принципом роботи системи, наприклад, для систем регулювання палітуркоробними машинами в поліграфії з циклічно повторюваним алгоритмом. Тоді для забезпечення заданих якісних показників САР застосовують різні методи, які базуються на кратному до частоти вхідного сигналу підвищенні частоти відліків вихідного сигналу. Одним з них є відомий метод на основі коригуючих на інтервали ланок з кратним періодом дискретизації. Однак цей метод вимагає ретельного підбору параметрів коригуючих ланок та їх схем [1] і є достатньо складним в алгоритмічному плані.

Метою даної роботи є розробка алгоритму та ефективного методу побудови коригуючих ланок САР на основі різницевого подання сигналів та збільшення частоти дискретизації вихідного сигналу.

За основу алгоритму роботи коригуючої ланки вибрано метод інтерполяції вихідного сигналу. При рівних частотах дискретизації T^{-1} вхідного та вихідного сигналів алгоритм коригуючої ланки можна записати у вигляді згортки [2]

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

де $\{h_m\}, m = \overline{0, M-1}$ — імпульсна характеристика (ІХ) системи, $\{x_n\}, n > 0$ — вхідна, $\{y_n\}, n > 0$ — вихідна послідовності.

У разі, коли частота дискретизації вихідного сигналу вища, ніж вхідного, в μ разів і становить μT^{-1} , вихідний сигнал ланки (1) набере вигляду

$$y_{n+k/\mu} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{n-m} h_{m+k/\mu}, \quad (2)$$

де $k = 0, \mu - 1$.

Значення перевірення μ частоти дискретизації вихідного сигналу μT^{-1} над вхідним T^{-1} визначає точність регулюючої дії системи керування. При вибраному параметрі μ швидкодія системи та затрати апаратури на її побудову визначаються розрядністю оброблюваних сигналів. Тому в САР застосовують різницеве подання сигналів, яке при значно вищій розрядності подання має однакову точність із звичайно застосовуваним повнорозрядним поданням квантованих відліків [3]. Виграш в розрядності дається видом подання і значенням μ і для адаптивних одно-розрядних видів може становити величину $\Delta r = r_x - 1$, де r_x — розрядність сигналів після аналого-цифрового перетворення [4]. Застосування такого виду подання дає змогу не лише спростити апаратну реалізацію, а і підвищити швидкодію системи.

Запишемо (2) на основі перших різниць (приростів) імпульсної характеристики і різницевого подання вихідних відліків:

$$y_{n+k/\mu} = y_n + \nabla y_{n+k/\mu}, y_0 = 0, \quad (3)$$

де послідовність перших різниць вихідного сигналу згідно з (3)

$$\nabla y_k = \sum_{m=0}^{M-1} x_{n-m} s_{m+k/\mu}^{(h)}, \quad (4)$$

а значення

$$s_{m+r/\mu}^{(h)} = h_{m+r/\mu} - h_m \quad (5)$$

є кроками квантування I_X , які обчислюють на основі завдання порядку інтерполяційного полінома на інтервалі дискретизації T .

Зазначимо, що кроки (5) мають значно меншу розрядність подання від відліків I_X , що дає можливість спростити реалізацію процесора для знаходження (2). Апаратно (на рисунку показана структурна схема коригуючої ланки) це реалізується шляхом обчислення значення (1) перемноженням повнорозрядних відліків вхідного сигналу та вагової послідовності, потім обчислення послідовності приростів (4) перемноженням повнорозрядних відліків вхідного сигналу на прирости (перші різниці) імпульсної характеристики, на основі підсумовування яких отримується вихідний сигнал (3).

На рисунку позначено: RG — регістр зсуву на M , $MPL_{1-1}, \dots, MPL_{1-M}$ — помножувачі для обчислення добутків $\{x_{n-m} h_m\}$, $MPL_{2-1}, \dots, MPL_{2-M}$ — помножувачі для обчислення добутків $\{x_{n-m} s_{m+r/\mu}^{(h)}\}$, $SM_1, \dots, SM_3$ — алгебраїчні суматори. На виході суматора SM_1 формується значення $\{y_n\}$, на виході SM_2 — значення $\{\nabla y_{n+k/\mu}\}$, а на виході SM_3 — $\{y_{n+k/\mu}\}$. Блок помножувачів MPL_2 працює з частотою в μ разів

вищою, ніж блок MPL_1 , але з відповідно нижчою розрядністю сигналів, яка визначається з [3]

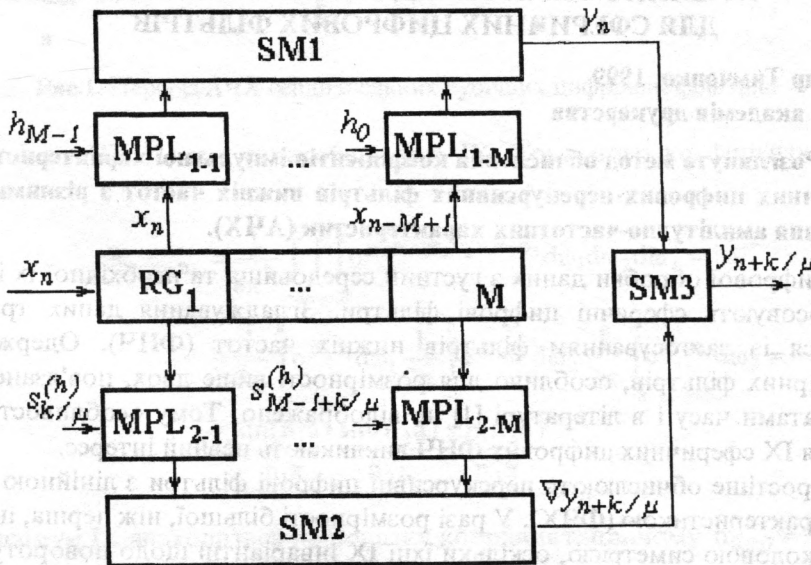
$$\Delta r = r_\mu - r_s = -\log_2 \sin \frac{\pi}{2\mu} - 1,$$

де r_μ, r_s — відповідно розрядність подання послідовностей $\{h_m\}$ та $\{s_m^{(h)}\}$ при однаковому мінімальному дискреті квантування. Це забезпечує однакову роздільну здатність повнорозрядних відліків і різницевого сигналу. Завдяки такому скороченню розрядності ці системи реалізуються з незначними затратами апаратури як у разі паралельної, так і послідовної реалізації.

Найпростішим в реалізації є інтерполяційний поліном першого порядку, для якого послідовність перших різниць $\{s_{m+r/\mu}^{(h)}\}$ утворює арифметичну прогресію з кроком

$$d_m^{(h)} = (h_{m+1} - h_m) / \mu, m = \overline{0, M-2}$$

У цьому разі протягом періоду дискретності вхідного сигналу T достатньо виконати лише одне перемноження $\{x_{n-m} d_m^{(h)}\}$ та $(\mu-1)$ -е накопичення для отримання всіх значень $\{\nabla y_{n+k/\mu}\}, k = \overline{0, \mu-1}$. Тобто в цьому разі блоки помножувачів MPL_1 та MPL_2 працюють з однаковою частотою, що суттєво спрощує апаратну реалізацію.



Структурна схема коригуючої ланки

Зазначимо, що в разі інтерполяційного полінома нульового порядку $y_{n+k/\mu} = y_n, k = \overline{0, \mu-1}$ і коригуюча ланка працює як звичайна — без інтерполяції.

Оскільки регулююча дія $\{y_{n+k/\mu}\}$ є змінною на інтервалі дискретності, то управління об'єктом буде ефективнішим. При відповідному виборі параметрів коригуючої ланки забезпечується оптимальний перехідний процес системи.

Отже, отримано ефективні алгоритми функціонування та метод побудови коригуючої ланки на основі інтерполяції та різницевого подання сигналів для реалізації САР поліграфічним обладнанням високої точності.

1. Луцків М.М., Тимченко О.В., Шульжик Ю.О. Дискретні системи з коригуючим пристроєм з кратним періодом квантування // *Технічна електродинаміка*. 1998. N 1. С.20-22. 2. Стрепко І.Т., Тимченко О.В., Дурняк Б.В. Проектування систем керування на однокристальних мікро-ЕОМ. К., 1998. 3. Тимченко О.В. Використання дельта-модуляції в системах автоматичного регулювання // *Поліграфія і видавнича справа: Наук.-техн. зб.* Львів, 1996. Вип.31. С.111-115. 4. Дурняк Б., Стрепко І., Тимченко О. Розпаралелювання обчислень на основі вибору методів різницевого подання сигналів в САК реального часу // *Комп'ютерні технології друкарства. Збірник наукових праць*. Львів, 1998. С.120-123.

УДК 621.372.542: 376.56

ПРЯМИЙ РОЗВ'ЯЗОК ЗАДАЧІ АПРОКСИМАЦІЇ ДЛЯ СФЕРИЧНИХ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ

© Олександр Тимченко, 1999

Українська академія друкарства

Розглянуто метод обчислення коефіцієнтів імпульсної характеристики (ІХ) сферичних цифрових нерекурсивних фільтрів нижніх частот з різними видами завдання амплітудно-частотних характеристик (АЧХ).

Для цифрової обробки даних з густини середовища та необхідної їх інтерпретації застосовують сферичні цифрові фільтри. Згладжування даних традиційно проводиться із застосуванням фільтрів нижніх частот (ФНЧ). Одержання ІХ багатовимірних фільтрів, особливо для розмірності вище двох, пов'язане зі значними затратами часу і в літературі [1] не відображено. Тому особливості методів обчислення ІХ сферичних цифрових ФНЧ викликають певний інтерес.

Найпростіше обчислюють нерекурсивні цифрові фільтри з лінійною фазочастотною характеристикою (ФЧХ). У разі розмірності більшої, ніж перша, цікавими є фільтри з коловою симетрією, оскільки їхні ІХ інваріантні щодо повороту координат. Особливості обчислення таких фільтрів для розмірностей три і вище з врахуванням особливостей завдання АЧХ у літературі освітлені недостатньо, що змушує їх застосування.

У даній роботі розглянуті прямі методи розрахунку коефіцієнтів імпульсної характеристики за заданою амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) фільтрів нижніх частот.