

М. М. Биков, к. т. н.; А. В. Денисов; А. Є. Сегеда

## МЕТОД ШВИДКОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЗАВАД У СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧНОГО РОЗПІЗНАВАННЯ МОВИ

*Запропоновано алгоритм і пристрій швидкої фільтрації сигналів завад у мовному сигналі, які ґрунтуються на модифікованому методі згладжування ковзним середніми.*

**Ключові слова:** фільтрація, сигнали завад, апроксимація, коефіцієнти фільтра, обчислювальна складність, оптимізована частотна характеристика.

**Постановка проблеми.** Проведені в попередніх роботах авторів дослідження [1, 2] показали, що за певних умов фільтрація шумів у мовному сигналі здатна призвести до значного підвищення точності розпізнавання сигналу. Проте відомі методи фільтрації вимагають значних обчислювальних затрат, що не дозволяє реалізувати розпізнавання в реальному масштабі часу. У зв'язку з цим актуальним завданням є пошук методів фільтрації, що потребують мінімальних обчислювальних затрат комп'ютера або можуть бути реалізованими на основі нескладних швидкодійних цифрових пристроїв. Щодо мовного сигналу, то це завдання можна розглядати з погляду побудови згладжувального фільтра.

**Аналіз досліджень і публікацій з окресленої проблеми і формулювання цілей статті.** Відомі класичні методи згладжування, які знаходять наближення сигналу за допомогою заданих функцій [3], у системах розпізнавання мови не можна застосувати з декількох причин.

По-перше, наперед невідомий вигляд кривої, до якої необхідно виконувати наближення, по-друге, таке згладжування потребує наявності інформації про всі відліки дискретного сигналу і в реальному часі є неможливим. За таких умов раціональною є побудова згладжувального фільтра, що апроксимується поліномом першого ступеня, тобто використовує метод ковзних середніх. У цій статті автори пропонують алгоритм і пристрій швидкої фільтрації сигналів завад у мовному сигналі, що ґрунтуються на модифікованому методі згладжування ковзними середніми.

**Математичне обґрунтування методу фільтрації.** Кількість відліків у “ковзній” групі визначають з вимог до точності згладжування і до складності фільтра. У якості критерію оптимальності згладжування можна використовувати, наприклад, мінімум суми квадратів відхилень відліків реального сигналу від згладженого:

$$\sum_{i=1}^m (y_i - y_i^*)^2 = \min, \quad (1)$$

де  $y_i$  – поточне значення сигналу на вході фільтра в  $i$ -ий момент часу,  $y_i^*$  – згладжений поточний відлік сигналу,  $m$  – кількість відліків.

Для згладжування “ковзною” групою з трьох точок з умови (1) отримуємо такий вираз для відліків згладженого сигналу:

$$y_i^* = \frac{1}{3} y_{i-1} + \frac{1}{3} y_i + \frac{1}{3} y_{i+1}, \quad (2)$$

де  $y_i^*$  – згладжений поточний відлік сигналу, а  $y_{i-1}$ ,  $y_i$ ,  $y_{i+1}$  – три послідовні в часі відліки сигналу на вході фільтра.

Проте реалізація алгоритму згладжування за цією формулою не є оптимальною з погляду обчислювальних затрат, оскільки операції ділення вимагають найбільших часових і апаратних затрат. Крім того, не є оптимізованою частотна характеристика такого згладжувального фільтра, тому що він пригнічує корисні складники, що лежать нижче частоти дискретизації сигналу. Покажемо це, для чого знайдемо з-перетворення виразу (2), а

потім передавальну функцію фільтра:

$$Y(z) \cdot z^{-1} = \frac{1}{3} X(z) \cdot (z^{-2} + z^{-1} + z), \quad (3)$$

$$W^*(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{3} (z^{-1} + z + 1). \quad (4)$$

Частотна характеристика такого фільтра має вигляд:

$$H^*(j\omega) = \frac{1}{3} (1 + e^{-i\omega T} + e^{i\omega T}) = \frac{1}{3} (1 + 2 \cos \omega T). \quad (5)$$

На рис. 1, де крива 1 зображує модуль частотної характеристики даного фільтра, видно, що в діапазоні частот  $[\frac{2\pi}{3} \dots \pi]$  здійснюється пригнічення корисних складників мовного сигналу. В загальному випадку частотна характеристика пристрою, що реалізує згладжування "ковзною" групою з трьох точок, має такий вигляд:

$$H(j\omega) = (a_0 + 2a_1 \cos \omega T). \quad (6)$$

Встановимо вимогу, щоб на нульовій частоті модуль передавальної функції дорівнював 1, а на найвищій частоті сигналу дорівнював 0:

$$\begin{cases} a_0 + 2a_1 \cos(\omega T) = 1, & \text{якщо } f_c = 0; \\ a_0 + 2a_1 \cos(\omega T) = 0, & \text{якщо } f_c = \frac{1}{2} f_d = \frac{1}{2T}, \end{cases} \quad (7)$$

де  $a_0$ ,  $a_1$  – коефіцієнти згладжувального фільтра,  $\omega$  – кутова частота,  $T$  – період дискретизації,  $f_c$  – частота сигналу,  $f_d$  – частота дискретизації.

Із системи (7) знайдемо, що  $a_0 = \frac{1}{2}$ ,  $a_1 = \frac{1}{4}$ . Підставимо ці значення в (6), отримаємо вираз передавальної функції фільтра:

$$H^*(j\omega) = \frac{1}{2} + 2 \cdot \frac{1}{4} \cos \omega T. \quad (8)$$

Модуль частотної характеристики отриманого фільтра матиме вигляд (крива 2 на рис. 1):

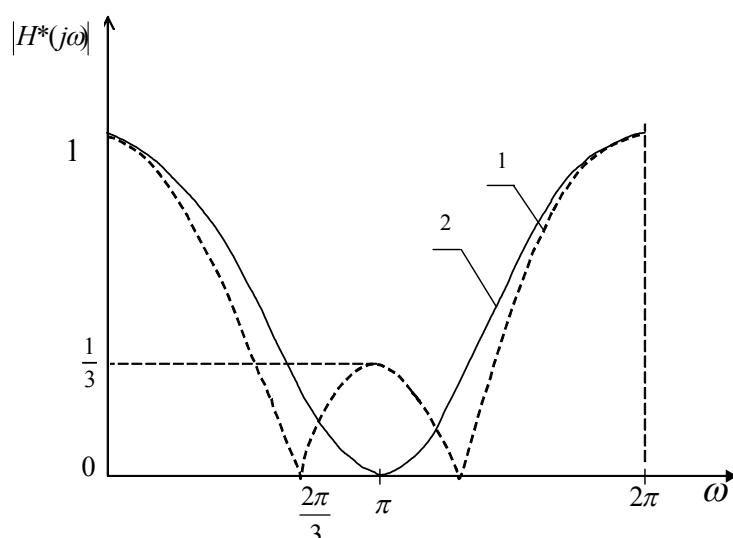


Рис. 1. Модуль частотної характеристики відомого (1) і запропонованого (2) фільтрів

Передавальна функція фільтра, що відповідає цьому алгоритму обробки сигналу, має такий вигляд:

$$W(z) = \frac{1}{4}z^{-1} + \frac{1}{2}z^0 + \frac{1}{4}z^{+1}. \quad (9)$$

У часовій області фільтр можна представити у вигляді згортки послідовних відліків сигналу з коефіцієнтами цифрового фільтра:

$$y_i^* = (y_i + \frac{y_{i-1} + y_{i+1}}{2})/2 = \frac{1}{4}y_{i-1} + \frac{1}{2}y_i + \frac{1}{4}y_{i+1}. \quad (10)$$

Кількісне зменшення ефективності згладжування з використанням запропонованого методу порівняно з класичним можна визначити, знайшовши вплив цифрового фільтра на рівень завад у сигналі. Нехай  $y(k) + \varepsilon(k)$  є адитивною сумішшю сигналу  $y(k)$  і завади  $\varepsilon(k)$ , причому математичне сподівання завади:  $M[\varepsilon(k)] = 0$ , де математичне сподівання  $M$  визначається, як усереднення за ансамблем сигналів завади. Припустимо також, що для фактичних значень суміші  $y(k) + \varepsilon(k)$  відліки завади є некорельованими, тобто:

$$M[\varepsilon(k_1), \varepsilon(k_2)] = \begin{cases} \sigma_\varepsilon^2, & k_1 = k_2, \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases}, \quad (11)$$

де  $\sigma_\varepsilon$  – дисперсія завади.

Вихідний сигнал нерекурсивного фільтра визначають за формулою:

$$y^*(k) = \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i [y(k-i) + \varepsilon(k-i)],$$

де  $a_i$  – коефіцієнти фільтра.

Оскільки операцію усереднення застосовують тільки до  $\varepsilon(k)$ , то найвірогідніше значення сигналу на виході фільтра дорівнює:

$$M[y^*(k)] = \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i \{y(k-i) + M[\varepsilon(k-i)]\} = \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i y(k-i)$$

Обчислимо дисперсію вхідного сигналу:

$$\begin{aligned} M\{[\sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i \{y(k-i) + \varepsilon(k-i)\} - M(y^*(k))]\} &= M[\sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i \varepsilon(k-i)]^2 = \\ &= M\{[a_i \varepsilon(k-i)][\sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i \varepsilon(k-i)]\} \end{aligned}$$

Перемноживши вираз у дужках і врахувавши (11), отримаємо:

$$\sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i^2 M(\varepsilon^2) = \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i^2 \sigma_\varepsilon^2 = \sigma_\varepsilon^2 \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_i^2. \quad (12)$$

Із виразу (12) видно, що пригнічення шуму фільтром визначають сумою квадратів його коефіцієнтів, тому зниження ефективності фільтрації  $E_f$  фільтром (10) порівняно з фільтром (2) визначатимемо виразом:

$$E_f = \frac{\sigma_\varepsilon^2 \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_{ip}^2}{\sigma_\varepsilon^2 \sum_{i=-N_i}^{N_i} a_{io}^2}, \quad (13)$$

де  $a_{ip}$  – коефіцієнти цього фільтра,  $a_{io}$  – коефіцієнти оптимального фільтра.

Підставляючи у вираз (13) значення коефіцієнтів  $a_{ip}$  – запропонованого цифрового фільтра і  $a_{io}$  – класичного фільтра, отримаємо кількісне значення зниження ефективності згладжування:

$$E_f = \frac{(1/2)^2 + 2 \times (1/4)^2}{3 \times (1/3)^2} = 1,68.$$

Фільтр (10) реалізує обчислення коефіцієнтів шляхом зсувів послідовних відліків сигналу і тим самим виключає операції множення і ділення, необхідні для фільтра (2). Нескладні підрахунки показують, що швидкодія фільтрації при цьому підвищується на порядок і вище. Отже, запропонований нами фільтр має швидкодію на порядок вище від оптимального фільтра при незначному зниженні ефективності фільтрації. Апаратно такий нерекурсивний фільтр можна реалізувати у вигляді ланцюжка буферних регістрів, виходи яких підключено до входу суматора (рис. 2).

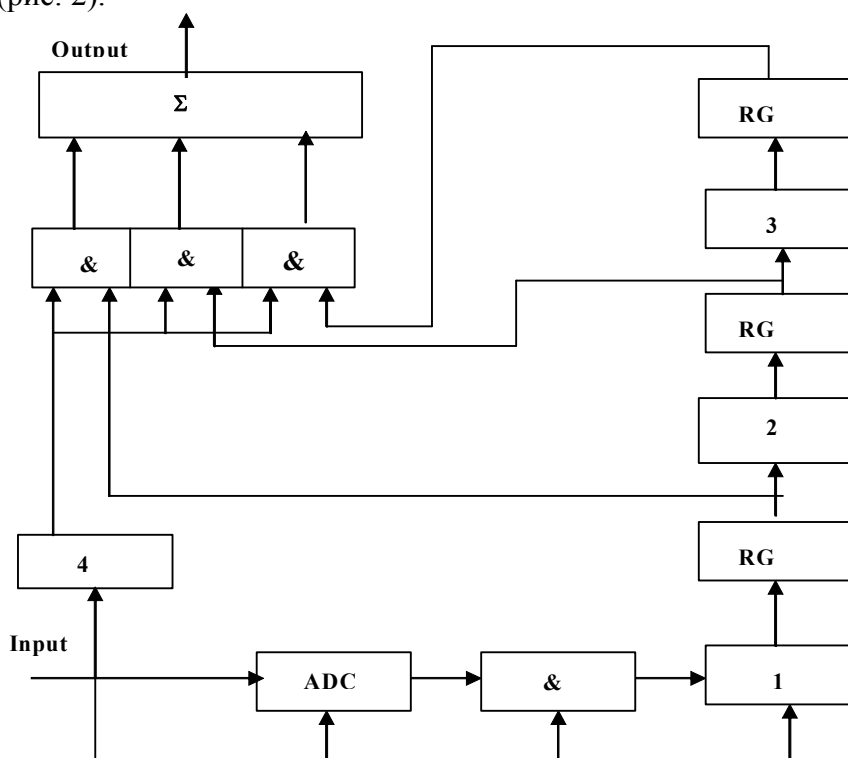


Рис. 2. Структурна схема пристрою фільтрації мовного сигналу запропонованим методом

На рис. 2 прийняті такі позначення: ADC – аналого-цифровий перетворювач, RG – регістри, 1 – ланцюг зсуву двійкового слова на 2 розряди вправо, 2 – ланцюг зсуву на один розряд вліво, 3 – ланцюг зсуву на один розряд вправо, 4 – блок дозволу виведення інформації.  $\Sigma$  – двійковий суматор, & – кон'юнктори.

Робота пристрою здійснюється таким чином: в блоці ADC виміряні в дискретні моменти часу значення сигналу перетворюються в цифровий двійковий код (двійкове слово). Також у ці ж моменти часу ADC виробляє тактові імпульси для синхронізації всього пристрою. Під час передавання двійкових слів, що визначають відліки сигналу, з регістра в регістр вони зсуваються ланцюгами зсуву таким чином, що вміст першого і третього регістрів дорівнює  $y_{i-1}/4$  і  $y_{i+1}/4$  відповідно, а вміст другого регістра дорівнює  $y_i/2$ .

Згладжений відлік сигналу одержують шляхом підсумовування на суматорі вмісту трьох регістрів на кожному тактовому імпульсі. Блок дозволу виведення інформації 4 в початковий момент часу забороняє читання вмісту регістрів до моменту заповнення всіх трьох регістрів. У цьому пристрої операція ділення виконується одночасно зсувом кодів усіх складників уже під час передачі відліків сигналу із регістра в регістр. Оскільки відпадає необхідність у

виконанні операції ділення, то арифметичний пристрій значно спрощено порівняно з арифметичним пристроєм для виконання обчислень за формулою згладжування (2), тому що до його складу не потрібно вводити пристрої для виконання ділення.

Виграш у швидкодії запропонованого згладжувального фільтра порівняно з фільтром (2) можна обчислити за формулою:

$$e_w = \frac{k_d(m_d - n_d)T}{T}, \quad (14)$$

де  $k_d$  – кількість мікрооперацій у мікропрограмі, що реалізує алгоритм ділення;  $m_d$  – розрядність діленого;  $n_d$  – розрядність дільника;  $T$  – тривалість такту на виконання мікрооперації.

Прийmemo  $m_d = 8$ ,  $k_d = 6$ ,  $n_d = 2$  (розрядність числа 3), отримаємо  $e_w = 6(8-2)=36$ .

Ґрунтуючись на теорії апроксимації функцій [4] і теорії цифрових фільтрів [5], можна показати, що шляхом з'єднання таких елементарних фільтрів можна побудувати швидкодійний фільтр із заданими характеристиками. Доведення цього положення виходить за межі цієї роботи.

**Висновки.** У цій статті запропоновано алгоритм і пристрій швидкої фільтрації сигналів завад у мовному сигналі, що ґрунтуються на модифікованому методі згладжування ковзними середніми. Запропонований фільтр реалізує обчислення коефіцієнтів шляхом зсувів послідовних відліків сигналу і тим самим виключає операції множення і ділення, необхідні для класичного фільтра. Математично доведено, що отриманий з урахуванням оптимізації частотної характеристики згладжувальний фільтр має швидкодію на порядок вищу порівняно з відомим, що дозволяє застосовувати його для фільтрації мовного сигналу в реальному масштабі часу. При цьому спостерігається незначне зменшення ефективності фільтрації.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Биков М. М. Математична модель впливу завад на точність розпізнавання мови / М. М. Биков, І. В. Кузьмін, Л. В. Проценко. – Львів: ДНДІ, 2002. – 290 с.
2. Быков Н. М. Методы и средства измерения и преобразования информации в системах машинного распознавания речи / М. М. Быков. – Винница: ВПІ, 1985. – 243 с.
3. Widrow B. Adaptive Noise Candelling: Principles and Applications / B. Widrow // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. – October 1975. – Vol. 63. – № 12. – P. 1672 – 1716.
4. Rabiner L. R. An Approach to the Approximation Problem for Nonrecursive Digital Filters / L. R. Rabiner, B. Gold, C. A. McGonegal. // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. – October 1971. – Vol. 11. – № 7. – P. 56 – 65.

**Биков Микола Максимович** – к.т. н., професор кафедри комп'ютерних систем управління, кафедра, nkbykov@mail.ru, тел.: (0432)-598-430.

**Денисов Артем Валерійович** – студент кафедри комп'ютерних систем управління, assd18@yandex.ru.

**Сегеда Альона Євгенівна** – студентка кафедри комп'ютерних систем управління, fate2107@yandex.ru.

Вінницький національний технічний університет.