

Таблиця 2

Залежність зручності читання тексту від кегля та формату полоси

Fr, кв.	Kg, п.				
	8	9	10	11	12
5.0	4.89	4.95	5.01	5.06	5.11
5.5	4.89	4.94	4.99	5.04	5.08
6.0	4.89	4.93	4.97	5.01	5.04
6.5	4.89	4.92	4.96	4.99	5
7.0	4.89	4.91	4.94	4.96	4.97
7.5	4.89	4.9	4.92	4.93	4.94

Таблиця 3

Залежність зручності читання тексту від кегля та ущільнення очка літер

Sc, %	Kg, п				
	8	9	10	11	12
85	4.98	4.98	4.96	4.97	4.92
90	4.94	4.95	4.95	4.96	4.93
95	4.91	4.93	4.94	4.95	4.95
100	4.89	4.92	4.96	4.97	4.98
105	4.88	4.92	4.97	5.01	5.01
110	4.87	4.93	4.98	5.04	5.06

Отримані результати стосуються лише текстів, складених гарнітурою "шкільна". Безперечно, що на результати оптимізації впливає і рівень респондентів. Описану методику розрахунку оптимальних параметрів верстання текстів пропонується використовувати і для текстів видань, складених іншими гарнітурами.

1. Адлер Ю.П. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. М., 1976. 2. Воскресенский М.И., Колосов А.И.. Наборные процессы и переработка текстовой информации. М., 1989. 3. Партико З., Бордчук В., Сорокатиий І.. Трипараметричний метод визначення читабельності (складності) україномовних текстів // Палітра друку, 1995. №4, С. 54–55.

УДК 621.372.542: 376.56

**МЕТОДИ ПОБУДОВИ ЦИФРОВИХ РЕГУЛЯТОРІВ НА ОСНОВІ
РІЗНИЦЕВИХ СИГНАЛІВ З ПРОРІДЖУВАННЯМ**

І.Т. Стренко, О.В. Тимченко

Розглядаються ефективні в обчислювальному сенсі та апаратній реалізації алгоритми цифрових систем автоматичного керування з двома частотами дискретизації в прямому колі та колі зворотного зв'язку. Досліджуються алгоритми функціонування та методи реалізації таких систем.

Рассматриваются эффективные в вычислительном смысле и в аппаратной реализации алгоритмы цифровых систем автоматического управления с двумя частотами дискретизации в прямой и обратной ветви. Исследуются алгоритмы функционирования и методы реализации таких систем.

При проектуванні цифрових систем автоматичного керування (ЦСАК) швидкоплинними процесами, наприклад, централізованого управління, має місце значне перевищення частоти дискретизації сигналу зворотного зв'язку $y(t)$ над частотою дискретизації сигналу управління і відповідного регулятора. Звичайно вважають, що ці частоти рівні. Однак у реальних системах необхідно враховувати, що в колі зворотного зв'язку виникають високочастотні шуми, спектр яких не лише потрапляє в смугу пропускання регулятора, а й може перевищувати частоту дискретизації. Неврахування цього призводить до погіршення якості ЦСАК в цілому.

Основні залежності в таких системах та методи їх побудови показані на типовій структурній схемі ЦСАК (рис.1). Тут: A/D – аналого-цифрові перетворювачі сигналу управління та сигналу зворотного зв'язку, $W_p(z)$ – передаточна функція цифрового регулятора, $W_o(s)$ – передаточна функція об'єкта керування з аналоговим входом, D/A – цифроаналоговий перетворювач. Позначимо частоту дискретизації вихідного сигналу регулятора та сигналу управління через T^{-1}/q , а сигналу зворотного зв'язку T^{-1} , тобто з перевищенням попередньої в q разів. У зв'язку з тим, що вхідний сигнал регулятора $e_n = x_n - y_n$ надходить з частотою, яка в q разів більша за необхідну, при прямій реалізації структури маємо значний надлишок в обсязі обчислень. Завдяки цьому існує можливість скорочення обчислювальних затрат у регуляторі шляхом переходу до комбінованих видів різницево-повнорозрядного подання сигналів [1-4].

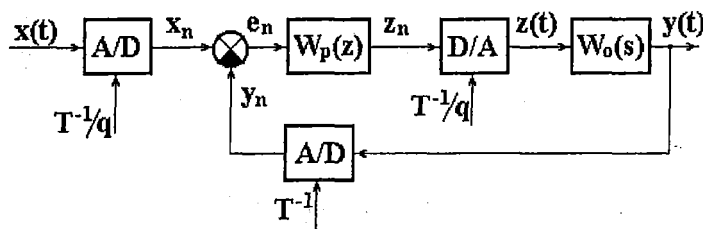


Рис.1. Структурна схема ЦСАК з двома частотами дискретизації

Для прикладу, запишемо залежність вхід-вихід регулятора через згортку

$$z_n = \sum_{m=0}^{M_i-1} e_{n-m} h_m = \sum_{i=1}^n \sum_{m=0}^{M_i-1} s_{i-m}^{(e)} h_m = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} s_{k-m}^{(e)} s_m^{(h)}. \quad (1)$$

Вирази в (1) відповідають повнорозрядному, різницево-повнорозрядному та різницевому поданням сигналів, причому $\{e_n\}, \{s_n^{(e)}\}, n > 0$ – подання вхідного сигналу регулятора, $\{h_m\}, \{s_m^{(h)}\}, m = \overline{0, M-1}$ – подання його вагової послідовності у відповідному форматі.

Ці методи одержання згорток визначають вихідну повнорозрядну послідовність $\{z_n\}$, що надходить з частотою дискретизації $T^{-1} = \mu T_N^{-1}$ сигналу $\{e_n\}, \{s_n^{(e)}\}, n > 0$, яка перевищує частоту Найквіста $T_N^{-1} = 2f_B$, де f_B – верхня частота спектра сигналу, μ – коефіцієнт перевищення. Один із шляхів скорочення обсягу обчислень для одержання $\{z_n\}$ і підвищення якісних показників процесорів регуляторів полягає в проріджуванні вихідних відліків

регулятора. Це можна здійснити в тих випадках, коли спектр сигналу зворотного зв'язку зосереджений у вузькій смузі частот, а втратами за рахунок накладання спектрів можна знехтувати.

Розглянемо отримання вихідного сигналу регулятора у вигляді згортки з проріджуванням. За допомогою аналогового фільтра або вибору методу управління спектр сигналу $e(t)$ обмежений в смузі $[0, f_B]$. Тоді сигнал з виходу кодера потрібно подати на антиалайзинговий цифровий фільтр нижніх частот (ЦФНЧ), що має періодичну з періодом T АЧХ (рис. 2):

$$H(e^{j\omega T}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \in [0, \pi / \mu T q]; \\ 0, & |\omega| \in [\pi / \mu T q, \pi / \mu T], \end{cases}$$

де q — коефіцієнт проріджування.

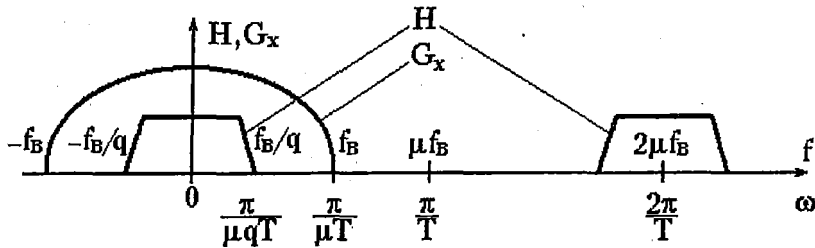


Рис.2. АЧХ антиалайзингового ФНЧ і спектр вхідного сигналу регулятора

Такий ЦФНЧ заглушує сигнал у частотній смузі $[f_B / q, f_B]$ і пропускає сигнал у смузі частот з $[0, f_B / q]$, що запобігає накладанню спектрів. Вихідний сигнал ЦФНЧ виражається за допомогою згортки. Проріджувач дискретизує результуючу послідовність ЦФНЧ шляхом збереження тільки кожного q -го відліку. Тому частота дискретизації проріджувача дорівнює $1/qT$, а спектр його вихідного сигналу $\{v_q\}$ обмежений смугою $[0, f_B / q]$. У часовій області вихідний сигнал проріджувача матиме вигляд таких згортки:

$$v_n = w_{nq} = \sum_{i=1}^n \sum_{m=0}^{M_i-1} s_{iq-m}^{(e)} h_m; \quad (2)$$

$$v_n = w_{nq} = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{M-1} s_{kq-m}^{(e)} s_m^{(h)}.$$

Тут $\{h_m\}, m = \overline{0, M_i-1}$ і $\{s_m^{(h)}\}, m = \overline{0, M-1}$ — вагова послідовність ЦФНЧ у форматі повнорозрядного та різницевого подання.

Для побудови потрібного регулятора до системи ЦФНЧ-проріджувач треба підключити блок регулятора, що задає функцію керування з частотою дискретизації $1/qT$. Задаючи смугу

прозорості останнього $|f| \in \left[\frac{f_B}{d}, f_B \right], d \in (q, \infty)$ відповідною ваговою послідовністю $\{g_i\}$ чи $\{s_i^{(g)}\}, i = \overline{0, F-1}$, отримаємо на основі (2) вихідний сигнал у часовій області в різних форматах

$$z_n = \sum_{m=0}^{F-1} v_{n-m} g_m = \sum_{i=1}^n \sum_{l=0}^{F-1} \sum_{m=0}^{M_i-1} s_{(i-l)q-m}^{(e)} h_m g_l = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{l=0}^{F-1} \sum_{m=0}^{M-1} s_{(k-l)q-m}^{(e)} s_m^{(h)} s_l^{(g)}. \quad (3)$$

Для випадку $q \leq \mu$, що часто зустрічається на практиці, у даній системі можна виключити ЦФНЧ, оскільки спектр вхідного сигналу відповідає спектру прорідженого $[0, f_B / q]$, а накладання спектрів відсутнє (рис.3).

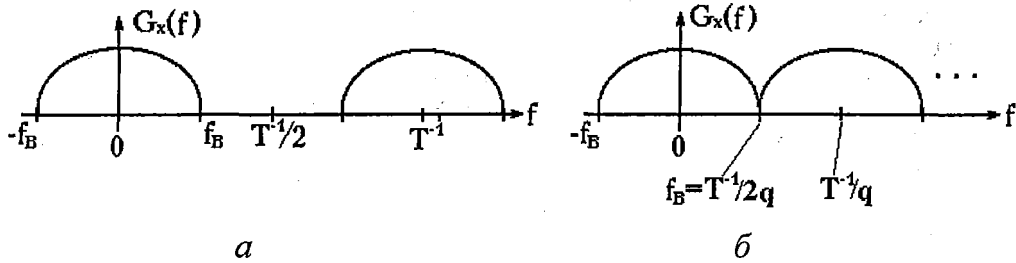


Рис. 3. Спектр сигналу: а – до проріджування і б – після проріджування в $q = \mu$ разів

Тоді вихідний проріджений сигнал регулятора (3) в часовій області в різних форматах подання набуде вигляду

$$z_n = \sum_{i=1}^n \sum_{m=0}^{F-1} s_{iq-m}^{(e)} g_m = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^i \sum_{m=0}^{F-1} s_{kq-m}^{(e)} s_m^{(g)}. \quad (4)$$

Алгоритм (4) дозволяє різко скоротити число виконуваних операцій у порівнянні з (3), а, отже, смуга оброблюваних частот при тій самій елементній базі може бути значно ширшою.

Зазначене обмеження $q \leq \mu$ дозволяє також реалізувати алгоритм регулятора у вигляді згортки в змішаному повнорозрядно-різницевому форматі з частотою дискретизації вихідного сигналу $T_i^{-1} = T^{-1} / q$. У цьому випадку проводиться обчислення лише кожного q -е значення вихідного сигналу регулятора, причому за рекурсивним алгоритмом

$$z_{n+q-1} = z_{n-1} + \sum_{i=0}^{q-1} \sum_{m=0}^{M-1} e_{i+n-m} s_m^{(h)} = z_{n-1} + \sum_{i=0}^{q-1} \sum_{m=0}^{M_i-1} s_{i+n-m}^{(e)} h_m. \quad (5)$$

Згортки (5) шляхом перестановки знаків сум можуть бути записані також у вигляді

$$z_{n+q-1} = z_{n-1} + \sum_{m=0}^{M-1} s_m^{(h)} \sum_{i=0}^{q-1} e_{i+n-m} = z_{n-1} + \sum_{m=0}^{M_i-1} h_m \sum_{i=0}^{q-1} s_{i+n-m}^{(e)}. \quad (6)$$

Внутрішня сума в (6) відповідає сумі p послідовних відліків (чи кроків квантування) вхідного сигналу регулятора з частотою дискретизації T^{-1} , а значення $\{z_{n+q-1}\}$ слідує з частотою дискретизації $T_i^{-1} = T^{-1} / q$.

Покажемо, як алгоритм (6) модифікується та спрощується у випадку однорозрядного формату різницевого подання сигналів. Тоді

$$z_{n+q-1} = z_{n-1} + \sum_{m=0}^{M_i-1} h_m S_{n-m}^{(e)},$$

де $S_n^{(e)} = \sum_{i=0}^{q-1} s_{i+n}^{(e)} \leq q$ — сума q послідовних значень однорозрядних кроків, яку можна отримати заздалегідь за допомогою кодера. Завдяки такій модифікації qM_i повнорозрядних

перемножень замінюється на M_i перемножень низькорозрядних відліків, а у випадку однорозрядного подання — підсумовувань значень ± 1 .

Зазначимо, що обчислення кожного q -го відліку вихідного сигналу $\{z_{kq}\}, k > 0$ без виконання проміжного накопичування за (6) неможливе, тому що губляться проміжні значення і порушується функція керування в цілому.

Отже, використання операції проріджування в ЦСАК дозволяє зменшити частоту дискретизації вихідного сигналу регулятора до необхідного значення. Тому без зміни елементної бази можна підвищити роздільну здатність ЦСАК шляхом реалізації більш складних алгоритмів керування, наприклад, при збільшенні довжини і розрядності вагової послідовності, чи швидкодію ЦСАК завдяки суттєвому зменшенню числа операцій, що виконуються за одиницю часу.

1. Дурняк Б.В., Стрепко І.Т., Тимченко О.В. Методика синтезу швидкодійних систем з різницеvim поданням сигналів // Прикладна математика. Вісник ДУ "Львівська політехніка". Львів. 1998. №337. Т.2. С.312–314.
2. Дурняк Б., Стрепко І., Тимченко О. Нові алгоритми функціонування швидкодійних САК реального часу // Комп'ютерні технології друкарства: Зб. наук. пр. Львів: УАД. 1998. С.117–120.
3. Дурняк Б.В., Стрепко І.Т., Тимченко О.В. Алгоритми швидкодійних процесорів САР реального часу, працюючих у замкнутому контурі керування // Наукові записки УАД. Львів: УАД. 1999. Вип. 1. С.53–56.
4. Тимченко О.В. Різницеві методи цифрової фільтрації. Львів, 1999.