

**В. К. ВОЛОСЮК, В. В. ПАВЛІКОВ, С. С. ЖИЛА, А. В. ПОПОВ,
В. В. КОШАРСЬКИЙ, О. В. ОДОКІЄНКО, В. Г. ЯКОВЛЄВ,
Е. О. ЦЕРНЕ, Д. С. ВЛАСЕНКО, А. Д. СОБКІЛОВ**

Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Україна

ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНО-ДОПЛЕРІВСЬКОЇ СЕЛЕКЦІЇ МАЛОРОЗМІРНИХ ОБ'ЄКТІВ НА ТЛІ ПІДСТИЛЬНОЇ ПОВЕРХНІ

Використовуючи метод максимальної правдоподібності синтезовано оптимальний алгоритм поляризаційно-доплерівської селекції об'єктів на тлі завад від підстильної поверхні, гідрометеорів, міських забудівель з аерокосмічних носіїв радіoeлектронної апаратури. Для вирішення поставленої задачі були проаналізовані поляриметричні властивості розсіяного електромагнітного випромінювання природних середовищ та антропогенних об'єктів. Визначена функціонально-детермінована математична модель корисного сигналу. При вирішенні оптимізаційної задачі був використаний метод максимуму функціоналу правдоподібності та функціонал правдоподібності для корельованих процесів, що містить обернену матрицю обернених кореляційних функцій рівняння спостереження. Отриманий алгоритм обробки сигналів містить операції спектральної режекції пасивних завад. Поляризаційна компенсація пасивних завад здійснюється комбінацією міжканального віднімання віддзеркалених сигналів різної поляризації. Розглянуті квазіоптимальні особливості синтезованого алгоритму, який має явне фізичне значення та оптимальним при відсутності внутрішніх шумів. На основі отриманих результатів розроблена структурна схема поляризаційно-доплерівського компенсатора завад та селекції корисних сигналів на фоні завадових віддзеркалень від підстильної поверхні. Проведено дослідження фізичних характеристик елементів поляризаційної коваріаційної матриці завад при високому рівні кореляційного зв'язку віддзеркалень пасивних завад різної поляризації. На основі отриманих результатів введено показники ефективності компенсації пасивних завад та селекції корисних сигналів. Результати аналізу отриманих показників в залежності від коефіцієнта відношення дисперсії пасивних завад вказують на необхідність використання поляризаційних відмінностей сигналів та завад для селекції об'єктів на фоні підстильної поверхні. Отримані результати можна використати для створення радіолокаційних систем наземного та аерокосмічного базування для виявлення об'єктів, що рухаються та об'єктів з вираженими поляризаційними признаками.

Ключові слова: метод максимальної правдоподібності; доплерівська селекція; поляризаційна селекція; функціонал правдоподібності; коваріаційна матриця.

Вступ

При вирішенні задачі селекції об'єктів на тлі підстильної поверхні практичний інтерес представляє дослідження можливостей використання як доплерівських відмінних ознак так і інших відмінних ознак сигналів, віддзеркалених від підстильної поверхні і селективних об'єктів. Суттєвого підвищення ефективності селекції можна досягти лише при використанні відмінностей в різних комбінаціях або одразу всіх відмінностей.

Так як використання всіх ознак веде до ускладнення синтезу оптимального алгоритму доцільно визначити найбільш істотні ознаки для

різних типів об'єктів і використовувати їх у відповідних комбінаціях [1, 2].

Мета роботи полягає в оптимізації та аналізі алгоритму поляризаційно-доплерівської селекції цілей на фоні пасивних завад з використанням сучасних методів статистичної теорії радіотехнічних систем дистанційного зондування.

Постановка задачі

Сигнал, що випромінюється в загальній математичній формі:

$$s_{\mu}(t) = \text{Re} \dot{S}_{0\mu}(t) \exp\{j2\pi f_0 t\}, \quad (1)$$

де $\dot{S}_{0\mu}(t)$ - функція, яка описує форму комплексної огибаючої сигналу, що випромінюється, $\mu = (B, \Gamma)$ - індекс, що відповідає виду поляризації, f_0 - частота несучого коливання. Будемо вважати, що форма зондуемого сигналу не залежить від виду поляризації $\dot{S}_{0\mu}(t) = \dot{S}_0(t)$.

Сигнал, що приймається, представлено у вигляді адитивної моделі рівняння спостереження $\bar{u}(t) = \|u_k(t)\|$,

$$\bar{u}(t) = \bar{s}(t, \bar{\lambda}) + \bar{n}(t) + \bar{\eta}(t), t \in (0, T), \quad (2)$$

де $\bar{s}(t, \bar{\lambda}) = \|s_k(t, \bar{\lambda})\|$ - корисний сигнал, що має функціонально-детерміновану форму відносно змінної часу та параметрів $\bar{\lambda} = \|\lambda_v\|$, $\bar{n}(t) = \|n_k(t, \bar{\lambda})\|$ - сигнал віддзеркалений від підстильної поверхні, $\bar{\eta}(t) = \|\eta_k(t)\|$ - внутрішні шуми в каналі прийому, індекс $k = \overline{1, 4} = (BB, \Gamma\Gamma, B\Gamma, \Gamma B)$. При вирішенні задачі селекції об'єктів на фоні завад віддзеркалених від підстильної поверхні використовуються індекси «і» та «j» для відповідних поляризаційних коливань, що приймаються. Для простоти розрахунків вважається, що випромінюється вертикальна і приймається вертикальна поляризація (BB) або випромінюється горизонтальна і приймається горизонтальна поляризація (GG), перехресні компоненти не враховуються, $k = \overline{1, 2} = (BB, \Gamma\Gamma)$.

Сигнал, віддзеркалений від об'єкта представлено у наступному вигляді:

$$s_k(t, \bar{\lambda}) = \text{Re} \dot{S}_{0k}[t - t_{зц}(t), \bar{\lambda}] \exp\{j\omega_0 t\}, \dot{S}_{01} = \gamma \dot{S}_{02}, \quad (3)$$

де $\dot{S}_{0k}[t - t_{зц}(t), \bar{\lambda}]$ - огибаюча, що представляє широкий клас сигналів з модуляцією. Векторний параметр $\bar{\lambda}[t_3(R_{ц}, v, t), \omega_{дц}(v), \varphi_{ц}]$ містить набір параметрів, що характеризують стан об'єкта (дальність $R_{ц}$, швидкість v , які пов'язані з часом затримки t_3 , доплерівським зсувом частоти $\omega_{дц}$ та кутовими координатами $\varphi_{ц}$).

Структура огибаючих сигналів різних поляризацій \dot{S}_{0k} відрізняється тільки коефіцієнтом γ . Для ефективності поляризаційно-доплерівської селекції сигналів на фоні перешкод огибаючих корисних сигналів повинні мати явно виражені відмінності, такі відмінності мають завади віддзеркаленні від підстильної поверхні.

Пасивні перешкоди, обумовлені віддзеркаленнями від підстильної поверхні можна записати в наступному вигляді

$$n_k(t) = \text{Re} \int_D \dot{F}_k(\bar{r}, t) \dot{s}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) d\bar{r} = \\ = \text{Re} \exp\{j\omega_0 t\} \int_D \dot{F}_k(\bar{r}, t) \dot{S}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) d\bar{r}, \quad (4)$$

$$\dot{S}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) = \dot{C}_k \dot{G}(\bar{r}, t) \dot{S}_{\mu\text{од.}}[t - t_3(t, \bar{r})] \exp\{-j\omega_0 t_3(t, \bar{r})\}, \quad (5)$$

де $\dot{s}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) = \dot{S}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) \exp\{j\omega_0 t\}$ - комплексна огибаюча одиничного сигналу, яка залежить від часу t та координат $\bar{r} = (x, y)$ елементів підстильної поверхні, що розсіюють. \dot{C}_k - коефіцієнт пропорційності, що включає в себе ослаблення сигналів на трасі їх поширення, коефіцієнти передачі антено-фідерних трактів та ін., $\dot{G}(\bar{r}, t)$ - діаграма спрямованості антени, $\dot{F}_k(\bar{r}, t)$ - комплексний коефіцієнт віддзеркалення хвиль від елементарних майданчиків поверхні $d\bar{r} = dx dy$, $\dot{F}_k = d\dot{E}_{k\text{розс.}} / \dot{E}_{\mu\text{пад}} d\bar{r}$ - відношення напруженості відповідно розсіючого і падаючого полів на елемент площі $d\bar{r}$, $t_3(t, \bar{r})$ - час затримки. Враховуючи, що форма зондуемого сигналів однакова на обох поляризаціях в подальшому вважаємо, що форма одиничного сигналу практично не залежить від виду поляризації, тобто $\dot{s}_{\mu\text{од.}}(t, \bar{r}) = \dot{s}_{\text{од.}}(t, \bar{r})$

Кореляційні та взаємкореляційні функції пасивних завад записуються в наступному вигляді:

$$\underline{R}_n(t_1, t_2) \approx \|\langle n_i(t_1) n_j(t_2) \rangle\| = \\ = \|0,5 F_{\Gamma G}(t_1, t_2) \text{Re} \exp\{j\omega_0(t_1 - t_2)\} |\dot{C}|^2 \times \\ \times r_{Fij}(t_1, t_2) \int_D \dot{\sigma}_{ij}^0(\bar{r}) \dot{G}(\bar{r}, t_1) \dot{G}^*(\bar{r}, t_2) \times \\ \times \dot{S}_0[t_1 - t_3(t_1, \bar{r})] \dot{S}_0[t_2 - t_3(t_2, \bar{r})] d\bar{r}\|, \quad (6)$$

де $r_{Fij}(t_1, t_2)$ - нормована кореляційна функція обумовлена віддзеркаленням сигналів від елементів поверхні, що рухаються хаотично, $r_{\Gamma G}(t_1, t_2)$ - нормована кореляційна функція, обумовлена доплерівськими зсувами частот при віддзеркаленні сигналів від елементів поверхні, що знаходяться під різними кутами по відношенню до вектору швидкості руху літального апарату в діапазоні кутів заданих діаграмою спрямованості $\dot{G}(\bar{r}, t_1)$, σ_{ij}^0 - елемент коваріаційної матриці розсіювання.

Питома ефективна площа розсіювання визначається наступним математичним виразом

$$\dot{\sigma}_{ij}^0(\bar{r}) r_{Fij}(t_1, t_2) = \int_D \langle \dot{F}_i(\bar{r}, t_1) \dot{F}_j^*(\bar{r} + \vec{\rho}, t_2) \rangle \exp\{j\vec{q}_{\perp} \vec{\rho}\} d\vec{\rho}, \quad (7)$$

де $\vec{\rho} = \vec{r}_1 - \vec{r}_2$, $\vec{q}_{\perp} = \|q_x, q_y\|$ - просторові частоти в площині $\bar{r} = (x, y)$, що свідчить про вибірковість розсіювання радіохвиль на поверхні.

Представимо матрицю (6) в наступному виді

$$\|R_{n_{ji}}(t_1, t_2)\| = \left\| \begin{matrix} \langle n_{BB}(t_1)n_{BB}(t_2) \rangle & \langle n_{BB}(t_1)n_{\Gamma\Gamma}(t_2) \rangle \\ \langle n_{\Gamma\Gamma}(t_1)n_{BB}(t_2) \rangle & \langle n_{\Gamma\Gamma}(t_1)n_{\Gamma\Gamma}(t_2) \rangle \end{matrix} \right\|, \quad (8)$$

Враховуючи величини $\dot{\sigma}_{ij}^0(\bar{r})$ запишемо коваріаційну матрицю розсіювання

$$\left\| \sigma_{ij}^0 \right\| = \left\| \begin{matrix} \sigma_1^0 & \sigma_{12}^0 \\ \sigma_{21}^0 & \sigma_2^0 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \sigma_{BB}^0 & \sigma_{BB\Gamma\Gamma}^0 \\ \sigma_{\Gamma\Gamma BB}^0 & \sigma_{\Gamma\Gamma}^0 \end{matrix} \right\|, \quad (9)$$

У бортових радарях спектр доплерівських частот, відповідних функції $r_G(t_1, t_2)$ значно ширше спектру частот, функції $\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)$. При цьому ширина функції $r_G(t_1, t_2)$, значно менше ширини функції $\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)$ і в ряді випадків останньою можна знехтувати, так як ширина добутку цих функцій буде визначатися в основному шириною більш вузької функції. Для наземних радіолокаторів спектр, відповідний функції $r_G(t_1, t_2)$, відсутній і дана функція не враховується ($r_G(t_1, t_2) = 1$). У даній роботі для узагальнення рішення задачі враховуємо обидві функції.

Фізичні особливості коваріаційних задових сигналів різних поляризацій

Кореляційну функцію коефіцієнтів розсіювання

$$\dot{R}_{Fij}(\bar{r}, \bar{\rho}, t_1, t_2) =$$

$$= \langle \dot{F}_i(\bar{r}, t_1) \dot{F}_j^*(\bar{r} + \bar{\rho}, t_2) \rangle = \dot{R}_{Fij}(\bar{r}, \bar{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1, t_2), \quad (10)$$

в загальному випадку є комплексною і для простоти представлена в у вигляді добутку функцій, що залежать окремо від тимчасових і просторових координат.

$$\sigma_{ij}^0(\bar{r}) = \int_D \dot{R}_{Fij}(\bar{r}, \bar{\rho}) \exp\{j\bar{q}_\perp \bar{\rho}\} d\bar{\rho}, \quad (11)$$

$$\sigma_{ii}^0 = \sigma_i^0, \quad \sigma_{jj}^0 = \sigma_j^0.$$

При співпадаючих індексах ефективного перерізу σ_1^0 і σ_2^0 можна вважати дійсними. Взаємний ефективний переріз розсіяння $\dot{\sigma}_{ij}^0$ в загальному випадку комплексний. При досить високій кореляції процесів $n_{BB}(t)$ і $n_{\Gamma\Gamma}(t)$ їх також можна вважати дійсними.

Кореляційна функція коефіцієнта розсіювання статистично однорідних поверхонь по просторовим координатам та поверхонь стаціонарно флюктуючих у часі

$$\langle \dot{F}_i(\bar{r}, t_1) \dot{F}_j^*(\bar{r} + \bar{\rho}, t_2) \rangle = \dot{R}_{Fij}(\bar{\rho}, t_1 - t_2) = \dot{R}_{Fij}(\bar{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1 - t_2), \quad (12)$$

залежить тільки від аргументів різниці, а ефективний переріз розсіяння [4-6].

$$\dot{\sigma}_{ij}^0 = \int_D \dot{R}_{Fij}(\bar{\rho}) \exp\{j\bar{q}_\perp \bar{\rho}\} d\bar{\rho}, \quad (13)$$

є постійною величиною, $\dot{\sigma}_{ij}^0 = \text{const}$. В свою чергу, якщо поверхня є статистично неоднорідною, тоді ефективний переріз є функцією просторових координат $\dot{\sigma}_{ij}^0 = \dot{\sigma}_{ij}^0(\bar{r})$.

Можна припустити, що якщо віддзеркаленні коливання різних поляризацій слабо корельовані, що може мати місце, коли віддзеркаленні сигнали формуються різними елементами поверхні, в даному випадку можуть істотно відрізнятися між собою і нормовані кореляційні функції $\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)$ з різними індексами. Якщо коливання вертикальної і горизонтальної поляризацій створюються одними і тими ж елементами поверхні, тоді слід очікувати високої кореляції віддзеркалених сигналів різних поляризацій і практично ідентичних функцій $\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)$. Практичний інтерес представляє саме випадок високої кореляції коливань різних поляризацій, тому що тільки в даному випадку має місце ефективна компенсація завад. При нульовій кореляції компенсація завад відсутня.

Автокореляційні функції $r_{Fii}(t_1 - t_2)$ і $r_{Fjj}(t_1 - t_2)$ є парними з максимумами при значеннях аргументів $t_1 - t_2$. Вид взаємокореляційних функцій $r_{Fij}(t_1 - t_2)$ в загальному випадку може істотно відрізнятися від виду автокореляційних функцій. Вони можуть бути несиметричними і їх максимуми можуть бути при значеннях змінних $t_1 \neq t_2$. Так як віддзеркаленні коливання різних поляризацій формуються в значній мірі практично одними і тими ж елементами поверхні, то максимуми взаємних кореляційних функцій знаходяться в тих же точках, що і максимуми автокореляційних функцій. При високому рівні кореляції коливань різних поляризацій форми взаємних кореляційних функцій близькі до форм автокореляційних та є парними. В цьому випадку взаємні ефективні перерізи розсіяння можна вважати дійсними, а функцію

$$r_{Fij}(t_1 - t_2) \approx r_F(t_1 - t_2), \quad (14)$$

дійсною і незалежною від виду поляризацій прийнятих коливань.

Справедливість введення таких спрощень і припущень можна проілюструвати на прикладах розгляду найбільш вивчених моделей малорозмірної поверхні, задовольняючої наближенню малих збурень і великомасштабної, задовольняючої наближенню Кірхгофа. Розрахунки полів різних поляризацій для цих моделей показують, що в зазначених наближеннях ці поля повністю корельовані.

Надалі вважаємо, що локально в досліджуваній області спостереження D коефіцієнт розсіювання по просторовим координатам є статистично однорідним процесом і його радіус кореляції (ширина кореляційної функції) істотно менше розмірів цієї області.

Тоді межі інтегрування в (13) можна вважати нескінченними і розглядати рівняння як наближене перетворення Фур'є. В ідеалі такими досліджуваними локальними областями статистичної однорідності коефіцієнта розсіювання можуть бути порівняно невеликі площі поверхні в межах скануючого променя діаграми спрямованості радіолокаційної станції (РЛС), захоплюючої або тільки статистично однорідних ділянки, покриті лісом, або тільки ділянки ріллі, ділянки, вкриті травою і т.д.

Як правило, в межах локально статистично-однорідних поверхонь радіуси кореляції нерівностей і відповідно коефіцієнти розсіювання значно менші в порівнянні з інтервалами істотної зміни їх статистичної однорідності.

Якщо нерівності поверхні і інші її елементи нерухомі, тоді $|\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)| = 1$. В цьому випадку статистичною характеристикою взаємної кореляції сигналів різних поляризацій буде тільки величина σ_{ij}^0 , яку наближено вважатимемо дійсною.

Враховуючи сказане вище нормованим коефіцієнтом кореляції сигналів буде величина

$$r_{ij} = \sigma_{ij}^0 / \sqrt{\sigma_i^0 \sigma_j^0}. \quad (15)$$

Обґрунтуємо припущення про наближеному дійсному характері величин σ_{ij}^0 . Нехай комплексний коефіцієнт розсіювання

$$\begin{aligned} \dot{F}_1(\vec{r}, t) &= \dot{F}_1(\vec{r}) = \text{Re } \dot{F}_1(\vec{r}) + j \text{Im } \dot{F}_1(\vec{r}) = x(\vec{r}) + jx_{\perp}(\vec{r}), \\ \dot{F}_j(\vec{r}, t) &= \dot{F}_j(\vec{r}) = y(\vec{r}) + jy_{\perp}(\vec{r}) \end{aligned}$$

є просторовим статистично однорідним аналітичним процесом, квадратурні компоненти якого зв'язані між собою двомірними перетвореннями Гілберта,

$$\begin{aligned} x(\vec{r}) &= \text{Im } \dot{F}_1(\vec{r}) = x_{\perp}(\vec{r}) = \text{H}[\text{Re } \dot{F}_1(\vec{r})] = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\mu, \nu)}{\pi^2 (\mu - x)(\nu - y)} d\mu d\nu. \end{aligned} \quad (16)$$

тоді на основі властивостей перетворення Гілберта,

$$\begin{aligned} \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) &= \langle \dot{F}_i(\vec{r}) \dot{F}_j^*(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle = \\ &= \langle [x(\vec{r}) + jx_{\perp}(\vec{r})][y(\vec{r} + \vec{\rho}) - jy_{\perp}(\vec{r} + \vec{\rho})] \rangle = \\ &= R_{xy}(\vec{\rho}) + R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}) + j[R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) - R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho})] \end{aligned}$$

де $R_{xy}(\vec{\rho}) = \langle x(\vec{r})y(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle$, $R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}) = \langle x_{\perp}(\vec{r})y_{\perp}(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle$,

$$R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) = \langle x_{\perp}(\vec{r})y(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle, \quad R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho}) = \langle x(\vec{r})y_{\perp}(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle,$$

$$R_{xy}(\vec{\rho}) = R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}), \quad R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) = R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho}).$$

Кореляційні функції $R_{xy}(\vec{\rho})$ і $R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho})$ зв'язані між собою перетворення Гілберта, $R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) = \tilde{R}_{xy}(\vec{\rho})$, в результаті

$$\begin{aligned} \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) &= 2[R_{xy}(\vec{\rho}) + jR_{x_{\perp}y}(\vec{\rho})] = \\ &= 2\{R_{xy}(\vec{\rho}) + \text{H}[R_{xy}(\vec{\rho})]\} = 2\{R_{xy}(\vec{\rho}) + \tilde{R}_{xy}(\vec{\rho})\}. \end{aligned}$$

При співпадінні індексів маємо аналогічну формулу $\dot{R}_{Fii}(\vec{\rho}) = 2[R_{xx}(\vec{\rho}) + jR_{x_{\perp}x}(\vec{\rho})] = 2\{R_{xx}(\vec{\rho}) + \tilde{R}_{xx}(\vec{\rho})\}$ причому,

$$R_{xx}(\vec{\rho}) = R_{x_{\perp}x_{\perp}}(\vec{\rho}), \quad R_{xx}(\vec{\rho}) = R_{xx}(-\vec{\rho}),$$

$$R_{x_{\perp}x}(\vec{\rho}) = -R_{xx_{\perp}}(\vec{\rho}) = \tilde{R}_{xx}(\vec{\rho}),$$

$$R_{x_{\perp}x}(\vec{\rho}) = -R_{x_{\perp}x}(-\vec{\rho}), \quad R_{x_{\perp}x}(0) = R_{xx_{\perp}}(0) = 0.$$

Таким чином, при співпадаючих та різних індексах комплексні кореляційні функції є аналітичними в тому сенсі, що їх дійсні і уявні частини пов'язані один з одним перетвореннями Гілберта.

Функція $R_{xx}(\vec{\rho})$ є парною, а її образ Гілберта $R_{x_{\perp}x}(\vec{\rho}) = \tilde{R}_{xx}(\vec{\rho})$ – непарною функцією. В точці $\vec{\rho} = 0 \cdot R_{xx}(0) = \max$, а $\tilde{R}_{xx}(0) = 0$.

Двомірні спектри (образи Фур'є)

$$\begin{aligned} G_F(\vec{\omega}) &= \mathbb{F}[R_{xx}(\vec{\rho})] = \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} (1/\Delta S) \langle \dot{X}(j\vec{\omega}) X^*(j\vec{\omega}) \rangle = \\ &= \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} (1/\Delta S) \langle \dot{X}(j\vec{\omega})^2 \rangle, \quad \vec{\omega} = (\omega_{\xi}, \omega_{\eta}) \end{aligned} \quad (17)$$

дійсних частин кореляційних функцій при співпадаючих аргументах є парними і дійсними, де ΔS – просторовий інтервал спостереження процесу $x(\vec{r})$, $\mathbb{F}\{\cdot\}$ – знак прямого перетворення Фур'є.

Запишемо спектри уявних частин, що є результатами перетворення Гілберта дійсних частин,

$$G_{F\perp}(\vec{\omega}) = \mathbb{F}\{R_{xx}(\vec{\rho})\} = (j \text{sgn } \vec{\omega}) G_F(\vec{\omega}),$$

$\text{sgn } \vec{\omega} = 1$ при $\omega_{\xi}, \omega_{\eta} > 0$, $\text{sgn } \vec{\omega} = 0$ при $\omega_{\xi}, \omega_{\eta} < 0$.

Сумарний спектр визначений тільки в області позитивних частот очевидно є дійсним

$$\mathbb{F}[\dot{R}_{Fii}(\vec{\rho})] = (1 + \text{sgn } \vec{\omega}) G_F(\vec{\omega}).$$

Значить ефективний переріз (13) розсіювання, є образом Фур'є комплексної кореляційної функції на просторовій частоті \vec{q}_{\perp} буде дійсною величиною. При неспівпадаючих індексах взаємний ефективний переріз розсіювання

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_{ij}^0(\vec{\omega} = \vec{q}_{\perp}) &= \int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) \exp\{j\vec{q}_{\perp} \vec{\rho}\} d\vec{\rho} \approx \mathbb{F}[\dot{R}_{Fij}(\vec{\rho})] = \\ &= 2\{\mathbb{F}[\dot{R}_{xy}(\vec{\rho})] + \mathbb{F}[R_{xy}(\vec{\rho})]\} = \\ &= 2[\dot{G}_{xy}(\vec{\omega}) + j(-j \text{sgn } \vec{\omega}) \dot{G}_{xy}(\vec{\omega})] = (1 + \text{sgn } \vec{\omega}) \dot{G}_{xy}(\vec{\omega}), \end{aligned}$$

де $\dot{G}_{xy}(\vec{\omega}) = \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} (1/\Delta S) \langle \dot{X}(j\vec{\omega}) \dot{Y}^*(j\vec{\omega}) \rangle$,

в загальному випадку для процесів з різними спектрами даний параметр не дійсний.

У ряді випадків при істотній близькості цих спектрів, тобто при високому рівні подібності (кореляції) процесів $x(\vec{r})$, $y(\vec{r})$ та їх спектрів, $\dot{X}(j\vec{\omega}) \approx \alpha \dot{Y}(j\vec{\omega})$, величину $\sigma_{ij}^0(\vec{q}_\perp)$ можна вважати дійсною. Даний випадок становить практичний інтерес, тому що в іншому випадку при низькій кореляції цих процесів компенсація перешкод на основі використання поляризаційних характерних ознак і відповідно селекція корисних сигналів майже не ефективна.

Якщо внутрішня структура інтегралу (13) як образу Фур'є кореляційної функції коефіцієнта розсіювання, не представляє суттєвого інтересу, то в загальному випадку статистичної неоднорідності в просторі і не стаціонарності в часі коефіцієнта розсіювання при вирішенні більшості практичних задач можна розраховувати по просторовим координатам дельта-корельованим випадковим процесом, тобто

$$\dot{R}_{Fij}(\vec{r}, \vec{\rho}, t_1, t_2) = \sigma_{ij}(\vec{r}) \delta(\vec{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1, t_2). \quad (18)$$

Після підстановки виразу (18) в формулу (7) з урахуванням (10) отримуємо її ліву частину, тобто тотожність. Якщо розглядати залежності $\sigma_{ij}^0(\vec{r})$ як функції просторових координат у вигляді завадових зображень поверхні, тоді в загальному випадку виникає досить складна задача придушення перешкод в усій області їх спостереження і відповідної селекції об'єктів з використанням всіх можливих характерних ознак (поляризаційних, спектральних, часових, просторових та ін.).

Для подальшого вирішення оптимізаційної задачі вважаємо σ_{ij}^0 в області пошуку цілі постійною величиною, $\sigma_{ij}^0 = \text{const}$, а заваду $n_k(t)$ стаціонарною випадковою функцією. При переході від однієї області локальної статистичної однорідності коефіцієнта розсіювання до іншої, ефективні перерізи будуть змінюватися, тобто в загальному випадку є функціями просторових координат \vec{r} . Далі в рівнянні (6) нехтуємо зсувом у часі порівняно широких діаграм спрямованості $\dot{G}(\vec{r}, t_1)$ і відносимо їх до області опромінення поверхні, що рухається, тобто до меж інтегрування.

З урахуванням цих спрощень і припущень елементи матриці кореляційних функцій (8) можна записати в наступному вигляді

$$R_{n ij}(t_1 - t_2) \approx 0,5 \sigma_{ij}^0 r_G(t_1 - t_2) \text{Re}\{\exp[j\omega_0(t_1 - t_2)]\} \times$$

$$\times \dot{r}_{Fij}(t_1 - t_2) \int_{D \Rightarrow T_3} \dot{S}_0[t_1 - t_3] \dot{S}_0^*[t_2 - t_3] dt_3 \approx \approx \sigma_{ij}^0 r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2), \quad (19)$$

де $t_3 \in T_3$ – множина всіх затримок сигналів в часі, віддзеркалених від різних елементів $d\vec{r} = dx dy$ з координатами \vec{r} в межах області D , опроміненої діаграми спрямованості $\dot{G}(\vec{r}, t)$.

Враховуючи дійсний характер нормованих кореляційних функцій, а також вважаючи спочатку, що в загальному випадку при різних індексах i, j ці функції різні, результуюча матриця кореляційних функцій прийме наступний вигляд

$$R_{n ij}(t_1 - t_2) \approx \sigma_{ij}^0 r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi_{од}(t_1 - t_2), \quad (20)$$

де $\psi_{од}(t_1 - t_2) = 0,5 \text{Re}\{\exp[j\omega_0(t_1 - t_2)] \dot{\Psi}_{од}(t_1 - t_2)\}$,

$$\dot{\Psi}_{од}(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{од}[t_1 - t_3] \dot{S}_{од}^*[t_2 - t_3] dt_3$$

– відповідно автокореляційні функції одиничного сигналу і його комплексної огинаючої, що визначають роздільну здатність РЛС.

Синтез оптимального алгоритму та особливості його квазіоптимальних варіантів

В рамках статистичної теорії обробки гаусових випадкових процесів для функціонально-детермінованої моделі корисного сигналу, рішення оптимізаційної задачі поляризаційно-доплерівської селекції цілей знаходимо методом максимальної правдоподібності, диференціюючи та прирівнюючи до нуля функціонал правдоподібності

$$\partial P[\vec{u} / \vec{s}(t, \vec{\lambda})] / \partial \lambda_i = 0,$$

$$\begin{aligned} P[\vec{u} / \vec{s}(t, \vec{\lambda})] &= k \exp\{-0,5 \int_0^T \int_0^T [\vec{u}^T(t_1) - \vec{s}^T(t, \vec{\lambda})] \times \\ &\times \underline{W}(t_1, t_2) [\vec{u}(t_2) - \vec{s}(t, \vec{\lambda})] dt_1 dt_2\} = \\ &= k \exp\{-0,5 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_0^T \int_0^T [u_i(t_1) - s_i(t, \vec{\lambda})] \times \\ &\times W_{ij}(t_1, t_2) [u_j(t_2) - s_j(t, \vec{\lambda})] dt_1 dt_2\}, \quad (21) \end{aligned}$$

де «Т» - знак транспонування.

Обернена матриця обернених кореляційних функцій $\underline{W}(t_1, t_2) = \|\underline{W}_{ij}(t_1, t_2)\|$, знаходиться з інтегрально-матричного рівняння обернення

$$\int_0^T \underline{R}(t_1, t_2) \underline{W}(t_2, t_3) dt_2 = \underline{I} \times \delta(t_1 - t_2), \quad (22)$$

де $\delta(t_1 - t_3)$ – дельта-функція, δ_{ik} – символ Кронекера, \underline{I} – одинична матриця.

Функціонал правдоподібності (21) прийме наступний вигляд

$$P[\bar{u} / \bar{s}(t, \bar{\lambda})] = k k_1 \exp\{Y(\bar{\lambda})\} \exp\{-\mu(\bar{\lambda})\},$$

$$k_1 = \exp\{-0.5 \int_0^T \int_0^T \bar{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2) \bar{u}(t_2) dt_1 dt_2\},$$

$$Y(\bar{\lambda}) = \int_0^T \int_0^T \bar{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2) \bar{s}(t, \bar{\lambda}) dt_1 dt_2, \quad (23)$$

$$\mu[\bar{s}(t, \bar{\lambda})] = \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \bar{s}^T(t, \bar{\lambda}) \underline{W}(t_1, t_2) \bar{s}(t, \bar{\lambda}) dt_1 dt_2.$$

Функціонал $\mu(\bar{\lambda})$, що залежить від співвідношення енергій сигналу і завад, не залежить від параметрів $\bar{\lambda}$, так як його основні параметри, що характеризують просторове положення цілі і пов'язані з ними дальність, швидкість, кутові координати та ін., не є енергетичними.

Враховуючи сказане вище множник $\exp\{-\mu(\bar{\lambda})\} = k_2 = \text{const}$, замість пошуку максимуму функціоналу (21) на наборі невідомих параметрів $\bar{\lambda}$ слід шукати максимум множника $\exp\{Y(\bar{\lambda})\}$ або монотонно пов'язаного з ним вихідного ефекту $Y(\bar{\lambda})$, що в координатній формі має наступний вигляд

$$Y(t_{зц}, \bar{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_0^T \int_0^T u_i(t_1) W_{ij}(t_1, t_2) \times$$

$$\times s_j(t_2 - t_{зц}, \bar{\lambda}) dt_1 dt_2, \quad (24)$$

де $t_{зц}$ – час затримки, основний параметр корисного сигналу зв'язаний з дальністю до цілі.

Представлений вираз (24) містить в собі дії як і поляризаційної, так і спектральної селекції об'єктів, що рухаються при наявності відповідних поляризаційних відмінностей і відмінностей в доплерівських зсувах частот корисних сигналів і завад. Для вирішення поставленої оптимізаційної задачі необхідно знайти елементи оберненої кореляційної матриці обернених кореляційних функцій $\underline{W}(t_1, t_2) = \|W_{ij}(t_1, t_2)\|$, тобто вирішити інтегрально-матричне рівняння обернення (22). Безпосереднє його аналітичне рішення в такому вигляді є досить важким завданням. Тому введемо ряд спрощень і припущень та зведемо його до звичайного інтеграла згортки.

По-перше, вважаємо, що перешкоди є стаціонарними випадковими процесами і їх кореляційні взаємно-кореляційні функції залежать від різницевого аргументів $\tau = t_1 - t_2$. По-друге, вважаємо, що характерні інтервали кореляцій цих процесів, які визначаються шириною кореляційних функцій, значно менше інтервалу спостереження $(0, T)$, що дозволяє в рівнянні обернення (22) перейти до нескінченних меж інтегрування. Далі вважаємо, що внутрішні шуми $\eta_i(t)$ є білими, що між

собою незалежні і незалежні від зовнішніх перешкод $\eta_i(t)$.

В цьому випадку матриця кореляційних функцій перешкод буде дорівнює сумі відповідних матриць.

$$\underline{R}_{\Sigma}(t_1 - t_2) = \underline{R}_n(t_1 - t_2) + \underline{R}_{\eta}(t_1 - t_2) =$$

$$= \left\| \sigma_{ij}^0 r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2) \right\| + 0.5 N_{0\eta} \delta(t_1 - t_2), \quad (25)$$

Кореляційна матриця незалежних між собою внутрішніх шумів

$$\underline{R}_{\eta}(t_1, t_2) = 0.5 N_{0\eta} \delta(t_1 - t_2) = \left\| \begin{matrix} N_{0\eta 1} & 0 \\ 0 & N_{0\eta 2} \end{matrix} \right\| \delta(t_1 - t_2)$$

є діагональною. На основі цих спрощень і припущень інтегральне рівняння (22) стає рівнянням згортки, $\int_{-\infty}^{\infty} \underline{W}(\tau) \underline{R}_{\Sigma}(t - \tau) d\tau = \underline{I} \delta(t)$, яке можна вирішити, застосувавши до його правої і лівої частин перетворення Фур'є, в результаті отримаємо

$$\underline{G}_W(\omega) \underline{G}_{R_{\Sigma}}(\omega) = \underline{I}, \quad (26)$$

де $\underline{G}_{R_{\Sigma}}(\omega) = \mathbb{F}\{\underline{R}_{\Sigma}(t_1 - t_2)\}$ – матриця енергетичних спектрів завад.

Застосовуючи перетворення Фур'є до (25), отримаємо,

$$\underline{G}_{R_{\Sigma}}(\omega) = \left\| \begin{matrix} \sigma_1^0 G_{n1}(\omega) + 0.5 N_{0\eta 1} & \sigma_{12}^0 \dot{G}_{n12}(\omega) \\ \sigma_{21}^0 \dot{G}_{n21}(\omega) & \sigma_2^0 G_{n2}(\omega) + 0.5 N_{0\eta 2} \end{matrix} \right\|$$

$$\text{де } G_{nij}(\omega) = \mathbb{F}\{r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2)\} =$$

$$= G_{Fij}(\omega) * G_G(\omega) * G_{\psi}(\omega),$$

“*” – знак згортки.

Для стаціонарних випадкових процесів $n_1(t) = n_{ВВ}(t)$ і $n_2(t) = n_{ГГ}(t)$ їх взаємні енергетичні спектри, які в загальному випадку є комплексними, як образи Фур'є кореляційних функцій $R_{n12}(t_1 - t_2)$, $R_{n21}(t_1 - t_2) = R_{n12}(t_2 - t_1)$, комплексно спряженні, тоді $\dot{G}_{n21}(\omega) = \dot{G}_{n12}^*(\omega)$, енергетичні спектри $G_{n11}(\omega)$ та $G_{n22}(\omega)$ образи Фур'є відповідних автокореляційних функцій – дійсні. З даних тверджень випливає, що $\sigma_{12}^0 = \sigma_{21}^0$.

З рівняння (26) знаходимо обернену матрицю енергетичних спектрів

$$\underline{G}_W(\omega) = \underline{G}_{R_{\Sigma}}^{-1}(\omega) = \left\| \begin{matrix} \dot{G}_{W11}(\omega) & \dot{G}_{W12}(\omega) \\ \dot{G}_{W21}(\omega) & \dot{G}_{W22}(\omega) \end{matrix} \right\| =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \left\| \begin{matrix} \sigma_2^0 G_{n2}(\omega) + 0.5 N_{0\eta 2} & -\sigma_{12}^0 \dot{G}_{n12}(\omega) \\ -\sigma_{21}^0 \dot{G}_{n21}(\omega) & \sigma_1^0 G_{n1}(\omega) + 0.5 N_{0\eta 1} \end{matrix} \right\|, \quad (27)$$

де $\Delta(\omega)$ – визначник матриці енергетичних спектрів.

Обернену матрицю обернених кореляційних функцій знаходимо, застосовуючи до виразу (27) обернене перетворення Фур'є,

$$\|W_{ij}(t_1 - t_2)\| = \mathbb{F}^{-1}[\|G_{W_{ij}}(\omega)\|].$$

Таким чином всі необхідні складові вихідного ефекту (2) як алгоритму оптимальної обробки сигналів визначені. Враховуючи кінцеву тривалість опорного сигналу $s_i(t, \bar{\lambda})$ та стаціонарний характер завад, межі інтегрування в вихідному ефекті можна прийняти нескінченними, і записати подвійний інтеграл у вигляді згортки, і подальшого обчислення кореляційного інтеграла, або у вигляді подвійної згортки.

$$\begin{aligned} Y(t_{зц}, \bar{\lambda}) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t_1) W_{ij}(t_1 - t_2) \times \\ &\times s_j(t_2 - t_{зц}, \bar{\lambda}) dt_1 dt_2 = \left| \begin{matrix} t_2 - t_{зц} = \tau \\ t_1 = t \end{matrix} \right| = \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{зц}) \otimes s_{W_{ij}}(t_{зц}, \bar{\lambda}) = \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{зц}) * s_{W_{ij}}(-t_{зц}, \bar{\lambda}), \end{aligned}$$

де $\|s_{W_{ij}}(t - t_{зц}, \bar{\lambda})\| = \left\| \int_{-\infty}^{\infty} W_{ij}(t - \tau - t_{зц}) s_j(\tau, \bar{\lambda}) d\tau \right\| = \|W_{ij}(t - t_{зц}) * s_j(t - t_{зц}, \bar{\lambda})\|$ – матриця опорних сигналів.

Кореляційний інтеграл в нескінченних межах інтегрування відрізняється від згортки знаком змінної інтегрування в аргументі різниці, то подвійний інтеграл в вихідному ефекті можна записати у вигляді подвійної згортки,

$$Y(t_{зц}, \bar{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{зц}) * W_{ij}(-t_{зц}) * s_j(-t_{зц}, \bar{\lambda}). \quad (28)$$

Приставимо дані рівняння в спектральній формі. Зауважимо, що багаторазова згортка є асоціативною, тобто можна змінювати порядок входних в неї співмножників. Так як образ Фур'є згортки дорівнює добутку образів, то в спектральній формі з урахуванням (3) вихідний ефект прийме наступний вигляд,

$$\begin{aligned} \dot{Y}(j\omega, \bar{\lambda}) &= \vec{U}^T(j\omega) \underline{\dot{G}}_W^*(\omega) \vec{S}^*(j\omega, \bar{\lambda}) = \\ &= \gamma [\dot{U}_{ВВ}(j\omega) (\sigma_2^0 G_{n2}(\omega) + 0.5N_{0\eta 2}) / \Delta - \\ &- \dot{U}_{ГГ}(j\omega) \sigma_{21}^0 \dot{G}_{n21}^*(\omega) / \Delta] - [\dot{U}_{ВВ}(j\omega) \frac{\sigma_{12}^0 \dot{G}_{n12}^*(\omega)}{\Delta} - \\ &- \dot{U}_{ГГ}(j\omega) \frac{\sigma_1^0 G_{n1}(\omega) + 0.5N_{0\eta 1}}{\Delta}] \dot{S}_0^*(j\omega), \quad (29) \end{aligned}$$

Введемо деякі спрощення і припущення, які не впливають суттєво на ефективність вирішення поставленого завдання, але істотно спрощують математичні викладки. Вважаючи, що при високій кореляції коливань віддзеркалених від підстильної

поверхні різних поляризацій їх взаємні нормовані кореляційні функції $r_{Fij}(t_1 - t_2)$ практично не залежать від індексів i, j , тобто рівність (14) справедлива, результуючу матрицю кореляційних функцій (20) представимо у наступному вигляді

$$\begin{aligned} R_{\Sigma ij}(t_1 - t_2) &= \sigma_{ij}^0 \varphi(t_1 - t_2) + 0.5N_{0\eta i} \delta(t_1 - t_2), \\ \text{де } \varphi(t_1 - t_2) &= \psi_{од}(0) r_{\varphi}(t_1 - t_2), \quad r_{\varphi}(0) = 1. \end{aligned}$$

Кореляційну функцію завадових віддзеркалень представимо наступним виразом

$$R_{n_{ij}}(t_1 - t_2) = \sigma_{ij}^2 r_{\varphi}(t_1 - t_2) = \sqrt{\sigma_i^0 \sigma_j^0} \psi_{од}(0) r_{\varphi}(t_1 - t_2), \quad (30)$$

де при співпадаючих індексах у величинах $\sigma_{ii}^0 = \sigma_i^0$ та $\sigma_{jj}^0 = \sigma_j^0$ рівні дисперсії відповідних процесів, а $r_{11} = r_{22} = 1$. Зв'язок ефективного перерізу розсіяння та відповідних дисперсій пасивних завад знаходиться наступними виразами

$$\sigma_1^2 = \sigma_{ВВ}^2 = \sigma_{ВВ}^0 \psi_{од}(0) \quad \text{і} \quad \sigma_2^2 = \sigma_{ГГ}^2 = \sigma_{ГГ}^0 \psi_{од}(0). \quad (31)$$

Коефіцієнт r_{ij} можна розглядати як нормований коефіцієнт кореляції завад різних поляризацій, на основі формул (11, 13, 15) дорівнює

$$r_{ij} = \frac{\sigma_{ij}^0}{\sqrt{\sigma_i^0 \sigma_j^0}} = \frac{\int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q} \cdot \vec{\rho}} d\vec{\rho}}{\sqrt{\int_D \dot{R}_{Fii}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q} \cdot \vec{\rho}} d\vec{\rho} \int_D \dot{R}_{Fjj}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q} \cdot \vec{\rho}} d\vec{\rho}}}, \quad (32)$$

тоді

$$\begin{aligned} \underline{\dot{G}}_{R_{\Sigma}}(\omega) &= \left\| \begin{matrix} \sigma_1^0 G_{n1}(\omega) + 0.5N_{0\eta 1} & \sigma_{12}^0 \dot{G}_{n12}(\omega) \\ \sigma_{21}^0 \dot{G}_{n21}(\omega) & \sigma_2^0 G_{n2}(\omega) + 0.5N_{0\eta 2} \end{matrix} \right\| = \\ &= \left\| \begin{matrix} \sigma_1^0 \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) + 0.5N_{0\eta 1} & \sqrt{\sigma_1^0 \sigma_2^0} r_{12} \psi_{ед}(0) G_{\varphi}(\omega) \\ \sqrt{\sigma_1^0 \sigma_2^0} r_{21} \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) & \sigma_2^0 \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) + 0.5N_{0\eta 2} \end{matrix} \right\|, \quad (33) \end{aligned}$$

$$\underline{G}_W(\omega) = \frac{1}{\Delta} \left\| \begin{matrix} \sigma_2^0 \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} & -\sqrt{\sigma_1^0 \sigma_2^0} r_{12} \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) \\ -\sqrt{\sigma_1^0 \sigma_2^0} r_{21} \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) & \sigma_1^0 \psi_{од}(0) G_{\varphi}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} \end{matrix} \right\|, \quad (34)$$

$$\text{де} \quad G_{\varphi}(\omega) = \mathbb{F}[r_{\varphi}(t_1 - t_2)], \quad (35)$$

Вважаючи, що $N_{0\eta 1} = N_{0\eta 2} = 0$ отримаємо спрощений квазіоптимальний алгоритм, який має явне фізичне значення та є оптимальним при відсутності внутрішніх шумів

$$\begin{aligned} \dot{Y}(j\omega, \bar{\lambda}) &= \sigma_2^2 \{ \gamma [\dot{U}_{ВВ}(j\omega) - \dot{U}_{ГГ}(j\omega) \alpha r_{21}] - \\ &- \alpha [\dot{U}_{ВВ}(j\omega) r_{12} - \alpha \dot{U}_{ГГ}(j\omega)] \} G_{\varphi}(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) / \Delta, \quad (36) \end{aligned}$$

де $\alpha = \sigma_1 / \sigma_2$.

На рис. 1 зображена структурна схема поляризаційно-доплерівського компенсатора завад та селекції корисних сигналів на фоні заважаючих

віддзеркалень від підстильної поверхні, яка реалізує алгоритм (36).

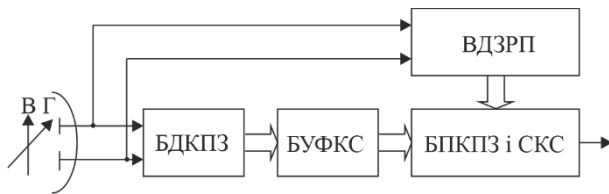


Рис. 1. Структурна схема поляризаційно-доплерівського компенсатора завад та селекції корисних сигналів на фоні заважаючі віддзеркалень від підстильної поверхні

В даній схемі БДКПЗ – блок доплерівського компенсатора пасивних завад, БУФКС – блок узгодженої фільтрації корисних сигналів, БПКПЗ і СПС – блок поляризаційної компенсації пасивних завад і селекції корисних сигналів, ВДЗРП – вимірювач дисперсії завад різних поляризацій.

За поляризаційну компенсацію завад і поляризаційну селекцію цілей відповідає вираз в фігурних дужках в алгоритмі (36), множник $G_\varphi(\omega)/\Delta$ відповідає за спектральну компенсацію пасивних завад. За узгоджену фільтрацію корисних сигналів відповідає множник $\dot{S}_0^*(j\omega)$, а σ_2^2 нехтуємо, так як він не несе особливого значення при схемній реалізації алгоритму. Алгоритм (36) повинний бути адаптивним, тобто, коефіцієнт α повинний знаходитися по результатам вимірювань в вимірювачі дисперсій (середньої потужності) завадових процесів різних поляризацій, а так як потужність пасивних завад значно більша потужності корисного сигналу та внутрішніх шумів, тоді на ВДЗРП можна подавати сумарні сигнали безпосередньо з виходу антени.

Аналіз показників ефективності поляризаційної компенсації пасивних завад та селекції корисних сигналів

Щоб визначити ефективність отриманого алгоритму (36) компенсації завад, що обумовлені віддзеркаленнями від підстильної поверхні на основі вигляду їх кореляційної функції (29) представимо в часі та спектральній формі

$$\begin{aligned} n_i(t) &= \sigma_i v_i(t) = \sqrt{\sigma_i^0 \Psi_{\text{од}}(0)} v_i(t), \quad \sigma_{ii}^0 = \sigma_i^0, \\ \dot{n}_i(j\omega) &= \sigma_i \dot{v}_i(j\omega) = \sqrt{\sigma_i^0 \Psi_{\text{од}}(0)} \dot{v}_i(j\omega), \end{aligned} \quad (37)$$

де $v_i(t)$ і $\dot{v}_i(j\omega)$ – випадкові процеси та відповідні спектри з одиничною дисперсією $\sigma_{v_i}^2 = \langle v_i^2(t) \rangle = 1$ і кореляційними функціями

$$\| \langle v_i(t_1) v_j(t_2) \rangle \| = \| r_{ij} r_\varphi(t_1 - t_2) \| = \left\| \begin{matrix} r_\varphi(t_1 - t_2) & r_{12} r_\varphi(t_1 - t_2) \\ r_{21} r_\varphi(t_1 - t_2) & r_\varphi(t_1 - t_2) \end{matrix} \right\|$$

Нехтуємо величинами спектральних густини внутрішніх шумів ($N_{0\eta 1} = N_{0\eta 2} = 0$), в вагових коефіцієнтах (окрім тих, що в рівнянні спостереження), а також припускаємо, що $\gamma = 1$ вихідний ефект оптимальної системи обробки (29) пасивних завад, при відсутності сигналу та внутрішніх шумів, запишемо в наступному вигляді

$$\begin{aligned} \dot{Y}(j\omega, \lambda) &= \{ [n_1(j\omega)\sigma_2^2 - n_2\sigma_1\sigma_2 r_{21}] - [n_1(j\omega)\sigma_1\sigma_2 r_{12} - n_2(j\omega)\sigma_1^2] \} \times \\ &\times (G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) / \Delta) \{ [\sigma_1\sigma_2^2 v_1(j\omega) - \sigma_1\sigma_2^2 r_{12} v_2(j\omega)] - \\ &- [\sigma_1^2\sigma_2 r_{21} v_1(j\omega) - \sigma_1^2\sigma_2 v_2(j\omega)] \} (G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) / \Delta), \end{aligned} \quad (38)$$

якщо $r_{12} = r_{21} = 1$, $\dot{v}_1(j\omega) = \dot{v}_2(j\omega) = \dot{v}(j\omega)$, тоді

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= (1/\Delta) [\sigma_1(\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2) + \sigma_2(\sigma_1^2 - \sigma_1\sigma_2)] \times \\ &\times \dot{v}_1(j\omega) G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) = 0, \end{aligned} \quad (39)$$

відбувається повна компенсація завад, що вказує на працездатність алгоритму, в якому основною операцією є вагове віднімання сигналів різних поляризацій. Рівність $r_{12} = r_{21} = 1$ справедлива, наприклад, для моделей маломасштабної і великомасштабної поверхонь і свідчить про синхронність у часі флуктуацій сигналів різних поляризацій [7, 8], віддзеркалених від одних і тих же елементів, що рухаються хаотично.

Операції доплерівської і поляризаційної селекції в алгоритмі (36) можуть виконуватися в будь-якій послідовності. Оскільки операція згортки (28) лінійна, тоді операції суми і віднімання можна виконувати до або після операцій інтегрування. Фізична реалізація операцій віднімання доцільна після прийому сигналів високочастотними каскадами, тобто їх фільтрації (вагового інтегрування) та перенесення на рівень комплексних огибаючих. Розглянемо спочатку фізичну сутність цих операцій до процедури їх інтегрування, тобто до виконання операції, представленої в спектральній області множником $G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) / \Delta$. Рівняння в фігурних дужках в формулі (38) можна проаналізувати в часовій області та записати в наступному вигляді

$$\begin{aligned} \Delta n_{\text{зал}}(t) &= \sigma_2^2 \Delta \xi_{\text{зал}}(t) \\ \text{де } \Delta \xi_{\text{зал}}(t) &= [n_1(t) - n_2(t)\alpha r_{21}] - \alpha [n_1(t)r_{12} - n_2(t)\alpha] = \\ &= [\sigma_1 v_1(t) - \alpha r_{21} \sigma_2 v_2(t)] - \alpha [r_{12} \sigma_1 v_1(t) - \alpha \sigma_2 v_2(t)]. \end{aligned}$$

Знайдемо дисперсію залишкової завади $\Delta\xi_{\text{зал}}(t)$ після компенсації

$$\sigma_{\xi_{\text{зал}}}^2 = \langle [\Delta\xi_{\text{зал}}(t)]^2 \rangle = \sigma_1^2 [(1-r^2)(1+\alpha^2-2\alpha r)], \quad (40)$$

де $\alpha = \sigma_1 / \sigma_2$, $r_2 = r_1 = r$.

Функція нормована на дисперсію σ_1^2 , обернена даному виразу (коефіцієнт компенсації),

$$\beta n(r, \alpha) = 1 / \{(1-r^2)[1+\alpha^2-2\alpha r]\}, \quad (41)$$

характеризує рівень компенсації завад при $\alpha > 1$, при $\alpha < 1$ необхідно ввести коефіцієнт

$$\beta 2n(r, \alpha) = \alpha^2 / \{(1-r^2)[1+\alpha^2-2\alpha r]\}, \quad (42)$$

отриманий заміною величини α на $1/\alpha$ та нормуванням залишкової дисперсії на більшу дисперсію $\sigma_2^2 = \sigma_1^2 / \alpha^2$. Для того, щоб показник рівня компенсації пасивних завад рівноцінно представляв канали різних поляризацій при $\alpha > 1$ і $\alpha < 1$ доцільно ввести середній коефіцієнт

$$\beta n(r, \alpha) = \frac{1+\alpha^2}{2(1-r^2)[1+\alpha^2-2\alpha r]}. \quad (43)$$

На рис. 2 показана залежність коефіцієнта (43) від змінних α і r , видно, що максимальне значення коефіцієнта буде при однакових інтенсивностях завад в різних поляризаційних каналах, а також наявність симетричності відносно значень α та $1/\alpha$ при $\alpha > 1$ і $\alpha < 1$.

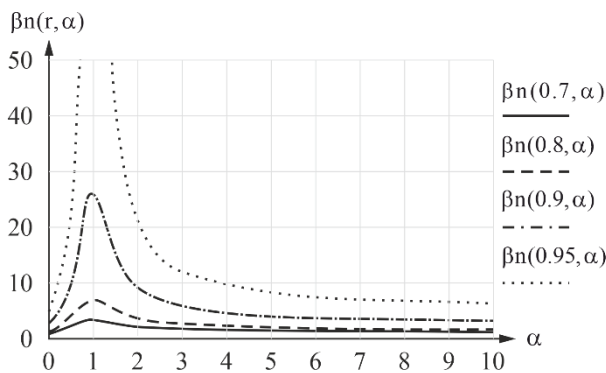


Рис. 2. Залежність коефіцієнта компенсації пасивних завад від відношення їх дисперсій в каналах прийому

Якість проходження корисних сигналів через систему компенсації пасивних завад доцільно оцінювати зміною відношення сигнал/шум по потужності на виході селектору $P_{\Delta S} / P_{\Delta \eta}$ на входах та P_{s2} / P_{η} ,

$$\beta 1s\eta = \frac{P_{\Delta S} / P_{\Delta \eta}}{P_{s1} / P_{\eta}}, \quad \beta 2s\eta = \frac{P_{\Delta S} / P_{\Delta \eta}}{P_{s2} / P_{\eta}}. \quad (44)$$

На входах необхідно вибирати таке відношення, яке є більшим в залежності від величини γ , тобто, при $\gamma > 1$ або $\gamma < 1$. Вважаємо, що потужності внутрішніх шумів P_{η} в каналах однакова. Запишемо рівняння на входах каналів прийому вертикальної і горизонтальної поляризації не враховуючи пасивні завади

$$u_1(t) = s_1(t) + \eta_1(t), \quad u_2(t) = s_2(t) + \eta_2(t). \quad (45)$$

Переходимо в алгоритмі (38) з спектральної області в часову, тоді на виходах відповідного поляризаційного селектору при $\gamma = 1$ отримаємо

$$\Delta s(t) + \Delta \eta(t) = s_2(t)(1-\alpha)[\gamma-\alpha] + \{(1-\alpha)[\eta_1(t) - \alpha\eta_2(t)]\}, \quad (46)$$

де корисний сигнал і шум визначаються першим та другим доданками, середня потужність яких відповідають

$$P_{\Delta S} = P_{s2}(1-\alpha)^2(\gamma-\alpha)^2, \quad P_{\Delta \eta} = P_{\eta}(1-\alpha)^2(1+\alpha)^2.$$

Замість двох показників (44) можна ввести комбінований показник селекції

$$\beta s\eta(\gamma, \alpha) = \frac{P_{\Delta S} / P_{\Delta \eta}}{P_{s1(2)} / P_{\eta}} = \begin{cases} \beta 1s\eta(\gamma, \alpha) = \frac{(\gamma-\alpha)^2}{\gamma^2(1+\alpha^2)}, & \gamma > 1 \\ \beta 2s\eta(\gamma, \alpha) = \frac{(\gamma-\alpha)^2}{(1+\alpha^2)}, & \gamma < 1 \end{cases}. \quad (47)$$

Залежність показника рівня зміни відношення сигнал/шум (47) від коефіцієнтів α при різному значенні γ показано на рисунку 3.

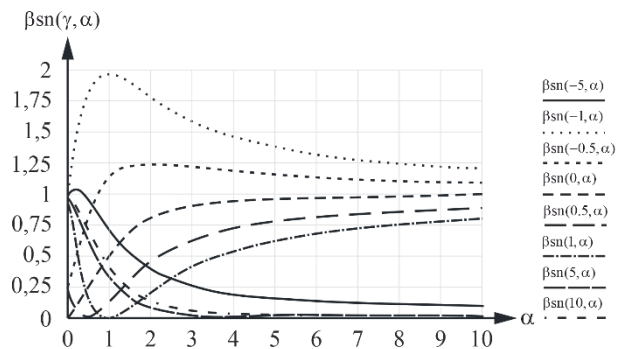


Рис. 3. Залежність показника рівня зміни відношення сигнал/шум по потужності на вході селектору від коефіцієнту α при різному значенні γ

Показник $\beta s\eta(\gamma, \alpha)$ рівний нулю при $\alpha = \gamma$ і приймає максимальне значення при $\gamma = -1$.

Показник зростає при збільшенні різниці $\gamma - \alpha$, однак при збільшенні коефіцієнту α він зменшується, так як при вирівнюванні потужності шумів пасивних завад в α^2 раз збільшується потужність внутрішніх шумів в другому каналі, зменшуючи тим самим вхідне відношення сигнал/шум. На рис. 4 показаний графік залежності показника від коефіцієнту α при різному значенні γ результуючого значення показника селекції, що визначається у вигляді добутку показників (43) і (47), враховуючи, як компенсуючі властивості селектору по відношенню до пасивних завад, так і його вплив на рівень зміни відношення сигнал/шум по потужності.

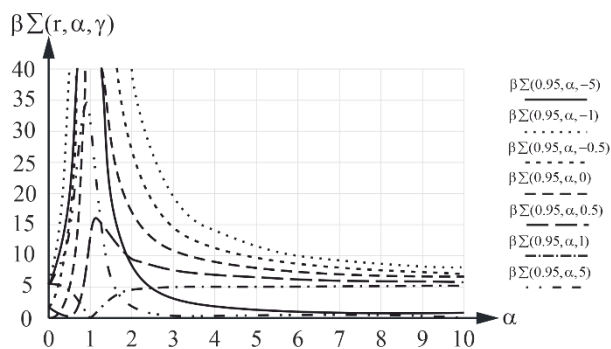


Рис. 4. Залежність показника від коефіцієнту α при різному значенні γ результуючого значення показника селекції

В показнику $\beta \Sigma(\gamma, \alpha)$ поєднуються властивості показників (43) та (47), що свідчить про можливість ефективного використання поляризаційних відмінних ознак для вирішення задач селекції корисних сигналів віддзеркалених від наземних цілей.

Висновок

Синтезований алгоритм поляризаційно-доплерівської селекції об'єктів на фоні завад віддзеркалених від підстильної поверхні дозволяє виділяти об'єкти на основі використання поляризаційних відмінних ознак віддзеркалених сигналів і різниці в швидкості руху об'єктів та джерел завад.

Доплерівська селекція здійснюється класичним методом декореляції. Алгоритм поляризаційної селекції містить комбінації міжканальної різниці сигналів, для алгоритму необхідно знати попередні оцінки елементів поляризаційної коваріаційної матриці завад. Запропоновані показники компенсації

пасивних завад указують на доцільність використання поляризаційних відмінностей корисних сигналів та завад для селекції цілей на фоні підстильної поверхні.

Розроблений алгоритм доцільно використовувати в радіолокаційних системах наземного та аерокосмічного базування для виявлення малорозмірних об'єктів, наприклад, виявлення бортовими системами вертольоту ліній електропередач.

Література

1. Синтез оптимального алгоритму поляризаційної селекції корисних сигналів на фоні пасивних завад в радарі з синтезуванням апертури [Текст] / В. К. Волосяк, В. В. Павлюков, С. С. Жила, М. В. Ружинцев, В. В. Кошарский, О. В. Одокиенко // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020. – №4(164). – С. 109-115. DOI: 10.32620/aktt.2020.4.14.
2. Development and Operation Analysis of Spectrum Monitoring Subsystem 2.4–2.5 GHz Range [Text] / Z. Hu, V. Buriachok, I. Bogachuk, V. Sokolov and D. Ageyev // *Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*. – 2021. – Vol. 48. – P. 675-709.
3. Chen, V. *The Micro-Doppler Effect in Radar* [Text] / V. Chen. – Artech, 2019. – 370 p.
4. Volosyuk, V. K. *Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar* [Text] / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko. – M. : Fizmatlit, 2008. – 740 p.
5. UAV synthetic aperture radar system for control of vegetation and soil moisture [Text] / K. S. Lyalin, A. A. Biryuk, A. Y. Sheremet, V. K. Tsvetkov and D. V. Prihodko // *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus) : Materials of the intern. conf., 29 Jan.-1 Feb. 2018. – Moscow, Russia, 2018. – P. 1673-1675.*
6. Multiple Bands Dual Polarization Antenna System for Ground Surface State Estimation [Text] / I. A. Kuzmin, D. V. Prihodko, I. V. Efremov, V. I. Oreshkin, A. I. Maksimovskaya // *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus) : Materials of the intern. conf., 28-31 Jan. 2019 Saint Petersburg and Moscow, Russia, 2019. – P. 2014-2017.*
7. Cloude, S. R. *Polarisation: applications in remote sensing* [Text] / S. R. Cloude. – Oxford: Oxford University Press, 2009. – 352 p.
8. A review of target decomposition theorems in radar polarimetry [Text] / S. R. Cloude, E. Pottier //

IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 1996. – No. 2. – P. 498-518.

References

1. Volosyuk, V. K., Pavlikov, V. V., Zhyla, S. S., Ruzhentsev, N. V., Kosharskyi V. V., Odokienko, O. V., *SynteZ optymal'noho alhorytmu polyaryzatsiynoyi selektsiyi korysnykh syhnaliv na foni pasyvnykh zavrad v radari z synteZuvannyam apertury* [Synthesis of optimal algorithms of polarization selection of useful signals on the background of passive interference in synthetic aperture radars]. *Aerospace technic and technology*, 2020, no. 4(164), pp. 109-115. DOI: 10.32620/aktt.2020.4.14.
2. Hu, Z., Buriachok, V., Bogachuk, I., Sokolov, V., Ageyev, D. Development and Operation Analysis of Spectrum Monitoring Subsystem 2.4–2.5 GHz Range. *Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, 2021, vol. 48, pp. 675-709.
3. Chen, V. *The Micro-Doppler Effect in Radar*. Artech, 2019. 370 p.
4. Volosyuk, V. K., Kravchenko, V. F. *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem distantsionnogo zondirovaniya i radiolokatsii* [Statistical

Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar], Moscow, Fizmatlit Publ., 2008. 740 p.

5. Lyalin, K. S., Biryuk, A. A., Sheremet, A. Y., Tsvetkov, V. K. and Prikhodko, D. V. UAV synthetic aperture radar system for control of vegetation and soil moisture. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICoNus)*, 29 Jan.-1 Feb. 2018, Moscow, Russia, 2018, pp. 1673-1675.

6. Kuzmin, I. A., Prihodko, D. V., Efremov, I. V., Oreshkin, V. I., Maksimovskaya, A. I., Multiple Bands Dual Polarization Antenna System for Ground Surface State Estimation. *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICoNus)*, 28-31 Jan. 2019, Saint Petersburg and Moscow, Russia, 2019, pp. 2014-2017.

7. Cloude, S. R. *Polarisation: applications in remote sensing*. Oxford, Oxford University Press Publ., 2009. 352 p.

8. Cloude, S. R., Pottier, E. A review of target decomposition theorems in radar polarimetry *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1996, no. 2, pp. 498-518.

Надійшла до редакції 10.09.2021, розглянуто на редколегії 26.11.2021

ОПТИМИЗАЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ДОПЛЕРОВСКОЙ СЕЛЕКЦИИ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ПОДСТИЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила, А. В. Попов, В. В. Кошарский, А. В. Одокиенко, В. Г. Яковлев, Э. А. Цернэ, Д. С. Власенко, А. Д. Собколов

Используя метод максимального правдоподобия, синтезирован оптимальный алгоритм поляризационно-доплеровской селекции объектов на фоне помех от подстилающей поверхности, гидromетeоров, городских застроек с аэрокосмических носителей радиоэлектронной аппаратуры. Для решения поставленной задачи были проанализированы поляриметрические свойства рассеянного электромагнитного излучения природных сред и антропогенных объектов. Определены функционально-детерминированная математическая модель полезного сигнала. При решении оптимизационной задачи был использован метод максимума функционала правдоподобия и функционал правдоподобия для коррелированных процессов, содержащий обратную матрицу обратных корреляционных функций уравнения наблюдения. Полученный алгоритм обработки сигналов содержит операции спектральной режекции пассивных помех. Поляризационная компенсация пассивных помех производится комбинацией межканального вычитания отраженных сигналов различной поляризации. Рассмотрены квазиоптимальные особенности синтезируемого алгоритма, который имеет явное физическое значение и есть оптимальным при отсутствии внутренних шумов. На основе полученных результатов разработана структурная схема поляризационно-доплеровского компенсатора помех и селекции полезных сигналов на фоне помех, отраженных от подстилающей поверхности. Проведено исследование физических характеристик элементов поляризационной ковариационной матрицы помех при высоком уровне корреляционной связи отражений пассивных помех различной поляризации. На основе полученных результатов предлагается ввести показатели эффективности компенсации пассивных помех и селекции полезных сигналов. Результаты анализа полученных показателей в зависимости от коэффициента отношения дисперсий пассивных помех указывают на необходимость использования поляризационных отличий сигналов и помех для селекции объектов на фоне подстилающей поверхности. Полученные результаты можно

использовать для создания радиолокационных систем наземного и аэрокосмического базирования для обнаружения движущихся объектов и объектов с выраженными поляризационными признаками.

Ключевые слова: метод максимального правдоподобия; доплеровская селекция; поляризационная селекция; функционал правдоподобия; ковариационная матрица.

OPTIMIZATION OF POLARIZATION-DOPPLER SELECTION SMALL-SIZED OBJECTS ON THE BACKGROUND OF THE EARTH SURFACE

*V. Volosyuk, V. Pavlikov, S. Zhyla, A. Popov, V. Kosharskyi, O. Odokienko,
V. Yakovlev, E. Tserne, D. Vlasenko, A. Sobkolov*

Using the method of maximum likelihood, the optimal algorithm of polarization-Doppler selection of objects on the background of the underlying surface, hydrometeors, urban buildings from aerospace carriers of radio electronic equipment has been synthesized. To solve the problem polarimetric properties of the scattered electromagnetic radiation of natural environments and anthropogenic objects were analyzed. The functional-deterministic mathematical model of the useful signal is determined. When solving the optimization problem, the method of maximum likelihood functionality and likelihood functionality for correlated processes were used, which contains the inverse matrix of inverse correlation functions of the observation equation. The obtained signal processing algorithm includes operations of spectral resection of passive interference. Polarization compensation of passive interference is performed by a combination of interchannel subtraction of the reflected signals of different polarizations. The quasi-optimal features of the synthesized algorithm, which has an obvious physical value and is optimal in the absence of internal noise, are considered. Based on the obtained results, a block diagram of the polarization-Doppler noise compensator and selection of useful signals against the background of noise reflections from the earth's surface has been developed. The study of the physical characteristics of the elements of the polarization covariance matrix of interferences at a high level of correlation of reflections of passive interferences of different polarizations is conducted. Based on the obtained results, it is proposed to introduce indicators of efficiency of passive interference compensation and selection of useful signals. The results of the analysis of the obtained indicators depending on the coefficient of the ratio of variances of passive interference indicate the need to use the polarization differences between signals and interference for selecting objects against the background of the underlying surface. The results obtained can be used to create ground-based and aerospace-based radar systems for detecting moving objects and objects with pronounced polarization features.

Keywords: maximum likelihood method; doppler selection; polarization selection; likelihood functional; covariance matrix.

Волосюк Валерій Костянтинович – д-р техн. наук, проф., проф. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Павліков Володимир Володимирович – д-р техн. наук, проф., проректор з наукової роботи, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Жила Семен Сергійович – д-р техн. наук, доц., зав. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Попов Анатолій Владиславович – д-р техн. наук, доц., доц. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Кошарський Володимир Віталійович – асист. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Одокієнко Олексій Володимирович – канд. техн. наук, декан ф-ту Радіоелектроніки, комп'ютерних систем та інфокомунікацій, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Яковлев Віталій Георгійович – доц. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Черне Едуард Олексійович – асист. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Власенко Дмитро Сергійович – асист. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Собколов Антон Дмитрович – наук. співроб. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Valerii Volosyuk – Doctor of Technical Science, Professor, Professor of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.volosyuk@khai.edu, ORCID: 0000-0002-1442-6235, ResearcherID: A-2021-2019.

Vladimir Pavlikov – Doctor of Technical Science, Professor, Vice Rector for Science, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.pavlikov@khai.edu, ORCID: 0000-0002-6370-1758, Scopus Author ID: 23397933100.

Simeon Zhyla – Doctor of Technical Science, head of department of aerospace radio-electronic systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: s.zhyla@khai.edu, ORCID: 0000-0003-2989-8988, Scopus Author ID: 35106469000.

Anatoliy Popov – Doctor of Technical Science, Associate Professor of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: a.v.popov@khai.edu, ORCID: 0000-0003-0715-3870, Scopus Author ID: 57205357625.

Volodymyr Kosharskyi – Assistant of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.kosharsky@khai.edu, ORCID: 0000-0002-8569-2047, Scopus Author ID: 57218710916.

Oleksii Odokienko – Candidate of Technical Science, Dean of the Faculty of Radio-Electronics, Computer Systems and Infocommunications, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: o.odokienko@khai.edu, ORCID: 0000-0002-5227-1000, Scopus Author ID: 56784405500.

Vitaliy Yakovlev – Associate Professor of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.yakovlev@khai.edu, Scopus Author ID: 57197688627.

Eduard Tserne – Assistant of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: e.tserne@khai.edu, ORCID: 0000-0003-0709-2238, Scopus Author ID: 57218704755.

Dmytro Vlasenko – Assistant of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: d.vlasenko@khai.edu, ORCID: 0000-0002-6118-2173, Scopus Author ID: 57220834070.

Anton Sobkolov – Researcher of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University, Kharkiv, Ukraine, e-mail: a.sobkolov@khai.edu, ORCID: 0000-0001-9356-4187, Scopus Author ID: 57192199954.