

УДК 621.396.962:629.7

В.К. Волосюк, Д.П. Жеребят'єв, О.І. Кравченко, О.В. Ксендзук

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ ЗОБРАЖЕНЬ ПРОСТОРОВО-ПРОТЯЖНИХ ОБ'ЄКТІВ ТА ЇХ МІСЦЕЗНАХОДЖЕННЯ

Отримані алгоритми оптимальної і квазіоптимальної обробки сигналів, відбитих від просторово-протяжних об'єктів. Розглянуто необхідні операції з обробки сигналів, їх послідовність і фізичний зміст. Представлена структурна схема системи селекції просторово-протяжних об'єктів на фоні білого шуму і визначення їх місцезнаходження.

Вступ

До сучасних систем дистанційного зондування ставляються високі вимоги щодо якості одержуваних оцінок і точності інтерпретації радіолокаційних даних. У зв'язку з загальною тенденцією підвищення приладової точності радіолокаційних засобів одержують поширення радіолокаційні додатки, у яких повинна враховуватися просторова протяжність складних радіолокаційних об'єктів. Прикладом таких додатків може бути їх радіолокація в умовах порівняно малих дальностей (у подібних умовах зазначені радіолокаційні цілі не можуть вважатися точковими).

Одним з важливих завдань радіолокації є виділення й ідентифікація рухомих об'єктів, установлення відповідності між різними кадрами, підвищення точності радіолокаційного визначення місцезнаходження просторово-протяжних об'єктів, оцінка параметрів руху просторово-протяжних об'єктів.

Мета статті – синтез оптимальних алгоритмів оцінки параметрів сигналів, відбитих від просторово-протяжних об'єктів, і визначення їх місцезнаходження на фоні білого шуму. Особливістю цих алгоритмів є урахування апріорної інформації про параметри розподіленого об'єкта. Такий підхід дозволив найбільше повно врахувати всі необхідні операції обробки сигналів, відбитих від просторово-протяжних об'єктів.

Вихідні дані

Розглянемо одиночну оглядову РЛС (рис. 1), що опромінює ділянку поверхні $[R_{\min}R_{\max}]$ сигналом, який є послідовністю немодульованих імпульсів з прямокутними обвідними тривалістю τ та періодом повторення T_R . Для спрощення апаратної реалізації алгоритмів обробки бажано, крім виконання умови однозначності

$$t_{d\max} + \tau - t_{d\min} \leq T_R,$$

де $t_{d\max}$, $t_{d\min}$ – максимальний і мінімальний час затримки, мати виконання умови розбіжності в часі моментів випромінювання і приймання. Особливістю відбиття радіохвиль сантиметрового і дециметрового діапазонів від об'єктів складної форми, до яких належать у тому числі і морські судна, є локальний характер відбиття радіохвиль.

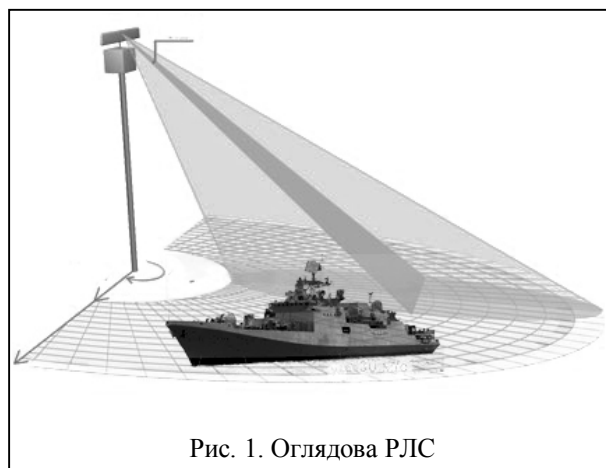


Рис. 1. Оглядова РЛС

Суть цього явища полягає в тому, що на поверхні об'єктів, яка опромінюється радіолокатором, спостерігаються нечисленні ділянки інтенсивного відбиття. Основними характеристиками сигналу, відбитого від об'єкта, є закони розподілу імовірностей обвідної спектр-флуктуації або функція кореляції. Як найпростішу зазвичай застосовують одну з таких моделей об'єкта: сукупність великої кількості довільно розташованих «блискучих точок» із заданим середнім значенням сумарної ефективної площі поверхні; сукупність елементів першої моделі і домінуючу блискучу точку, відбиття від якої переважає над відбиттями окремо узятих елементів.

Щільність розподілу амплітуд сигналу достатня для загальної моделі відбиття, коли є сума незалеж-

них флюктуюючих сигналів і сумірна з цією сумою стабільна складова, когерентна з зондувальним коливанням.

Для такої моделі відбиття напруженість електричного поля результуючого сигналу можна представити виразом

$$E = E_0 \cos \omega t + \sum_{i=1}^n E_i \cos(\omega t - \varphi_i) = E_0 \cos \omega t + E_{\Sigma} \cos(\omega t - \varphi_{\Sigma}), \quad (1)$$

де E_0 , E_i та E_{Σ} – амплітуди сигналів стабільної складової, i -го елемента і суми випадкових елементарних сигналів;

φ_i , φ_{Σ} – фази сигналу i -го елемента і сумарного сигналу розподіленої цілі відповідно.

Розкладемо коливання $E_{\Sigma} \cos(\omega t - \varphi_{\Sigma})$ на дві ортогональні складові, представивши результуючий сигнал як

$$E = E_{\Sigma} \cos \omega t + E_{\Sigma 1} \cos \omega t + E_{\Sigma 2} \sin \omega t, \quad (2)$$

де

$$E_{\Sigma 1} = E_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n E_i \cos \varphi_i; \\ E_{\Sigma 2} = E_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n E_i \sin \varphi_i. \quad (3)$$

При змінах положення відбивачів відносно РЛС фазові співвідношення між елементарними сигналами хаотично змінюються. Це приводить до випадкових змін сумарного сигналу розподіленої цілі та його складових $E_{\Sigma 1}$ та $E_{\Sigma 2}$. На підставі центральної граничної теореми теорії імовірностей випадкові амплітуди $E_{\Sigma 1}$ та $E_{\Sigma 2}$ ортогональних складових підлягають нормальному закону розподілу:

$$w(E_{\Sigma 1}) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp(-E_{\Sigma 1}^2/2\sigma^2); \\ w(E_{\Sigma 2}) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp(-E_{\Sigma 2}^2/2\sigma^2), \quad (4)$$

де $\sigma^2 = \overline{E_{\Sigma 1}^2} + \overline{E_{\Sigma 2}^2}$ – дисперсія амплітуд ортогональних складових.

Таким чином, ортогональні складові сигналу досліджуваної складної мети незалежні і підлегли нормальному закону розподілу:

$$w(E_{\Sigma 1}) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp(-(E_1 - E_0)^2/2\sigma^2); \\ w(E_{\Sigma 2}) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp(-E_2^2/2\sigma^2). \quad (5)$$

З високим ступенем точності можна вважати, що двовимірний розподіл щільностей імовірностей сигналу, відбитого від розподіленої цілі, є нормальним.

Рівняння спостереження $u(t)$ запишемо у вигляді адитивної суміші відбитого від поверхні сигналу і завади $n(t)$, яку будемо вважати нормальним стаціонарним процесом з рівномірною спектральною щільністю потужності $N_0/2$ і нульовим середнім $\langle n(t) \rangle = 0$:

$$u(t) = \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}) d\vec{r} + n(t), \quad (6)$$

де $\dot{F}(\vec{r})$ – комплексний коефіцієнт елемента розсіювання поверхні,

$\dot{s}_0(t, \vec{r})$ – одиничний сигнал, що відповідає амплітуді поля, розсіяного елементом $d\vec{r}$ за умови $\dot{F}(\vec{r}) = 1$, і залежить від форми зондувального сигналу і від геометрії задачі.

Одиничний сигнал визначається виразом

$$s_0(t, \vec{r}) = \operatorname{Re} \dot{A} \left(t - \frac{2R_{0i}}{c} \right) \exp \left\{ j \left[(\omega_0 \pm \omega_d) t - 2kR_{0i} \right] \right\} = \dot{S}_0(t, \vec{\lambda}) \exp(j\omega_0 t), \quad (7)$$

де $\dot{A}(\cdot)$ – комплексна обвідна зондувального сигналу;

R_{0i} – відстань до об'єкта;

ω_d – доплерівський зсув частоти;

$k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число.

Розв'язання оптимізаційної задачі

Оптимальний алгоритм оцінки комплексного коефіцієнта розсіювання шукаємо в рамках методу максимальної правдоподібності з умови максимуму функціонала правдоподібності:

$$P[u(t)/\dot{F}(\vec{r})] = k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \times \int_0^T \left[u(t) - \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}) d\vec{r} \right]^2 dt \right\}. \quad (8)$$

Замість пошуку максимуму функціонала правдоподібності можна шукати мінімум такого функціонала:

$$\Lambda = \ln P[\bullet] = \int_0^T \left[u(t) - \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}) d\vec{r} \right]^2 dt. \quad (9)$$

Для реальних протяжних об'єктів за рахунок суперпозиції відбиттів від "блискучих точок" приймальне поле і сигнал стають випадковими і флюктуують за амплітудою і фазою. Тому залучення додаткової апіорної інформації про об'єкт, урахування специфічної структури радіолокаційного зображення дозволять більш якісно розв'язувати задачі оцінки параметрів сигналу.

Розв'язання задачі на умовний екстремум зводиться до розв'язання задачі на безумовний екстремум, поставленої для функціонала вигляду

$$L[Q(\dot{F})] = Q(\dot{F}) + \bar{v}J[Q(\dot{F}), \bar{v}];$$

$$Q(\dot{F}) = \ln P[u(t)/\dot{F}(\bar{r})], \quad (10)$$

де $J[Q(\dot{F}), \bar{v}]$ – штрафна функція, яка враховує апіорну інформацію, задану у вигляді рівностей або нерівностей;

\bar{v} – множники Лагранжа.

Зміст виразу (10) зводиться до того, що якщо обмеження у вигляді рівностей виконані, то внесок доданка $J[Q(\dot{F}), \bar{v}]$ буде дорівнювати нулю, у протилежному випадку одержуємо додаток до основного функціонала, який прагне повести розв'язування вбік. Таким чином, зміст обмежень у вигляді множників Лагранжа полягає у введенні деякої штрафної функції $J[Q(\dot{F}), \bar{v}]$. Обмеження повинні бути несуперечливими. Якщо різні обмеження виявляються суперечливими, то розв'язання задачі буде призводити до абсурдного результату.

Розв'язування функціонала правдоподібності (10) визначається з такої системи рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial F(\bar{r})} = 0; \\ \frac{\partial L}{\partial v_i} = 0; \\ \frac{\partial L}{\partial \tau_i} = 0. \end{cases} \quad (11)$$

При пошуку екстремуму функціонала (10) необхідно мінімізувати функціонал $Q(\dot{F})$ за функцією $\dot{F}(\bar{r})$ і мінімізувати його за множниками Лагранжа v_i .

Розглянемо оптимальний алгоритм виявлення когерентної пачки квазідетермінованого сигналу, відбитого від протяжного об'єкта, для пошуку штрафної функції.

Спільна імовірність наявності корисного сигнала

у N суміжних елементах розділення при апіорній імовірності, яка дорівнює 0,5, відповідно до критерію Неймана-Пірсона при заданому фіксованому значенні хибної тривоги $F = F_{\text{зад}}$, визначається рівнянням

$$J[R_1] - \int_{R_1} \{ P_{DN}[u(t)|s(t, \bar{\lambda})] - \\ - I_0 P_{FN}[u(t)|0] \} du = \max_{R_1}, \quad (12)$$

де імовірність правильного виявлення –

$$P_{DN}[u(t)|s(t, \bar{\lambda})] = D_N = \prod_{i=n_1}^{n_2} D_i = \\ = \int_{R_1} \prod_{i=n_1}^{n_2} k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - s_i(t, \bar{\lambda})]^2 dt \right\} du = \\ = k^{n_2-n_1} \int_{R_1} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t) - s_i(t, \bar{\lambda})]^2 dt \right\} du; \quad (13)$$

імовірність хибної тривоги –

$$P_{FN}[u(t)|0] = F_N = \prod_{i=n_1}^{n_2} F_i = \\ = \int_{R_1} \prod_{i=n_1}^{n_2} k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t)]^2 dt \right\} du = \\ = k^{n_2-n_1} \int_{R_1} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t)]^2 dt \right\} du, \quad (14)$$

де $s_i(t, \bar{\lambda})$ – сукупність сигналів, відбитих від розподіленого за дальністю об'єкта, у момент часу $t - \tau_i$;

n_1, n_2 – номер затримки початку і закінчення пачки сигналу, відбитого від просторово-протяжного об'єкта;

$\bar{\lambda} = (\dot{F}(\bar{r}), R_{0i})$ – вектор параметрів сигналу.

Задача виявлення просторово-протяжного за дальністю об'єкта зводиться до задачі спільного виявлення корисного сигналу, відбитого від просторово-протяжного об'єкта, у $N(n_1, n_2)$ суміжних елементах розділення за дальністю. Для пошуку алгоритму оптимальної обробки необхідно обчислити умовне відношення правдоподібності і порівняти з заданим порогом:

$$\frac{P_N[u(t)|s_N(t, \bar{\lambda})]}{P_N[u(t)|0]} =$$

$$= \frac{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t) | s_i(t, \bar{\lambda})]^2 dt\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t)]^2 dt\right\}} > 1_0. \quad (15)$$

Оскільки відношення правдоподібності є монотонно зростаючою функцією, то її застосування до лівої і правої частин нерівності не змінить його:

$$\sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t) - s_i(t, \bar{\lambda})]^2 dt < \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t)]^2 dt - N_0 \text{Ln}[I_0]. \quad (16)$$

У виразі (16) у лівій частині нерівності стоїть сума квадратів дисперсій у випадку присутності сигналу, відбитого від розподіленого за дальністю об'єкта, а в лівій частині – різниця між сумою N дисперсій вхідного коливання і $N_0 \text{Ln}[I_0]$.

Розглянемо штрафну функцію $J(\bar{r})$:

$$J(\lambda) = \frac{\sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t) - s_i(t, \bar{\lambda})]^2 dt}{\sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T [u(t)]^2 dt - N_0 \text{Ln}[I_0]} - 1 < 0. \quad (17)$$

Довжину розподіленого об'єкта врахуємо за такою умовою:

$$s_i(t) = a(t_i, T_p) * s(t_i) = \text{Rect}\left(\frac{t - t_i}{2T_p}\right) * s(t_i), \quad (18)$$

де $a(\bullet) = \text{Rect}(\bullet)$ – прямокутне вікно:

$$a(\bar{v}) = \text{Rect}\left(\frac{t - t_i}{2T_p}\right) = \begin{cases} 1, & -T_p \leq t - t_i \leq T_p; \\ 0, & t - t_i \notin (-T_p, T_p). \end{cases} \quad (19)$$

У виразі (19) $2T_p$ визначається з апіорної інформації про просторову протяжність за дальністю розподіленого об'єкта, \bar{v} – вектор параметрів (t, T_p) .

Нехай $u(t) = a(\bar{v}) s_i(t) + n(t)$ при $I_0 = 1$, що відповідає виявленню за методом максимальної правдоподібності:

при правильній вказівці положення вікна довжиною $t_i = t_0$, відношення буде меншим за 1, тобто

$$1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{t_0+2T_p} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2u(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{2T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} = 1 - \frac{\sum_{i=t_0}^{t_0+2T_p} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2u(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{2T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} < 1; \quad (20)$$

при неправильній вказівці положення вікна довжиною $t_i = t_1$ відношення буде більшим за 1, тобто

$$1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{t_0+2T_p} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2u(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{2T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} = 1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{t_1} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2n(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{2T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} - 1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{2t_0+2T_p-t_1} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2n(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} > 1; \quad (21)$$

приймаючи $u(t) = n(t)$, відношення буде більшим за 1, тобто

$$1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{t_0+2T_p} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2u(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} = 1 + \frac{\sum_{i=t_0}^{t_0+2T_p} a(\bar{v}) \int_0^T [s_i(t) - 2n(t)] s_i(t) dt}{\sum_{i=0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt} > 1. \quad (22)$$

З наведених формул видно, що умова (17) буде виконуватися тільки в тому випадку, коли сумарна енергія сигналу, відбитого від просторово-протяжного об'єкта, перевищує подвоєну суму енергій завадової складової:

$$\sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T a(\bar{v}) s_i^2(t) dt > 2 \sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T a(\bar{v}) n(t) s_i(t) dt. \quad (23)$$

Для спрощення математичних викладок вікно протяжності задамо у вигляді

$$a(\bar{v}) = \operatorname{Re} \operatorname{ct} \left[\frac{t-t_i}{2T_p} \right] \sim \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right]. \quad (24)$$

Протяжність розподіленого об'єкта врахуємо такою умовою: відношення квадрата дисперсії вхідного сигналу при відсутності сигналу від цілі на припущеній ділянці протяжності до суми квадратів дисперсії вхідного сигналу без $N_0 \operatorname{Ln}[l_0]$ менше за 1.

Введемо штрафний функціонал $J(\dot{F}(\bar{r}))$:

$$J(\dot{F}(\bar{r})) = 1 - \frac{\sigma_{us}^2}{\sigma_u^2} = 1 - \frac{1}{\sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt - N_0 \operatorname{Ln}[l_0]} \times$$

$$\times \sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t) -$$

$$- \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right] \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(r) \dot{s}_{0i}(t, r) dr \Bigg\}^2 dt > 0. \quad (25)$$

Тоді безумовний функціонал Лагранжа

$$L[u(t)/F(r), v, t_i]$$

буде мати такий вигляд:

$$L[u(t)/\dot{F}(\bar{r}), v, t_i] =$$

$$\int_0^T \left\{ \left[u(t) - \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(\bar{r}) \dot{s}_0(t, \bar{r}_1) d\bar{r} \right]^2 \right\} dt +$$

$$+ v \left[1 - \frac{1}{\sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt - N_0 \operatorname{Ln}[l_0]} \times \right.$$

$$\left. \times \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T u(t) - \right.$$

$$\left. - \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right] \operatorname{Re} \int_D \dot{F}(r) \dot{s}_{0i}(t, r) dr \right\}^2 dt \Bigg\}. \quad (26)$$

Розглянемо окремо систему диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial \dot{F}(\bar{r})} = 0; \\ \frac{\partial L}{\partial v} = 0; \\ \frac{\partial L}{\partial t_i} = 0. \end{cases} \quad (27)$$

Представимо функції $\dot{F}(\bar{r})$ та t_i у такому вигляді:

$$\dot{F}(\bar{r}) = \hat{F}(\bar{r}) + \gamma \chi(\bar{r}); \quad t_i = t_0 + \tau_i, \quad (28)$$

де $\gamma \chi(\bar{r})$ – варіація функції $\dot{F}(\bar{r})$;

$\hat{F}(\bar{r})$ – оптимальна оцінка;

γ – мале число;

$\dot{\chi}(\bar{r})$ – довільна функція від змінної \bar{r} ;

t_0 – координати геометричного центра.

Представивши функцію $\dot{F}(\bar{r})$ у вигляді (28) і знаходячи варіаційну похідну $\frac{\partial}{\partial \gamma}$ й похідні $\frac{\partial}{\partial v}$, $\frac{\partial}{\partial t_0}$ та позначивши

$$\dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1) = \int_0^T \dot{s}_{0i}(t, \bar{r}) \dot{s}_{0i}^*(t, \bar{r}_2) dt; \quad (29)$$

$$\dot{\Psi}_i^p(\bar{r}, \bar{r}_1) = \int_0^T \exp \left[-2 \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right] \times$$

$$\times \dot{s}_{0i}(t, \bar{r}) \dot{s}_{0i}^*(t, \bar{r}_2) dt; \quad (30)$$

$$G(l_0) = \sum_{i=t_0}^{t_0+T_p} \int_0^T u(t)^2 dt - N_0 \operatorname{Ln}[l_0], \quad (31)$$

одержимо

$$\left. \frac{\partial L}{\partial \gamma_j} \right|_{\gamma_j=0} = \operatorname{Re} \int_D \dot{\chi}(\bar{r}_2) \left\{ \int_0^T u(t) \dot{s}_0^*(t, \bar{r}) dt - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2} \int_D \hat{F}(\bar{r}_1) \dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1) \times \right.$$

$$\times \sum_{i=n_1}^{n_2} \left\{ \int_0^T \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right] u(t) \dot{s}_0^*(t, \bar{r}) dt - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \int_D \hat{F}(\bar{r}_1) \dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1) \int_D \hat{F}(\bar{r}_1) \dot{\Psi}_i^p(\bar{r}_1, \bar{r}_2) \right\} d\bar{r}_2 = 0; \quad (32)$$

$$\frac{\partial L}{\partial v} = \left[1 - \frac{1}{G(l_0)} \sum_{i=n_1}^{n_2} \int_0^T \left(u(t) - \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right] \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \operatorname{Re} \int_D \hat{F}(\bar{r}) \dot{s}_0(t, \bar{r}) d\bar{r} \right)^2 dt \right] = 0; \quad (33)$$

$$\frac{\partial L}{\partial t_0} = \frac{4v}{G(l_0)} \operatorname{Re} \int_D \hat{F}(\bar{r}) \left\{ \int_0^T (t-t_0-\tau_i) \times \right. \\ \left. \times \exp \left[- \left(\frac{t-t_0-\tau_i}{T_p} \right)^2 \right] u(t) \dot{s}_{0i}(t, \bar{r}) dt - \right. \\ \left. - \int_0^T (t-t_0-\tau_i) \exp \left[- \left(\frac{t-t_0-\tau_i}{T_p} \right)^2 \right] \times \right. \\ \left. \times \exp \left[- \left(\frac{t-t_0-\tau_i}{T_p} \right)^2 \right] \times \right. \\ \left. \times \int_D \hat{F}^*(\bar{r}_2) \dot{s}_{0i}(t, \bar{r}) \dot{s}_{0i}(t, \bar{r}_2) d\bar{r}_2 dt \right\} d\bar{r} = 0. \quad (34)$$

Оскільки $\dot{\chi}(\bar{r})$ – довільна комплексна функція, обрана відповідно до правил варіаційного числення, то рівність нулю виразу (32) можлива тільки для доданків у фігурних дужках. Другий доданок можна виключити, оскільки знаменник $G[l_0]$ набагато перевищує чисельник, а множник Лагранжа $v \approx 1$. Отже, перше рівняння системи диференціальних рівнянь буде мати вигляд

$$\dot{Y}_{\text{вих}}(\bar{r}) \cong \int_0^T \dot{U}(t) \dot{s}_0^*(t, \bar{r}) dt = \frac{1}{2} \int_D \hat{F}(\bar{r}_1) \dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1) d\bar{r}_1. \quad (35)$$

Цей вираз збігається з класичним алгоритмом оптимальної оцінки вхідного сигналу $u(t)$. Оптимальна оцінка коефіцієнта розсіювання повинна знаходитися в результаті розв'язання задачі обернення інтегрального рівняння (35)

$$\hat{F}(\bar{r}) = L_{\Phi}^{-1} [\dot{Y}(\bar{r})]. \quad (36)$$

На практиці, як оцінку приймають функції $|\dot{Y}_{\text{вих}}(\bar{r})|$ або $|\dot{Y}_{\text{вих}}(\bar{r})|^2$, які потім для усунення спекл-шуму й інших завад піддають віконній фільтрації. Вирази (29) і (30) показують, які вимоги необхідно поставити до комплексної обвідної зондувального сигналу. В ідеальному випадку цей сигнал повинен бути таким, щоб функція невизначеності мала вигляд

$$\dot{\Psi}(\bar{r}_i, \bar{r}_j) = \dot{\Psi}_k^p(\bar{r}, \bar{r}_1) = \begin{cases} \delta_k(\bar{r}_i, \bar{r}_j) & \text{при } i = j; \\ 0 & \text{при } i \neq j, \end{cases} \quad (37)$$

де δ – дельта функція.

Практично ця функція повинна бути досить вузькою при $i = j$ за координатами \bar{r}_i і дорівнювати нулю при $R_i \neq R_j$, тобто сигнали S_{0i} і S_{0j} на дальностях R_i і R_j повинні бути ортогональними. При цьому

ширина вагової функції $\exp \left[-2 \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right]$ у виразі

(30) набагато перевищує функцію невизначеності.

Друге диференціальне рівняння системи (33) говорить про те, що оцінку коефіцієнта розсіювання $\hat{F}(\bar{r})$ для протяжного об'єкта варто проводити тільки там, де є деяка протяжність за дальністю.

Протяжна ділянка зображення знаходиться за максимумом виразу (33) у фігурних дужках. Спростивши вирази (33), оскільки знаменник не дорівнює нулю і не залежить від $s(t)$, за умови $\hat{F}(\bar{r}) \neq 0$ одержимо

$$\sum_{i=n_1}^{n_2} \operatorname{Re} \int_D \hat{F}'(\bar{r}_2) \int_0^T a^2(\bar{v}) \dot{U}(t_1) \dot{S}_{0i}^*(t_1, \bar{r}_2) dt_1 d\bar{r}_2 = \\ = \frac{1}{2} \sum_{i=n_1}^{n_2} \operatorname{Re} \int_D \hat{F}'(\bar{r}_2) \dot{\Psi}_i^p(\bar{r}_1, \bar{r}_2) d\bar{r}_2 + N_0 \operatorname{Ln}[l_0]. \quad (38)$$

Координати протяжної ділянки визначаються за допомогою виразу (34), де часовим дискримінатором є множник

$$\operatorname{Dis}(t, t_i, T_p) = (t-t_i) \exp \left[- \left(\frac{t-t_i}{T_p} \right)^2 \right]. \quad (39)$$

Рівність нулю диференціального рівняння (34) буде тільки тоді, коли дорівнює нулю чисельник

$$\int_0^T \operatorname{Dis}(t, t_i, T_p) \dot{U}(t) \dot{S}^*(t, \bar{r}_1) dt - \int_D \hat{F}(\bar{r}_2) \times$$

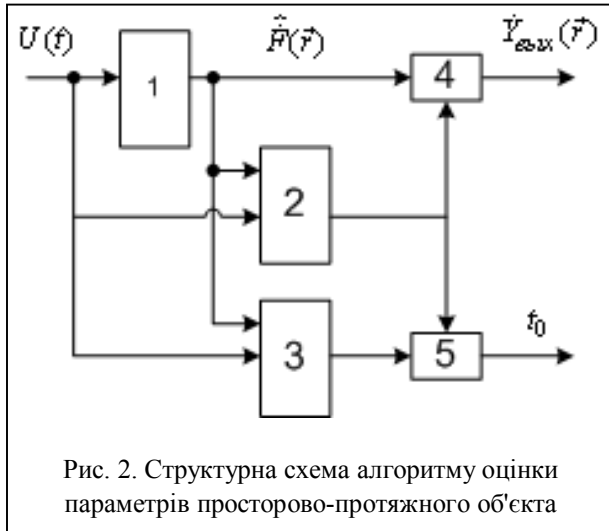


Рис. 2. Структурна схема алгоритму оцінки параметрів просторово-протяжного об'єкта

$$\times \int_0^T \text{Dis}(t, t_i, T_p) \times \exp \left[- \left(\frac{t - t_i}{T_p} \right)^2 \right] \dot{S}^*(t, r_1) \dot{S}^*(t, r_2) dt d\vec{r}_2 = 0. \quad (40)$$

У виразах (35), (38), (40) $u(t)$ представимо у вигляді

$$u(t) = \frac{1}{2} [\dot{u}(t) + j\dot{u}^*(t)] = \frac{1}{2} [\dot{U}(t) \exp(j\omega_0 t) + j\dot{U}^*(t) \exp(-j\omega_0 t)], \quad (41)$$

де $\dot{u}(t)$ – комплексне представлення вхідного сигналу;

$\dot{U}(t)$ – його комплексна обвідна.

При такому представленні вхідного сигналу алгоритмічна обробка поля може здійснюватися на низькій частоті, що істотно знижує вимоги до блоку обробки.

Функція невизначеності розглядуваної РЛС являє собою послідовність функцій невизначеності окремих імпульсів, зсунутих на інтервал $\Delta R_R (T_R)$.

Висновки

Підводячи підсумок отриманих результатів, можна запропонувати таку структурну схему алгоритму оцінки функції розсіювання і координат протяжних об'єктів (рис. 2). Схема містить у собі таке: блок узгодженої фільтрації 1; блок виявлення зваженої протяжної ділянки за дальністю 2, вихід якої підключений до ключів 4 і 5. У блоці 3 структурної схеми здійснюється оцінка координат відповідно до виразу (40) і фокусування системи обробки на дальності t_{0i} .

Таким чином, у даній роботі розглянута оптимальна процедура побудови зображення просторово-протяжного об'єкта. Запропоновано критерій виявлення просторово-протяжного об'єкта, на підставі якого синтезовано оптимальний алгоритм оцінки координат розподіленого об'єкта.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Математические методы моделирования физических процессов в задачах дистанционного зондирования Земли // Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – № 8, ч. I. – С. 3 – 80.
2. Алгоритм для определения координат центра тяжести протяженного объекта / А.Д. Абрамов, Д.П. Жеребятъев, А.И. Кравченко и др. – Х.: НТУ «ХПИ», 2002. – № 20. – С. 83 – 86.
3. Радиолокационные методы исследования Земли / Под ред. Ю.А. Мельника. – М.: Сов. радио, 1980. – 263 с.
4. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. М.: Сов. радио, 1970. – 336 с.
5. Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. – М.: Радио и связь. 1989. – 295 с.
6. Штагер Е. А. Вероятностные характеристики поля, отраженного от тел сложной формы // В кн.: Современные проблемы распространения и рассеяния волн. – М.: ИРЭ АН СССР, 1979. – С. 253 – 282.

Надійшла 03.02.2006

Рецензент: д-р техн. наук професор В.М. Ілюшко, Національний аерокосмічний університет ім. М.Е. Жуковського «ХАІ», Харків.