

МЕТОД ФОРМУВАННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ПОРТРЕТІВ ЦІЛЕЙ НА ОСНОВІ АЛГОРИТМІВ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Запропоновано метод формування фазо- та амплітудно-частотних радіолокаційних портретів цілей на основі алгоритму адаптивної обробки сигналів. Застосування цього методу дає змогу за незначних обчислювальних затрат в межах одного періоду зондування отримувати фазо- та амплітудно-частотні портрети ефективних розсіювальних поверхонь цілей навіть із застосуванням простих імпульсних зондувальних сигналів.

Вступ

Адаптивні алгоритми фільтрації знайшли широке застосування в системах передачі інформації, при цьому основне їх призначення, як правило, зводиться до розв'язання задачі ідентифікації, тобто визначення характеристик певних систем [1, 3]. Це здійснюється шляхом моделювання властивостей фізичних динамічних систем, які можна вважати невідомими «чорними ящиками», що мають по одному або більше входів і виходів, шляхом порівняння сигналів до і після проходження через систему. В активній радіолокації, в процесі ідентифікації цілей невідомою системою (невідомим «чорним ящиком»), властивості якої потрібно визначити, є радіолокаційна ціль. Внаслідок геометричної складності її поверхні відбитті, зондувальні сигнали певним чином спотворюються, при чому в межах декількох періодів зондування ці спотворення залишаються незмінними, навіть у випадку рухомих цілей, коли спотворення зондувального сигналу є нелінійними [4]. Ці спотворення зондувальних сигналів містять інформацію про форму поверхні цілі і саме на їх використанні базується розроблений метод формування радіолокаційних портретів цілей з використанням алгоритму адаптивної фільтрації.

Основна частина

Виходячи із виду зондувальних сигналів та необхідної точності формування радіолокаційного портрету цілі (РЛПЦ), можливі два варіанти реалізації методу: з використанням статичної еталонної форми зондувального сигналу, коли вона апріорно задана і не враховується точність її відтворення та з використанням динамічної (дійсної) форми зондувального сигналу, коли враховується не тільки апріорна форма, але і точність її відтворення в передавачі (рис. 1). Сама ціль може розглядатись як система з одним входом і одним виходом або як система з багатьма входами і багатьма виходами.

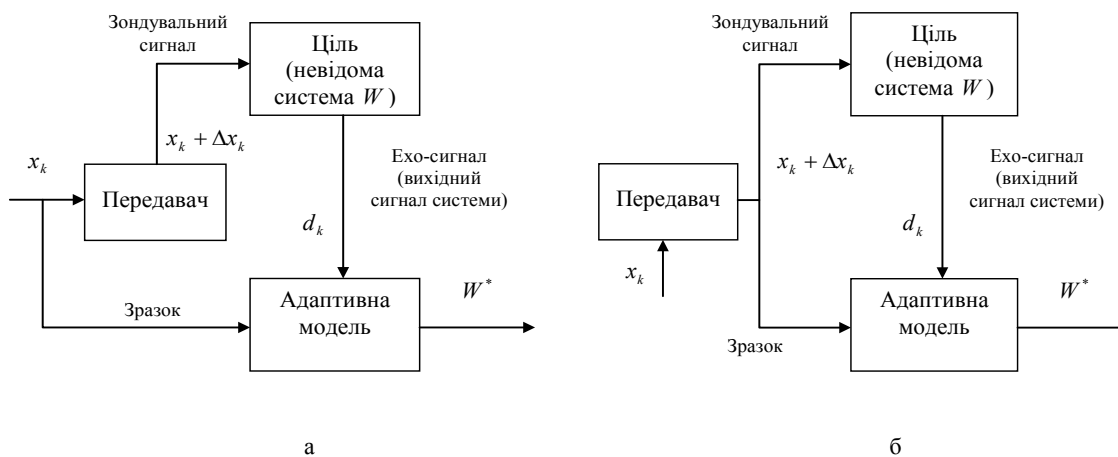


Рис. 1. Формування РЛПЦ з використанням: а — статичної; б — динамічної форм зондувального сигналу

Використовуючи статичну еталонну модель, зразок $x(t)$ і форма сигналу на вході невідомої

системи відрізняються на величину Δx , а отже потенційна точність відтворення перехідної характеристики невідомої системи адаптивною моделлю обмежена:

$$d_k = W(x_k + \Delta x_k); \quad (1)$$

$$\varepsilon_k = x_k W^* - d_k = x_k \left[W^* - W \left(1 + \frac{\Delta x_k}{x_k} \right) \right], \quad (2)$$

де W і W^* — вектори вагових коефіцієнтів невідомої системи і адаптивного алгоритму, відповідно.

Слід зазначити, що окрім негативного впливу на похибку формування W^* за відносно великих значень Δx_k адаптація взагалі стає неможливою.

У випадку використання динамічної еталонної моделі зондувального сигналу величина $\Delta x_k = 0$, а отже похибка відтворення перехідної характеристики невідомої системи адаптивною моделлю дорівнює

$$\varepsilon_k = x_k W^* - d_k = x_k \left[(W^* - W) \right] \quad (3)$$

і потенційно може приймати нульове значення.

Використання статичної еталонної моделі зондувального сигналу можливе лише за умови точного поперіодного спектрального і часового відтворення зондувальних сигналів передавачем, що притаманно радіолокаційним засобам, в яких використовуються складні зондувальні сигнали. Але, оскільки розроблений метод формування РЛПЦ орієнтований на використання простих зондувальних сигналів (через високу нестабільність генераторів НВЧ Δx може приймати достатньо великі значення), в роботі розглядається випадок з динамічною формою зондувальних сигналів.

Математично схема формування РЛПЦ на основі схеми моделювання невідомої динамічної системи з одним входом і одним виходом має вигляд [1—3], показаний на рис. 2.

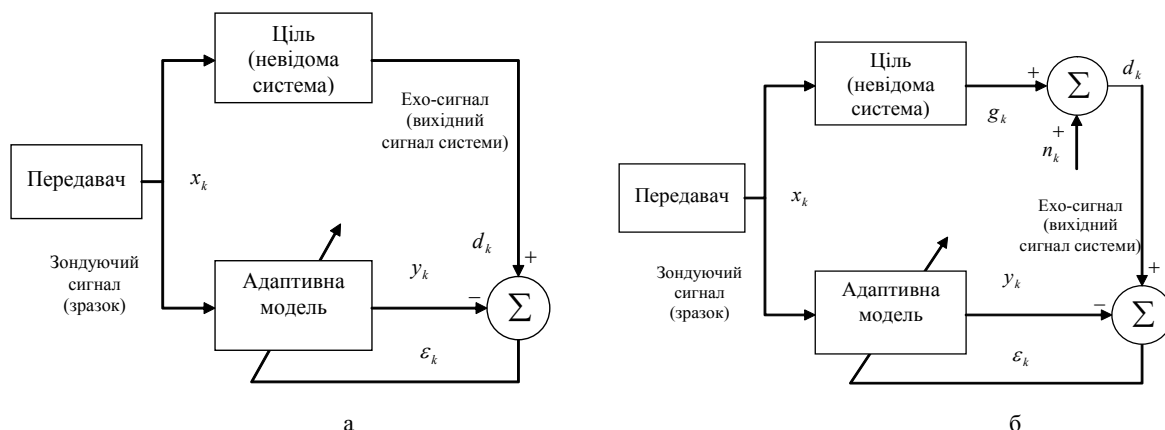


Рис. 2. Формування РЛПЦ на основі схеми з одним входом і одним виходом: а — без урахування завад; б — з урахуванням завад у вигляді шуму

Принцип роботи схеми полягає в такому: на вхід невідомої системи і адаптивного фільтра надходить той самий сигнал (зондувальний радіолокаційний сигнал). Адаптивний фільтр налаштовується так, щоб його вихідний сигнал відповідав вихідному сигналу невідомої системи (ехо-сигналу).

У випадку активної радіолокації, тим більше з використанням простих імпульсних зондувальних радіосигналів, сигнал від цілі містить значний рівень шуму, тобто невідома система володіє внутрішніми джерелами випадкових процесів. У таких ситуаціях, якщо адаптивна модель володіє достатньою гнучкістю для моделювання динамічної характеристики невідомої системи, її вихідний сигнал повністю відповідає вихідному сигналу невідомої системи, за винятком шумової складової n_k , показаної на рис. 2б у вигляді адитивного шуму у складі вихідного сигналу системи. У загальному випадку цей шум некорельований з ехо-сигналом і тому враховуючи, те що адаптивна модель є адаптивним лінійним суматором, вагові коефіцієнти якого змінюються для мінімізації середньоквадратичного відхилення (СКВ), вибір оптимальних вагових коефіцієнтів не зале-

жить від шуму. Оптимальний вектор вагових коефіцієнтів визначається при цьому імпульсною характеристикою модельованої невідомої системи та значно залежить від статистичних і спектральних властивостей вхідного сигналу.

Розглянемо математичні моделі сигналів на вході і виході невідомої системи. Модель зондувального сигналу під час реалізації імпульсних методів радіолокації має вигляд [4]

$$u(t) = U(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0), \quad (4)$$

де ω_0 і ϕ_0 — частота і початкова фаза несучого коливання, відповідно; $U(t)$ — модульовальний по амплітуді імпульс прямокутної форми і тривалості τ_i ,

$$U(t) = \begin{cases} U_0, & 0 \leq |t| \leq \tau_i; \\ 0, & |t| > \tau_i. \end{cases} \quad (5)$$

Модель ехо-сигналу з урахуванням можливих трансформацій у разі відбиття від цілі з ефективною розсіювальною поверхні (ЕРП), що містить M яскравих точок, буде адитивною сумішшю зондувальних сигналів, віддзеркалених від кожної точки, з певним амплітудним множником a_n , зміщенням частоти ω_n та початковим фазовим зсувом ϕ_n :

$$u_e(t) = \sum_{n=1}^M a_n U(t) \sin((\omega_0 \pm \omega_n)t + \phi_0 + \phi_n), \quad (6)$$

де $\omega_n = \frac{4\pi\vartheta_n}{\lambda}$; $\phi_n = \frac{2\omega_0 D_n}{c}$; D_n — відстань до n -ї яскравої точки, а ϑ_n — швидкість її руху.

Враховуючи коротку тривалість зондувального сигналу у разі імпульсної радіолокації, зсув частоти ω_n за час τ_i можна вважати постійним як на окремих яскравих точках, так і ЕРП в цілому. Нехай цілі не містить окремих рухомих елементів, а є суцільною. Тоді

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \dots = \omega_n = \text{const}. \quad (7)$$

Крім того, враховуючи, що початковий фазовий зсув несучого коливання зондувального радіосигналу не впливає на його автокореляційні властивості, а відповідно і на взаємкореляційні властивості між зондувальним і ехо-сигналом, можна припустити, що $\phi_0 = 0$. Таким чином, математична модель ехо-сигналу набуде вигляду:

$$u_e(t) = \sum_{n=1}^M a_n U(t) \sin(\omega_e t + \phi_n). \quad (8)$$

Якщо провести певні математичні перетворення і врахувати тривалість зондувального сигналу, вираз (8) набуде вигляду:

$$u_e(t) = a^* U_0 \sin(\omega_e t + \phi^*), \quad 0 \leq t \leq \tau_i, \quad (9)$$

де a^* і ϕ^* — сумарний множник амплітуди і зсув фази ехо-сигналу, відповідно.

За такої інтерпретації процесу зондування РЛПЦ буде мати гладку в межах кореляції $u_e(t)$ на інтервалі $0 \leq t \leq \tau_i$ форму, що може бути отримано і звичайним шляхом.

Проте, зважаючи на обмежену тривалість зондувального сигналу та його періодичність, модель зондувального радіосигналу можна подати у вигляді набору кінцевої кількості кратних за частотою, але з різними амплітудами та початковими фазами гармонічних коливань, тобто сигнал на вході невідомої системи може бути поданий у вигляді

$$x(t) = \sum_{l=1}^N c_l \sin(\omega_l t + \phi_l), \quad (10)$$

де c_l — додатна константа (вагова функція) для всіх l ; ϕ_l — початкова фаза; ω_l — частота.

Відповідно до (8) корисний відгук, або вихідний сигнал невідомої системи (ехо-сигнал) буде мати вигляд

$$d(t) = \sum_{l=1}^N a_l c_l \sin(\omega_l t + \theta_l). \quad (11)$$

У виразі (11) зсувом частоти ω_n знехтувано, оскільки у разі виконання умови (7) під його впливом взаємокореляція вхідного і вихідного сигналів буде рівномірною, що в оптимальному векторі вагових коефіцієнтів адаптивного фільтра проявиться у вигляді постійного множника, величина якого буде пропорційною радіальній швидкості руху цілі.

Адаптивний фільтр знаходить оптимальне розв'язання, що забезпечує якнайкраще наближення до заданих вимог. Знаходиться це рішення таким чином.

Алгебраїчний вираз для адаптивного лінійного суматора визначається співвідношенням [1, 2]

$$W^* = R^{-1}P, \quad (12)$$

де W^* — оптимальний вектор вагових коефіцієнтів, для якого виконується умова $\text{grad}W^* = 0$; P — вектор-стовпчик, який є множиною значень взаємокореляційної функції відліків корисного відгуку і відліків вхідного сигналу $P = E[d_k X_k] =$

$= E[d_k x_{0,k}, d_k x_{1,k}, d_k x_{2,k}, \dots, d_k x_{l,k}]^T$; R — кореляційна матриця вхідного сигналу, яка має вигляд

$$R = \begin{bmatrix} \phi_{x,x}(0) & \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(2) & \dots & \phi_{x,x}(L) \\ \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(0) & \phi_{x,x}(1) & \dots & \phi_{x,x}(L-1) \\ \phi_{x,x}(2) & \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(0) & \dots & \phi_{x,x}(L-2) \\ \phi_{x,x}(L) & \phi_{x,x}(L-1) & \phi_{x,x}(L-2) & \dots & \phi_{x,x}(0) \end{bmatrix};$$

$$\phi_{x,x}(n) = E[x_k x_{k+n}].$$

Враховуючи, що

$$P = [\phi_{d,x}(0), \phi_{d,x}(-1), \phi_{d,x}(-2), \dots, \phi_{d,x}(-L)]^T,$$

вираз для оптимального вектора вагових коефіцієнтів набуде вигляду:

$$W^* = R^{-1}P = \begin{bmatrix} \phi_{x,x}(0) & \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(2) & \dots & \phi_{x,x}(L) \\ \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(0) & \phi_{x,x}(1) & \dots & \phi_{x,x}(L-1) \\ \phi_{x,x}(2) & \phi_{x,x}(1) & \phi_{x,x}(0) & \dots & \phi_{x,x}(L-2) \\ \phi_{x,x}(L) & \phi_{x,x}(L-1) & \phi_{x,x}(L-2) & \dots & \phi_{x,x}(0) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{d,x}(0) \\ \phi_{d,x}(1) \\ \dots \\ \phi_{d,x}(L) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Оскільки d і x відомі, визначаються кореляційні функції (13) із виразу

$$\phi_{x,x}(n) = E[x(t-nT)x(t)] = E\left[\sum_{l=1}^N c_l \sin(\omega_l(t-nT) + \phi_l) \sum_{m=1}^N c_m \sin(\omega_m t + \phi_m)\right]. \quad (14)$$

Оскільки математичне очікування добутку двох синусоїдальних функцій часу з різними частотами дорівнює нулю, то останній вираз набуде вигляду

$$\phi_{x,x}(n) = E\left[\sum_{l=1}^N c_l^2 \sin(\omega_l(t-nT)) \sin(\omega_l t)\right]. \quad (15)$$

Здійснивши тригонометричні перетворення, отримуємо:

$$\phi_{x,x}(n) = E\left[\sum_{l=1}^N c_l^2 \sin^2(\omega_l t) \cos(\omega_l nT)\right] = \sum_{l=1}^N \frac{1}{2} c_l^2 \cos(\omega_l nT). \quad (16)$$

Вираз (16) отримано, виходячи з того, що синусоїдальна і косинусоїдальна функції некорельовані, а середній квадрат синусоїдального сигналу дорівнює половині квадрата його амплітуди. Таким чином, з (16) можна визначити всі елементи матриці R . Аналогічним чином можуть бути знайдені елементи вектора взаємокореляційних функцій P :

$$\begin{aligned} \phi_{d,x}(n) &= E[x(t-nT)d(t)] = E\left[\sum_{l=1}^N c_l \sin(\omega_l(t-nT) + \phi_l) \sum_{m=1}^N a_m c_m \sin(\omega_m t + \theta_m)\right] = \\ &= E\left[\sum_{l=1}^N a_l c_l^2 \sin(\omega_l(t-nT)) \sin(\omega_l t + \theta_l)\right] = E\left[\sum_{l=1}^N a_l c_l^2 \sin(\omega_l t - \omega_l nT + \theta_l) \sin(\omega_l t)\right] = (17) \\ &= E\left[\sum_{l=1}^N \frac{1}{2} a_l c_l^2 \cos(\omega_l nT + \theta_l)\right]. \end{aligned}$$

Підставляючи (16) і (17) в (12), знаходимо вираз для оптимального вектора вагових коефіцієнтів адаптивного фільтра:

$$W^* = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^N c_l^2 & \sum_{l=1}^N c_l^2 \cos(\omega_l T) & \dots & \sum_{l=1}^N c_l^2 \cos(\omega_l T) \\ \sum_{l=1}^N c_l^2 \cos(\omega_l T) & \sum_{l=1}^N c_l^2 & \dots & \sum_{l=1}^N c_l^2 \cos((L-1)\omega_l T) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{l=1}^N c_l^2 \cos(\omega_l T) & \dots & \dots & \sum_{l=1}^N c_l^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^N a_l c_l^2 \cos(\theta) \\ \sum_{l=1}^N a_l c_l^2 \cos(\omega_l T + \theta) \\ \dots \\ \sum_{l=1}^N a_l c_l^2 \cos(\omega_l T + \theta) \end{bmatrix}. (18)$$

Отриманий вираз (18) є достатньо громіздким, проте його розв'язання не потребує значних часових і обчислювальних затрат, якщо здійснювати адаптивну обробку поетапно.

Структура приймача-передавача радіолокаційної станції для реалізації адаптивного алгоритму формування РЛПЦ наведена на рис. 3.

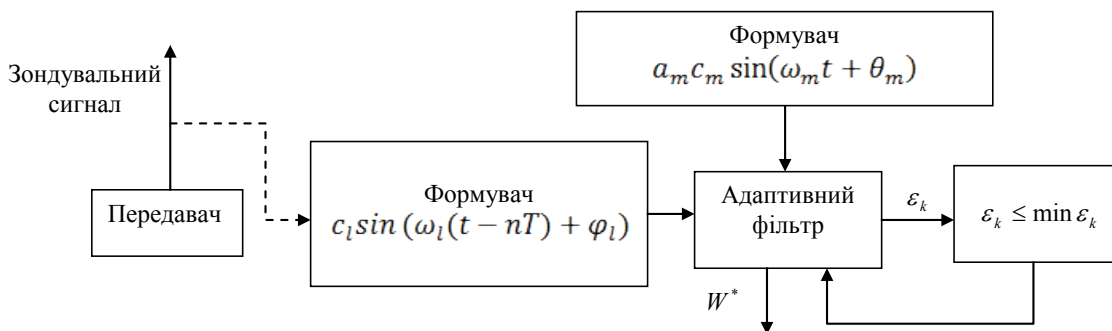


Рис. 3. Структура адаптивного каналу обробки радіолокаційних сигналів

В цій схемі адаптивний фільтр підстроює свої коефіцієнти таким чином, щоб сигнал на його виході максимально відповідав ехо-сигналу. Отриманий, таким чином, вектор вагових коефіцієнтів фільтра (імпульсна характеристика фільтра) є відображенням просторової форми поверхні цілі, яке отримується фактично за рахунок аналізу змін в амплітудному та фазовому спектрах ехо-сигналу по відношенню до зондувального. Результати моделювання роботи цієї моделі показують, що за умов дії значного рівня шумів на вході приймача не можливо досягати допустимої похибки адаптації фільтра, а відповідно виникає необхідність застосовувати додаткові методи обробки. В активних радіолокаційних засобах це може бути міжперіодна обробка сигналів, узгоджена обробка із застосуванням складних зондувальних сигналів і т. д.

Висновок

На відміну від методів, що ґрунтуються на використанні багаточастотних зондувальних сигналів, запропонований метод формування радіолокаційних портретів цілей дає змогу за незначних обчислювальних затрат навіть в межах одного періоду зондування отримувати фазо- та амплітудно-частотні портрети ефективних розсіювальних поверхонь цілей. При цьому застосування зворотного перетворення Фур'є до вектора вагових коефіцієнтів адаптивного фільтра, дає змогу отримати дальнісні радіолокаційні портрети за певних умов інформативніші у порівнянні з портретами, отриманими надкороткоімпульсними методами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Уидроу Б. С. Адаптивная обработка сигналов / Б. С. Уидроу, С. С. Сиериз. — М. : Радио и связь, 1989. — 440 с.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. — СПб. : Питер, 2005. — 604 с.
3. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов / Э. Айфичер, Б. Джервис. — М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. — 992 с.
4. Сколкин М. С. Справочник по радиолокации / М. С. Сколкин, К. Н. Трофимова. — М. : Сов. радио, 1976. — 456 с.

Рекомендована кафедрою радіотехніки

Стаття надійшла до редакції 10.03.11

Рекомендована до друку 24.03.11

Чесановський Іван Іванович — доцент, **Бабій Юлія Олександрівна** — аспірантка.

Кафедра радіотехніки та зв'язку, Хмельницький національний університет, Хмельницький