

УДК 621.372.542

АДАПТИВНІ ФІЛЬТРИ В ЦИФРОВІЙ ОБРОБЦІ СИГНАЛІВ СУЧАСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

С. П. Новосядлий

Доктор технічних наук, професор*

E-mail: nsp@mail.pu.if.ua

Л. В. Мельник

Аспірант*

E-mail: lj-3d@rambler.ru

*Кафедра комп'ютерної інженерії і електроніки

Прикарпатський Національний університет

ім. В. Стефаника

вул. Шевченка, 57, м. Івано-Франківськ, Україна,

76025

С. В. Новосядлий

Кафедра інформаційних систем

Національний університет "Львівська політехніка"

вул. Степана Бандери, 12, м. Львів, Україна 79013

E-mail: nsp@mail.pu.if.ua

Адаптивний фільтр відрізняється наступними властивостями і його параметрами: частотна характеристика автоматично регулюється і модифікується для покращення швидкодії та продуктивності фільтра за деякими критеріями, що дозволяють фільтру адаптуватись до змін параметрів вхідного сигналу. Адаптивні фільтри використовуються на індикаторах кругового огляду або радіолокаційних системах, які використовують у військовій та повсякденній промисловості

Ключові слова: трансверсальний алгоритм найменших квадратів, рекурсивний алгоритм найменших квадратів, фільтр Вінера

Адаптивний фільтр отличается следующими свойствами и его параметрами: частотная характеристика автоматически регулируется и модифицируется для улучшения быстродействия и производительности фильтра по некоторым критериям, позволяющим фильтру адаптироваться к изменениям параметров входного сигнала. Адаптивные фильтры используются на индикаторах кругового обзора или радиолокационных системах, используемых в военной и повседневной промышленности

Ключевые слова: трансверсальный алгоритм наименьших квадратов, рекурсивный алгоритм наименьших квадратов, фильтр Винера

1. Вступ

Адаптивні фільтри необхідно застосовувати, якщо:

- характеристики і параметри фільтра повинні бути змінними і адаптуватись до змінних вхідних умов;
- існують спектральні перекриття сигналу і шуму, які можуть змінювати свою величину;
- смуга шумових сигналів є невідомою і нестабільною в часі.

В перерахованих ситуаціях використання звичайних фільтрів привело би до звичайного спотворення корисного сигналу.

2. Аналіз дослідів і публікацій

2.1. Сучасна концепція адаптивної цифрової фільтрації, її структура [1-3].

Адаптивний фільтр складається з двох різних частин: цифрового фільтра з регульованими коефіцієнтами та адаптивного алгоритму, який використовується для налаштування або зміни коефіцієнтів фільтра (рис. 1).

На адаптивний фільтр одночасно подається два вхідні сигнали: y_k та x_k . Сигнал y_k зашумлений і містить корисний сигнал S_k та шум n_k , причому дані сигнали не корелюють і шум може бути адитивним чи мультиплікативним.



Рис. 1. Структурно-функціональна схема адаптивного фільтра-шумоподавлювача

Сигнал x_k - це міра забрудненості сигналу, який корелює з n_k . В цифровому фільтрі x_k обробляється для отримання оцінки \hat{n}_k сигналу n_k . Потім корисний сигнал оцінюється як різниця зашумленого сигналу y_k і виходу цифрового фільтра \hat{n}_k .

$$\hat{s}_k = y_k - \hat{n}_k = s_k + n_k - \hat{n}_k \tag{1}$$

Основна мета шумоподавлення полягає в отриманні оптимальної оцінки шуму в зашумлених сигналах, а відповідно, оптимальної оцінки корисного сигналу. Для цього \hat{s}_k подається в коло оберненого зв'язку, і на основі цього сигналу та адаптивного алгоритму регулюються необхідні коефіцієнти цифрового фільтра для мінімізації шуму в сигналах \hat{s}_k . Тоді вихідний сигнал \hat{s}_k використовується в подвійній формі: 1) як оцінка корисного сигналу; 2) як сигнал помилки, який

слід використовувати для регулювання коефіцієнтів фільтра. Структурна конфігурація адаптивного фільтра змінюється в залежності від виду шумової завади, поставленої задачі, адаптивного алгоритму (рис. 2).

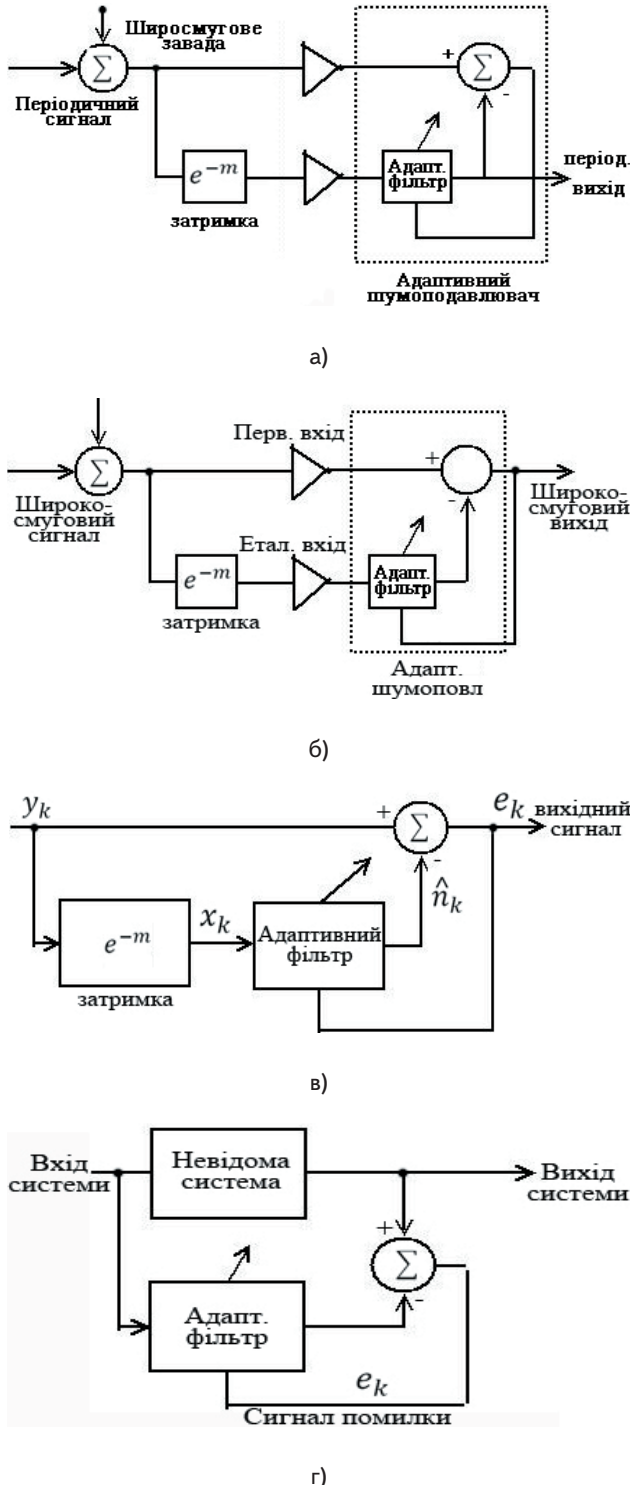


Рис. 2. Конфігурації реалізації адаптивного фільтра (АФ): а - адаптивний самоналаштовуючий фільтр; б - подавлення періодичної завади; в - адаптивний вибіркового фільтр; г - адаптивний модулюючий фільтр

Розглянемо тепер структуру адаптивного фільтра і його елементи. В більшості адаптивних систем цифровий фільтр, який показаний на рис. 1, реалізований

на основі трансверсальної структури (або КІХ-схеми). Проте можуть використовуватись і інші структури, наприклад, НІХ-схеми або ґраткова структура. Але КІХ-структура є найбільш оптимальною, бо забезпечує високу стійкість системи. Цікавим виглядає N-точковий АФ, що поданий на рис. 3, в якого вихід визначається виразом:

$$\hat{n}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i)x_{k-1}, \quad (2)$$

де $w_k(i)$, $i = 0, 1, \dots$ - регулюючі вагові коефіцієнти, а $x_k(i)$ та \hat{n}_k - вхід і вихід фільтра.

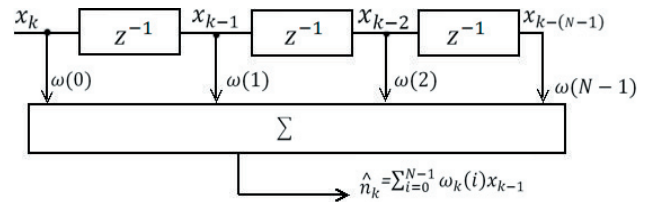


Рис. 3. Структура АФ з кінцевою імпульсною характеристикою

В такій структурі може бути задіяно N різних джерел сигналів на один вихід і така структура забезпечує високу стійкість. Для регулювання коефіцієнтів ЦФ (рис. 1) використовують адаптивні алгоритми, в яких сигнали помилки e_k мінімізуються за певною функціональною залежністю, наприклад за трансверсальною схемою найменших квадратів. Використовуються і інші алгоритми: рекурсивна схема найменших квадратів, фільтр Вінера-Хопфа.

3. Формування цілей і задач

3.1. Аналіз адаптивних алгоритмів [2-4].

З точки зору обчислювальної складності і вимог до пам'яті, найбільш ефективною є трансверсальна схема найменших квадратів, бо вона забезпечує найвищу стійкість, а рекурсивна схема найменших квадратів має кращу зходимість.

Проведемо оцінку адаптивного шумоподавлювача при мінімізації загальної потужності на вході шумоподавлювача.

Зашумлений сигнал можна подати як:

$$y_k = s_k + n_k. \quad (3)$$

Тоді оцінка корисного сигналу буде:

$$\hat{s}_k = y_k - \hat{n}_k = s_k + n_k - \hat{n}_k. \quad (4)$$

Піднесемо даний вираз до квадрату

$$\hat{s}_k^2 = s_k^2 + (n_k - \hat{n}_k)^2 + 2s_k(n_k - \hat{n}_k).$$

Обчислюючи математичне очікування виразів зліва і справа рівняння, отримаємо:

$$E[\hat{s}_k^2] = E[s_k^2] + E[(n_k - \hat{n}_k)^2] + 2E[s_k(n_k - \hat{n}_k)].$$

Але корисний сигнал s_k не корелює ні з n_k , ні з \hat{n}_k , то останню рівність можна привести до виразу:

$$E[\hat{s}_k^2] = E[s_k^2] + E[(n_k - \hat{n}_k)^2], \tag{5}$$

де $E[s_k^2]$ - представляє загальну потужність сигналу,

$$E[\hat{s}_k^2] - \text{загальну вхідну потужність,}$$

а $E[(n_k - \hat{n}_k)^2]$ - залишкову потужність шуму.

При налаштуванні адаптивного фільтра до оптимальності мінімізується потужність залишкового шуму вихідної потужності. Тоді матимемо:

$$\min E[\hat{s}_k] = E[s_k^2] + \min E[(n_k - \hat{n}_k)^2]. \tag{6}$$

Ця рівність вказує на те, що АФ при мінімізації загальної вихідної потужності максимізується вихідне відношення сигнал-шум.

Розглянемо тепер ефективність, в порівнянні алгоритмів Вінера-Хопфа, трансверсального і рекурсивно-го алгоритмів найменших квадратів.

3.2. Аналіз адаптивних алгоритмів [2-4].

Багато адаптивних алгоритмів можна розглядати як апроксимацію фільтра Вінера (ФВ) (рис. 4). На фільтр одночасно подається два сигнали y_k та x_k . Звичай y_k складається з компонента, який корелює із x_k і компонента, який з x_k не корелює. Фільтр Вінера видає оптимальну оцінку тої частоти y_k , який корелює з x_k , потім ця оцінка віднімається із y_k і отримуємо e_k .

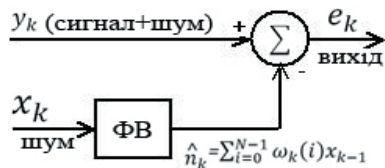


Рис. 4. Фільтр Вінера

Якщо використовувати трансверсальний (КІХ) фільтр з N-коефіцієнтам, тоді помилка e_k має випадок фільтра Вінера і вихідний сигнал буде:

$$e_k = y_k - \hat{n}_k = y_k - w^T x_k = y_k - \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_{k-1}. \tag{7}$$

де x_k і w - вектори вхідного сигналу і вагових коефіцієнтів відповідно

$$X_k = \begin{bmatrix} X_k \\ X_{k-1} \\ \vdots \\ X_{k-(n-1)} \end{bmatrix}, \quad w_k = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix}.$$

Тоді квадрат помилки:

$$e_k = y_k - 2y_k x_k^T w + w^T x_k x_k^T w. \tag{8}$$

Обчисливши математично обидві частини рівняння, отримаємо:

$$Z = E[e_k^2] = E[y_k^2] - 2E[y_k x_k^T w] + E[w^T x_k x_k^T w] = \delta^2 + 2p^T w + w^T R w, \tag{9}$$

де $E[\]$ - математичне очікування, $\delta^2 = E[y_k^2]$ - дисперсія y_k , $P = E[y_k x_k^T]$, N - компонентний вектор взаємної кореляції, $R = E[x_k x_k^T]$ - автокореляційна матриця.

Графік залежності середньоквадратичної помилки (дисперсії) від вагових коефіцієнтів формує поверхню продуктивності фільтра Вінера. А градієнт поверхні продуктивності буде:

$$\nabla = \frac{az}{dw} = -2P + 2pw, \tag{10}$$

де набір точок $w(i)$ $i=0,1 \dots N-1$ визначають оптимальне значення рівнянням $w_{opt} = R^{-1}p$.

Таке рівняння називають рівнянням Вінера-Хопфа. Задача адаптивної фільтрації полягає в налаштуванні вагових коефіцієнтів $w(0), w(1) \dots w(N-1)$ за допомогою необхідного алгоритму для досягнення оптимальної точки на поверхні продуктивності фільтра Вінера.

Практичне використання фільтра Вінера є обмеженим із-за наявності таких недоліків.

- необхідно використовувати автокореляційну матрицю R взаємної кореляції p , але ці обидві величини треба визначати;
- фільтри вимагають транспонування матриць, що є трудомістким процесом навіть для ЕОМ.
- якщо сигнали не стаціонарні, то R і p є змінними функціями, а це вимагає багаторазового визначення w_{opt} .

3.3. Трансверсальний адаптивний алгоритм найменших квадратів.

Одним з найбільш вдалих адаптивних алгоритмів є алгоритм найменших квадратів. Взамін обчислення w_{opt} за один крок за формулою: $w_{opt} = R^{-1}p$, в схемі найменших квадратів коефіцієнти фільтра налаштовуються при послідовній обробці вибором з мінімізацією середньоквадратичної помилки. Такий результат рівносильний спуску по поверхні, що подана на рис. 5.

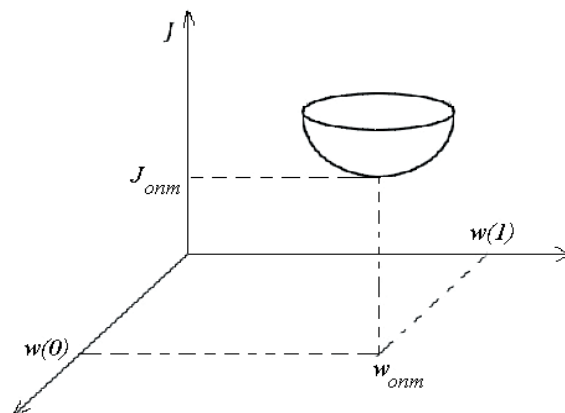


Рис. 5. Поверхня продуктивності фільтра Вінера

Схема найменших квадратів основана на алгоритмі швидкого сходження, в якому вектор вагових коефіцієнтів фільтра обновлюється наступним чином:

$$w_{k+1} = w_k - \mu \nabla_k, \tag{12}$$

де w_k і V_k - вектори вагових коефіцієнтів і дійсного градієнта в момент вибірки, а параметр μ визначає стійкість та швидкість сходження.

Саме алгоритм найменших квадратів - це практичний метод оцінки вагових коефіцієнтів фільтра w_k в реальному часі без перетворення матриць. Сам алгоритм найменших квадратів $X_{\text{ХОПФА}}$ послідовних вагових коефіцієнтів записується так:

$$w_{k+1} = w_k + 2\mu e_k x_k, \tag{13}$$

де $e_k = y_k - w^T x_k$, а вагові коефіцієнти, отримані за допомогою алгоритму найменших квадратів - це тільки оцінки, які поступово покращуються по мірі того як налаштовуються коефіцієнти і фільтр вивчає характеристики сигналів. Кінцем розрахунку є сходимість вагових коефіцієнтів за умовою: $0 < \mu < 1/\lambda_{\text{max}}$, де λ_{max} - максимальне значення коваріаційної матриці даних. На практиці w_k не досягає свого оптимального значення, а флюктує навколо цього значення в повному інтервалі.

Нижче подається схема обчислень, яка є прийнятною в трансверсальному алгоритмі найменших квадратів:

1) Спочатку нашому ваговому коефіцієнту $w_k(i)$ $i=0,1 \dots N-1$ присвоюється фіксоване значення, наприклад, 0.

2) В кожний послідовний момент вибірки $k=1,2,\dots$ виконують етапи 2-4 для обчислення виходу фільтра $\hat{y}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_{k-1}$.

3) Обчислюють оцінку помилки як: $e_k = y_k - \hat{y}_k$.

4) Обчислюють весь набір вагових коефіцієнтів. $w_{k+1}(i) = w_k(i) + 2\mu e_k x_k$.

Описаний алгоритм вимагає $2N+1$ операцій множення і $2N+1$ операцій додавання для кожного нового набору вхідних і вихідних даних. Функціональна схема трансверсального алгоритму найменших квадратів подана на рис. 6.

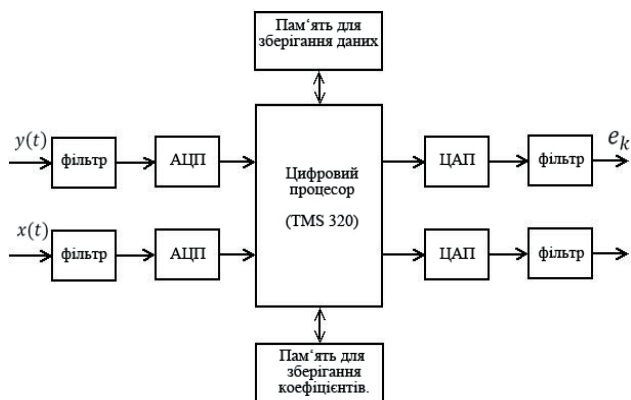


Рис. 6. Схема трансверсальної адаптивної фільтрації за схемою найменших квадратів: апаратна реалізація

Програма даного алгоритму записується (на мові С):

Вхід: $x_k(i)$ вектор останніх вхідних вибірок

y_k текуча зашумлена вибірка сигналу

$w_k(i)$ вектор коефіцієнта фільтра

Вихід: e_k текуча бажана вихідна вибірка (або помилка)

$w_k(i)$ вектор обновлюваних коефіцієнтів фільтра
/* розрахунок текучої оцінки помилки*/

$e_k = y_k$

for $i=1$ to N do

$e_k = e_k - x_k(i) * w_k(i)$

end

/* обновлення коефіцієнтів фільтра*/

$y_k = 2\mu * e_k$

for $i=1$ to N do

$w_k(i) = w_k(i) + x_k(i) * y_k$

end

return

3.4. Рекурсивний алгоритм найменших квадратів в адаптивній фільтрації.

Рекурсивний алгоритм найменших квадратів заснований на добре відомій схемі найменших квадратів (рис. 7).

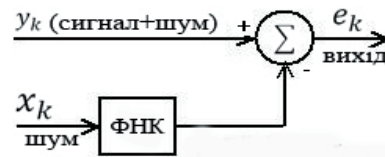


Рис. 7. Схема реалізації найменших квадратів (ФНК-фільтр найменших квадратів)

У відповідь на набір вхідних сигналів $x_k(i), i=1,2,\dots,n$ отримуємо вихідний сигнал y_k , який вже вимірюється в дійсний момент часу k і між входом і виходом існує зв'язок:

$$y_k = \sum_{i=0}^{n-1} w(i) x_k(i) + e_k, \tag{14}$$

де e_k - представляє помилку вимірювання, а $w(i)$ подає відсутність іншого входу в первинному стані y_k . Задача найменших квадратів тут вже формулюється як отримання даними $x_k(i)$ і y_k оцінок величин $w(0)$ до $w(n-1)$. Такі оптимальні оцінки за схемою найменших квадратів вагових коефіцієнтів рекурсивного алгоритму. Задаються вектори виразом:

$$w_m = [X_m^T X_m]^{-1} X_m^T Y_m. \tag{15}$$

де w_m, X_m, Y_m як вектори задаються своїми матрицями

$$Y_m = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_{n-1} \end{bmatrix}, X_m = \begin{bmatrix} x^T(0) \\ x^T(1) \\ x^T(2) \\ \dots \\ x^T(m-1) \end{bmatrix}, w_m = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ w(2) \\ \dots \\ w(n-1) \end{bmatrix},$$

$$x^T(k) = [x_k(0) x_k(1) \dots x_k(n-1)], k=0,1,\dots,m-1.$$

Індекс m вказує, що кожна із приведених вище матриць обчислюється для всіх інформаційних точок, а індекс T показує транспонований вектор.

Як бачимо, формула (15) для рекурсивного алгоритму суттєво відрізняється від алгоритму найменших квадратів Хопфа (трансверсального), який через вагові коефіцієнти записується як:

$$w_{k+1} = w_k + R\mu e_k x_k, \text{ де } e_k = y_k - w^T x_k.$$

Рівняння (15) визначають оптимальну оцінку w_m за схемою найменших квадратів, яку можна отримати за допомогою любого методу обернених матриць, а вихід фільтра визначається як:

$$\hat{p}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_{k-i} \quad x_k(0) \quad k=1,2,\dots,m. \quad (16)$$

Визначення w_k за формулою (15) вимагає трудомісткого обчислення оберненої матриці. Очевидно, що описаний вище рекурсивний алгоритм найменших квадратів не зовсім підходить для фільтрації в реальному часі. На практиці для отриманих неперервних даних, коли необхідно покращити оцінку w_k за допомогою вже нових даних, слід використовувати рекурсивні методи. Саме при рекурсивному методі найменших квадратів оцінку w_k обновляють для кожного нового набору даних без звертання до оберненої матриці.

Тоді рекурсивний алгоритм отримується, якщо врахувати дані з експоненційно згасаючими ваговими коефіцієнтами, щоб поступово усунути вплив старих даних на w_k і дозволяє вже відслідковувати повільно змінюючи характеристики фільтра. Тут, як і для трансверсального алгоритму, використовують вираз для оцінки:

$$w_k = w_{k-1} + G_k e_k. \quad (17)$$

де G_k визначається із $P_k = \frac{1}{\gamma} [P_{k-1} - G_k x^T(k) P_{k-1}]$

$$i \quad G_k = \frac{P_{k-1} x(k)}{\alpha_k},$$

$$e_k = y_k - x^T(k) w_{k-1} \quad \alpha_k = \gamma - x^T(k) P_{k-1} x(k),$$

$$\lim_{k \rightarrow 0} P_k = \lim_{k \rightarrow 0} \frac{P_{k-1}}{\gamma_{k-1}}.$$

Тобто, матриця P_k дозволяє рекурсивно обчислювати обернену матрицю $[X_k^T X_k]^{-1}$ через так званий коефіцієнт забування γ . Якщо $\gamma=1$, то дана схема зводиться до трансверсального алгоритму найменших квадратів. Коефіцієнт забування $\gamma < 1$ (0,95-0,98).

3.5. Практична реалізація адаптивних алгоритмів цифрової фільтрації ([4], [5-8]).

Ехо-сигнали (луносигнали) характерні в основному для систем телефонного зв'язку, в яких стан розлаштовується за вхідним імпедансом. Для цього розглянемо на рис. 8а спрощений міжміський телефонний канал. Диференціальна схема на АТС переводить двопровідну лінію від апарата-користувача в чотирипровідну лінію і забезпечує отримані маршрути для нового напрямку передачі. Така схема вибрана в основному для здійснення ущільнення, тобто одночасну передачу великої кількості дзвінків.

При телефонному зв'язку мовний сигнал, який йде від абонента А, переходить по верхньому тракту передачі до правої диференціальної схеми, а потім відправляється до абонента В, тоді як сигнал абонента В передається по нижньому тракту до користувача А. Гібридна матриця з кожної сторони повинна забезпечувати поступлення лівого стику віддаленого користувача в їх двохпрохідний порт, а не у вихідний порт. В

той же час із-за неспівпадіння вхідних імпедансів (відсутність узгодження) гібридна система допускає, що частина вхідних сигналів потрапляє у вихідний тракт і повертається до співрозмовника у вигляді еха. Коли телефонний дзвінок проводиться на великі відстані, то ехо може запізнюватися на 540 мс і тим самим значно погіршує телефонний дзвінок. Для того щоб подавити цей ефект, в телефонну мережу вводиться пара ехо-подавлювачів з використанням адаптивних фільтрів, як це показано на рис. 8б. Дана схема була реалізована в ТА типу «Елетон» (ВАТ «Родон»).

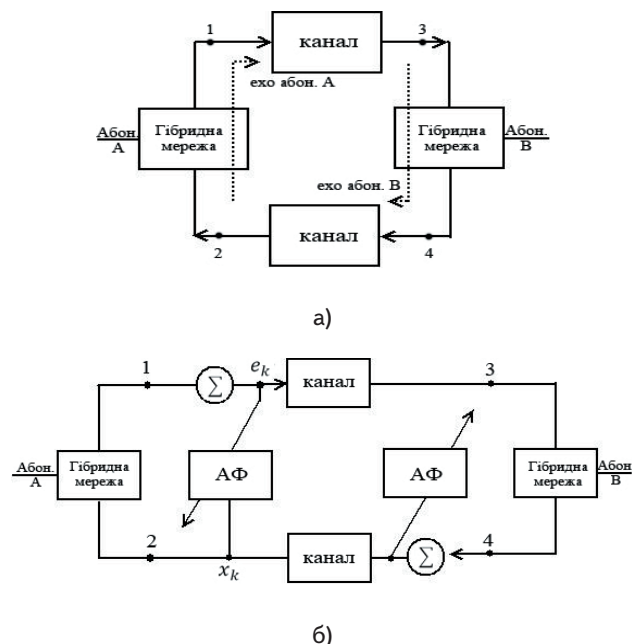


Рис. 8. Схема міжміського телефонного каналу : а - схема ехо-утворення; б - схема ехо-подавлення через АФ

З кожного краю системи зв'язку рис. 8б вхідний сигнал X_k подається на гібридний та адаптивний фільтр. Подавлення проводиться за рахунок оцінки еха з наступним його відніманням від сигналу-відповідача y_k . Тут зроблено певне допущення-тракт повертання ехо-сигналу (через гібридний фільтр) вважається лінійним і інваріантним в часі. Тому сигнал в момент k можна виразити так:

$$y_k = \sum_{i=0}^{n-1} w(i) x_{k-i} + S_k,$$

де x_k - вибірка вхідного сигналу (від співрозмовника), S_k - мова ближнього співрозмовника плюс адаптивний шум, а w_k - імпульсна характеристика тракту ехо-сигналу.

Ехо-подавлювач робить оцінку даної імпульсної послідовності (характеристики) і видає оцінку на $\hat{y}_k = \sum_{i=0}^{n-1} w_k(i) + x_{k-i}$ ехо-сигналу, яка потім віднімається від корисного сигналу-відповіді y_k .

3.6. Гучномовні телефони в системах телеконференцій.

Для розділення трактів передавання і приймання (тобто відокремлення гучномовця і мікрофона) використовують гібридну мережу, але, так як гучномовець і мікрофон розміщені досить близько, гібридна мережа

узгоджена не ідеально, між цими двома пристроями існує значний акустичний зв'язок.

В цьому випадку забезпечити достатнє підсилення в напрямі приймання і передавання, не викликаючи порушення стійкості (збудження), є досить складною задачею.

Зазвичай для вибору тракту приймання і тракту передавання застосовують перемикач із мовним управлінням, але таке рішення не є оптимальним, так як не допускає повнодуплексного зв'язку.

Тому для оцінки і контролю за акустичним і гібридним ехом краще всього використати методи адаптивної фільтрації рис. 9 а,б. В такій задачі число коефіцієнтів цифрового фільтра є досить великим (десь біля 512), що дозволяє використати швидкий алгоритм. Це дає можливість в системах телеконференцій цю проблему вирішити за допомогою адаптивних фільтрів.

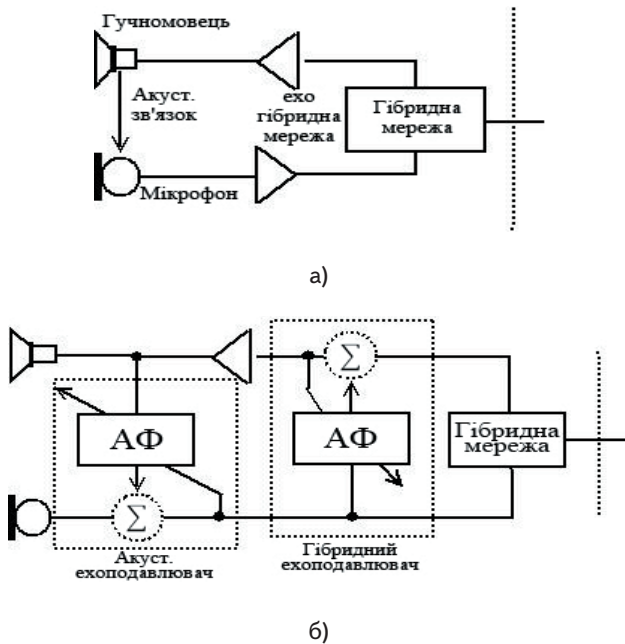


Рис. 9. Методи: а - гучномовні телеконференції; б - подавлення еха

Такі системи з використанням адаптивних цифрових фільтрів знайшли застосування в сучасних системах телеконференцій, розроблених співробітниками СКТБ «Орізон» та Львівським державним університетом імені Івана Франка.

3.7. Підвищення вибірковості в локаційних радарх.

В багатьох практичних радіолокаційних системах вимагається інформація як про дальність, так і про швидкість рухомого об'єкта. Для того щоб отримати інформацію про швидкість об'єкта, необхідні індикатори кругового огляду рухомих об'єктів, в яких проводиться виділення інформації про рухомий об'єкт на фоні місцевих завад.

В радіолокаторах, які по суті є індикаторними системами рухомих об'єктів, для виділення саме ру-

хомих об'єктів використовується доплерівський зсув частоти, навіть якщо сигнал, який є віддалений від нерухомого об'єкта, за амплітудою на багато порядків більший доплерівського зсуву. Ехо-сигнали від нерухомих об'єктів або місцеві завади включаються поряд з інформацією про об'єкт в один і той же прийнятий радіолокатором сигнал, але сигнали від нерухомих об'єктів не будуть зсунуті за частотою, і тому процедурно необхідно для виділення потрібної інформації, є фільтрація, яка в цифровому вигляді реалізується сьогодні за допомогою адаптивного цифрового фільтра.



Рис. 10. Структура схеми сучасної радіолокаційної системи

Індикатор кругового огляду об'єкта можна математично описати наступним чином. В імпульсному доплерівському радіолокаторі невелика частина енергії несучої частоти виділяється в приймач і використовується як сигнал гетеродина (рис. 10). Крім цього, вона також використовується в ролі когерентного еталона, необхідного для виявлення доплерівського шуму частоти (тут когерентність означає, що фаза випромінюваного сигналу зберігається і в еталонному стані). Сигнал генератора можна подати у вигляді:

$$x_0(x) = x_0 \sin \omega_0 t \tag{18}$$

а еталонний сигнал-виразом

$$x_1(t) = x_1 \sin \omega_0 t \tag{19}$$

Ехо-сигнал з доплерівським зсувом тоді буде представлений виразом:

$$s(t) = s \sin[2\pi(f_0 - f_d)t - 2\omega_0 r_0 / c]. \tag{20}$$

де c - швидкість світла, r_0 - дальність до об'єкта в момент часу $t=0$. Еталонний сигнал і ехо-сигнал від об'єкта поступають у змішувач. На вигляді змішувача інтерес представляє тільки складова, що відповідає різниці частот, тобто

$$s_d(t) = s_d \sin[\omega_0 t - \frac{\omega_0 r_0}{c}]. \tag{21}$$

Знаючи доплерівську різницю частот ФЛ можна обчислити швидкість об'єкта, використовуючи формулу доплерівського зміщення:

$$v = cf_d / 2f_0 \tag{22}$$

де $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ - частота несучої.

Дане рівняння є вірним для рухомого об'єкту. Для нерухомих завад $f_0 = v = 0$. Інтерес представляють два випадки. Якщо доплерівська частота велика в по-

рівнянні з оберненою величиною ширини імпульсу, то інформацію про доплерівський зсув можна виділити практично з одного єдиного імпульсу. Але якщо доплерівська частота мала, то для виділення інформації про доплерівський зсув необхідно багато імпульсів. Перший випадок є типовим для супутників та балістичних ракет, а другий для літаків, вертольотів.

За допомогою відсікаючої лінії затримки (а це адаптивний цифровий фільтр), що подана на рис. 11, інформація про доплерівський зсув відобразиться на індикаторі положення імпульсу.

Адаптивний цифровий фільтр саме і призначений для виключення постійної складової нерухомих об'єктів і пропускання змінної складової доплерівських об'єктів.

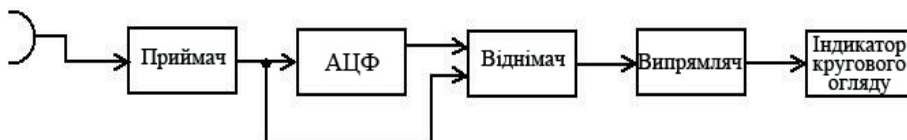


Рис. 11. Структурна схема виділення доплерівських об'єктів на індикаторі РЛС

Цифровий фільтр індикатора рухомих об'єктів не тільки вимагає постійну складову фону місцевих завад, але також відсікає любу рухомию ціль, доплерівська частота, є такою ж, як і частота повторення імпульсів або кратна (так звані сліпі швидкості). Виходом із

даного положення є використання змінного періоду повторення (частоти повторення фільтрів) та регулювання вихідних коефіцієнтів фільтра. І для цього використовують як КІХ так і НІХ-алгоритми. Дана система використана в розробці локатора Львівським радіотехнічним інститутом.

4. Висновки

1. Проаналізовано структури сучасних адаптивних цифрових фільтрів для реалізації в інформаційно-комп'ютерних системах.

2. Визначені алгоритми цифрових фільтрів, які забезпечують мінімальну помилку і високу завадозахищеність в телекомунікаційних мережах.

3. Приведено ряд практичної реалізації адаптивної фільтрації в сучасних інформаційно-комп'ютерних системах телефонії, телеконференцій, бортових радіолокаційних станціях.

4. Введення АЦХ у ЦТА "Елетон" дозволило значно покращити їх завадостійкість та частотні характеристики.

5. Адаптивна фільтрація є особливо ефективною для покращення вибірковості локаційних радарів.

Література

1. Ifeachor, E.C. A new microcomputer-based online ocular artefact removal (OAR) system [Текст] / E. C. Ifeachor, B. W. Jervis, E. L. Morris, E. M. Allen, N. R. Hudson. - IEEE Proc №133, 1986. - 291-300.
2. Ifeachor, E.C. Knowledge-based enhancement of human EEG signals [Текст] / E. C. Ifeachor, M. T. Hellyar, D. J. Mapps, E.M. Allen. - IEEE Proc №137(5), 1990. - 302-310.
3. B. Widrow. Neural nets for adaptive filtering and adaptive pattern recognition [Текст] / Widrow. B, Winter. R. - IEEE Computer, 1988. - 25-30.
4. Lewis A. Adaptive filtering applications in telephony [Текст] / A. Lewis. - VT Technology J, №10. - 49-63.
5. A. Gilloire. Adaptive filtering in subbands with critical sampling: analysis, experiments, and application to acoustic echo cancellation [Текст] / Gilloire, A. Vetterli, M. - IEEE Trans circuits and system №10, 1992. - 1862-1875.
6. S.P Harris. Automatic design of frequeneg sampling filters by hybrid Genetic Algorithm Techniques [Текст] / Harris S.P, Ifeachor, E.C. - IEEE Trans-action on Signal Processing №46(K), 1998. - 3304-3314.
7. J. John. Frequency-domain and multirate adaptive filtering [Текст] / John.J. - IEEE Signal Processing, 1992. - 14-37.
8. С.П. Новосядлий. Суб- наномікрона технологія структур ВІС [Текст] / Новосядлий С.П. - Івано-Франківськ Місто НВ, 2010. - 456с.
9. С.П. Новосядлий. Цифровий телефонний апарат на основі БМК і δ -модуляції [Текст] / Новосядлий С.П. - Технологія і конструювання в електронній апаратурі №1, 1998. - 52-54.
10. Я.С. Буджак. Технологічні особливості і модель анодного окисидування легованих базових шарів β -танталу для ТПК ЗПДВ [Текст] / Буджак Я.С, Новосядлий С.П. - Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Автоматика, вимірювання та керування №366, 1999. - 87-93.