

УДК 621.391.26

В.А. Васильєв

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

АНАЛІЗ ВПЛИВУ ПОТОЧНИХ ОЦІНОК КУТОВИХ КООРДИНАТ НА СУПРОВОДЖЕННЯ ЦІЛІ В УМОВАХ ДІЇ АКТИВНИХ ШУМОВИХ ПЕРЕШКОД

*Розглядаються можливості підвищення ефективності й стійкості супроводження цілі в умовах впливу активних перешкод за рахунок підвищення точності поточних оцінок куткових координат -
поточна оцінка, активна перешкода, слідкуючий вимірювач*

Вступ

Постановка проблеми. У цей час достатньо докладно вивчені питання синтезу й аналізу слідку-

ючого й неслідкуючого вимірювання координат рухомих об'єктів, сигнали від яких приймаються на фоні внутрішніх шумів [1, 2].

Вплив корельованих перешкод приводить до зниження точності як поточного, так і слідкуючого вимірювання інформативних параметрів сигналу, у тому числі й напрямку прийому сигналу. Разом з тим аналіз можливостей вимірювання координат об'єктів, які прикриваються постановниками активних шумових перешкод (АШП), проведений лише в невеликій кількості робіт [3, 4], хоча він є особливо важливим при модернізації й розробці перспективних РЛС.

Аналіз літератури. Адаптація до впливу зовнішніх перешкод впливає на результати поточного [3, 4] і слідкуючого вимірювання. При цьому підвищення точності супроводу, у силу енергетичності поточних оцінок, не може бути досягнуто збільшенням часу радіолокаційного контакту з ціллю, тобто ефективність супроводження цілей у перешкодах залежить від показників якості як первинної, так і вторинної обробки радіолокаційної інформації [5]. В [5] як приклад розглянута можливість підвищення якості супроводження траєкторії на основі використання інформації про амплітуду сигналу. В [6] показана доцільність подальшого розвитку існуючих і пошуку нових методів супроводження цілей в умовах дії перешкод. У той же час питання вибору алгоритму первинного вимірювання й аналізу його впливу на ефективність супроводження цілі в умовах дії активних маскувальних перешкод вимагають додаткового дослідження.

Мета статті. Аналіз впливу різних алгоритмів первинних вимірювань напрямку приходу сигналу на точність його супроводження в умовах дії активних шумових перешкод.

Основний матеріал

Припускаємо, що ціль є точковий об'єкт у дальній зоні РЛС із лінійної еквідистантною антенною решіткою. Прикриття цілі здійснюється постановником АШП, що діє на РЛС із іншого кутового напрямку (зовнішнє прикриття). Розглядається ситуація, коли ціль й постановник активних перешкод можуть перебувати в одному об'ємі розділення (в області головного пелюстка діаграми спрямованості (ДС) антени). Особливість слідкуючого вимірювання при цьому зв'язана, насамперед, з якістю поточного оцінювання параметрів сигналу.

Відомо [2 – 4], що для прийнятих умов прийому поточна незміщена оцінка параметрів сигналу формується за максимумом нормованої статистики

$$\ln \ell_1(\alpha) = \left| \dot{Z}(\alpha) \right|^2 / 2q^2(\alpha) = \left| \dot{Z}_n(\alpha) \right|^2 / 2, \quad (1)$$

$$\text{де } \left| \dot{Z}(\alpha) \right| = \left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}^T(t) \dot{R}^*(t, \alpha) dt \right|; \quad (2)$$

$$q^2(\alpha) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}^T(t, \alpha) \dot{R}^*(t, \alpha) dt -$$

модуль вагового інтегралу й параметр виявлення відповідно.

Така оцінка збігається з напрямом приходу сигналу, але має більшу дисперсію. Набагато меншу дисперсію, але з істотним зсувом має оцінка за максимумом $\left| \dot{Z}(\alpha) \right|$. Тому середній квадрат похибки за максимумом останньої більше дисперсії оцінки по нормованій статистиці (1). Розглянуті алгоритми поточного вимірювання параметрів сигналу на фоні корельованих перешкод можуть бути покладені в основу синтезу слідкуючих багатоканальних вимірювачів.

При пошуку рішень даної задачі в класі лінійних фільтрів найкращим рекурентним алгоритмом оцінювання є фільтр Калмана [1, 2].

Розглянемо випадок, коли скалярний дискретний параметр напрямку приходу сигналу $\alpha_{k+1}^{(1)}$ змінюється відповідно до моделі з постійним відомим приростом $\alpha_k^{(2)} = \alpha^{(2)} = \text{const}$ і незалежним стаціонарним випадковим приростом:

$$\alpha_{k+1}^{(1)} = \alpha_k^{(1)} + \alpha^{(2)} + \mu_k, \quad (3)$$

де $\alpha_k^{(1)}$ — описує кутову координату цілі, а μ_k — характеризує випадкові збурювання параметрів траєкторії цілі, обумовлені неоднорідністю середовища, атмосферними явищами, інерційністю системи керування об'єкта й ін. (без врахування навмисного маневру цілі). Спостереження ведеться тільки за координатою $\alpha_k^{(1)}$, рекурентне рівняння фільтрації поточних оцінок має вигляд [1, 2]

$$\hat{\alpha}_{k+1}^{(1)} = \left(\hat{\alpha}_k^{(1)} + \alpha^{(2)} \right) + \frac{D_{k+1}}{D_{y(k+1)}} \left(\hat{\alpha}_{y(k+1)}^{(1)} - \left(\hat{\alpha}_k^{(1)} + \alpha^{(2)} \right) \right), \quad (4)$$

а результуюча дисперсія D_{k+1} на $(k+1)$ -му кроці визначається з рекурентного рівняння

$$\frac{1}{D_{k+1}} = \frac{1}{D_k + D_{\mu k}} + \frac{1}{D_{y(k+1)}}, \quad (5)$$

де $\hat{\alpha}_{k+1}^{(1)}$, $\hat{\alpha}_k^{(1)}$ — оцінки параметра на $(k+1)$ -му і k -му кроках; $\hat{\alpha}_{y(k+1)}^{(1)}$ — поточна оцінка спостережуваного параметра на $(k+1)$ -му кроці; D_k — дисперсія слідкуючого вимірювання на k -му кроці; $D_{y(k+1)}$ — дисперсія поточного виміру на $(k+1)$ -му кроці; $D_{\mu k}$ — дисперсія маневру.

Згідно (5) на рис. 1 показаний процес установлення дисперсії слідкуючого вимірювання для різних фіксованих значень дисперсій поточних оцінок. Останні, за інших рівних умов, відповідають різним значенням різниці напрямків $\Delta\alpha$ цілі й постановника перешкоди. Конкретний характер зміни D_y від $\Delta\alpha$ залежить від алгоритму вимірювання й докладно розглянутий в [3, 4]. Для зручності по осі орди-

нат відкладене нормоване значення D/D_μ , причому $D_\mu = D_{y_{\text{ш}}} / 6$, де $D_{y_{\text{ш}}}$ – дисперсія флуктуаційної похибки вимірювання в безперешкодовій обстановці.

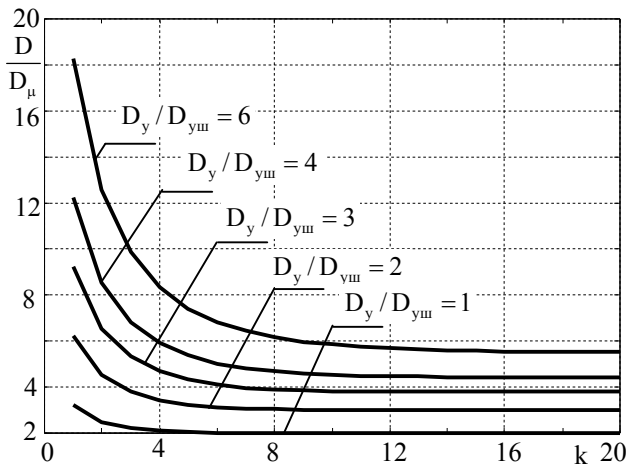


Рис. 1. Залежність відносної дисперсії слідкуючого вимірювання від номера кроку вимірювання k

Із рис. 1 видно, що збільшення дисперсії поточного оцінювання значною мірою впливає на тривалість перехідних процесів і дисперсію в сталому режимі. Таким чином, збільшення точності поточних вимірювань (раціональний вибір алгоритму поточного вимірювання) є важливим напрямком поліпшення показників якості слідкуючих вимірювачів особливо в умовах впливу корельованих шумових перешкод.

Структурна схема пристрою фільтрації, що реалізує вираз (4) за умови одержання поточних оцінок з використанням $|\dot{Z}(\alpha)|$, наведена на рис. 2.

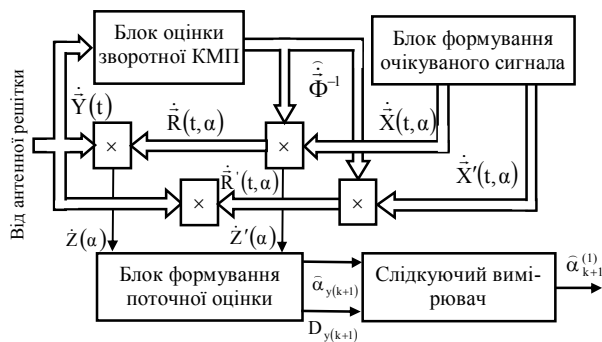


Рис. 2. Структурна схема вимірювача напряму приходу сигналу при формуванні поточної оцінки по $|\dot{Z}(\alpha)|$

Згідно (1) пристрій одержання поточної оцінки по $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ на відміну від рис. 2 включає додатковий блок формування параметра виявлення $q^2(\alpha)$ і його похідній $(q^2(\alpha))'$. В основу функціонування блоку формування поточної оцінки покладений дискримінаційний метод вимірювання куткових координат, а слідкуючий вимірювач функціонує відповідно до (5).

Розглянемо особливості функціонування пристрою обробки на рис. 2 у випадку, коли різниця кутів цілі й джерела перешкоди за час спостереження не міняється, що еквівалентно їхній нерухомості або руху з однаковою кутовою швидкістю, тобто в (4) $\alpha_{k+1}^{(1)} = \alpha_k^{(1)} = \text{const}$, а приріст куткової координати $\alpha^{(2)} = 0$. Таким чином, модель зміни параметра й рівняння (5) і (6) зводяться до вигляду:

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k + \mu_k; \quad (7)$$

$$\hat{\alpha}_{k+1} = \hat{\alpha}_k + \frac{D_{k+1}}{D_{y(k+1)}} (\hat{\alpha}_{y(k+1)} - \hat{\alpha}_k); \quad (8)$$

$$\frac{1}{D_{(k+1)}} = \frac{1}{D_k + D_\mu} + \frac{1}{D_{y(k+1)}}. \quad (9)$$

Результати математичного моделювання розглянутої ситуації представлені на рис. 3.

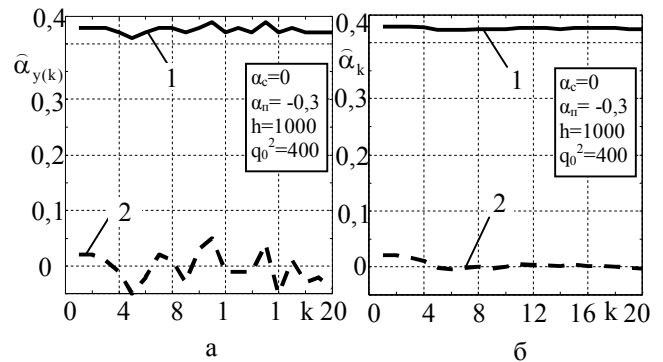


Рис. 3. Залежність поточної (а) й результуючої (б) оцінок вимірювання без компенсації систематичної похибки від номера кроку вимірювання:

$$|\dot{Z}(\alpha)| \text{ – крива 1, } |\dot{Z}_n(\alpha)|^2 \text{ – крива 2}$$

На цьому рисунку наведені залежності поточної оцінки $\hat{\alpha}_{y(k)}$ й результату фільтрації $\hat{\alpha}_k$ від номера кроку вимірювання без компенсації систематичної похибки для алгоритму $|\dot{Z}(\alpha)|$. З рис. 3 видно, що, у заданій перешкодовій обстановці застосування статистики $|\dot{Z}(\alpha)|$ без компенсації забезпечує низьку точність, ніж статистика $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$. Принциповою відмінністю пропонованої системи супроводження від існуючих є постійна оцінка дисперсії поточного вимірювання параметра, що залежить від стану перешкодової обстановки. Однак сама оцінка D_y ще не вирішує самої проблеми (рис. 3). Трохи інша ситуація при використанні вимірювача на рис. 4, у якому виконується додаткова адаптивна фільтрація контрольного сигналу, а в блоці формування поточної оцінки на основі використання інформації про напрям приходу контрольного сигналу виконується корекція систематичної похибки алгоритму $|\dot{Z}(\alpha)|$.

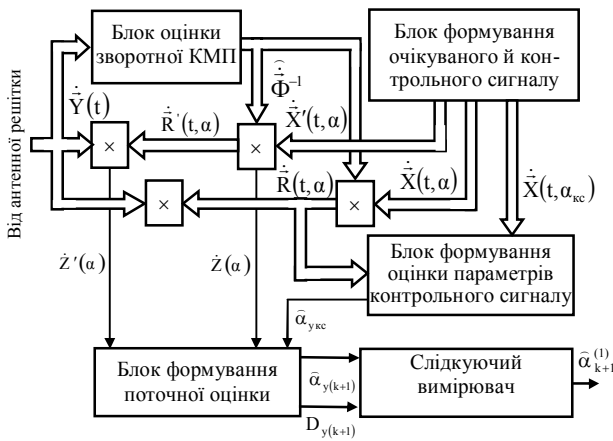
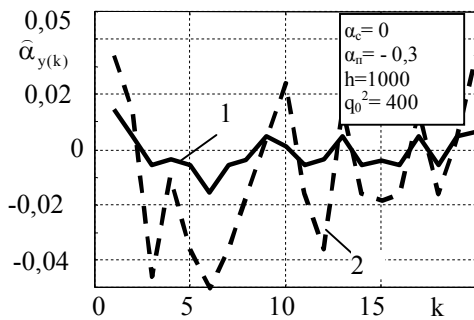
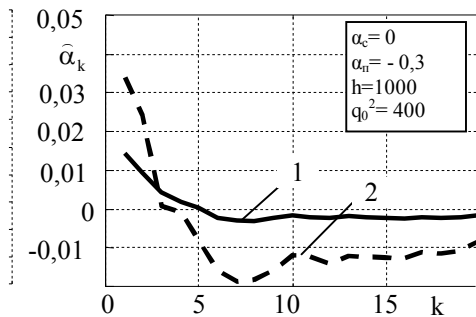


Рис. 4. Структурна схема вимірювача напряму приходу сигналу з корекцією поточної оцінки по $|\dot{Z}(\alpha)|$ з використанням контрольного сигналу

Це ілюструється на рис. 5, з якого видно, що після корекції систематичної похибки оцінки кутової координати $\hat{\alpha}$ найменше значення похибки фільтрації забезпечує використання $|\dot{Z}(\alpha)|$ в порівнянні з $|\dot{Z}_н(\alpha)|^2$.



а



б

Рис. 5. Залежність поточної (а) й результуючої (б) оцінок вимірювання для випадку компенсації систематичної похибки від к: $|\dot{Z}(\alpha)|$ – крива 1, $|\dot{Z}_н(\alpha)|^2$ – крива 2

Результуючі дисперсії розглянутих алгоритмів, отримані в ході математичного моделювання на десятиелементній антенній решітці при числі усереднень $S=50$ для кожного кроку k , представлені на рис. 6 пунктирними лініями. Тут же суцільними лініями відповідно наведені результати розрахунків. Так, для

фіксованої різниці напрямків цілі й постановника активних перешкод $\Delta\alpha = 0,3$ вигравш у дисперсії оцінки кутової координати з використанням запропонованої структури (рис. 6) становить 3–4 рази.

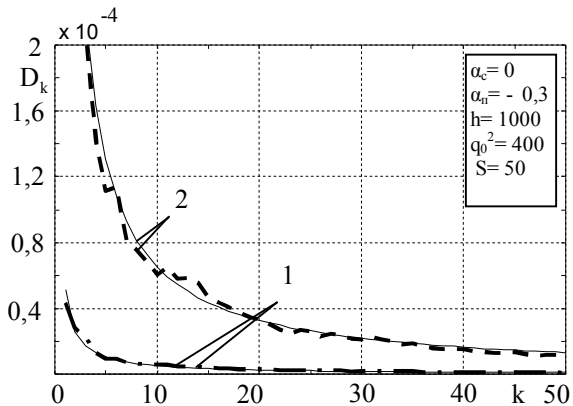


Рис. 6. Залежність дисперсій результуючого вимірювання від номера кроку вимірювання:

$|\dot{Z}(\alpha)|$ – крива 1, $|\dot{Z}_н(\alpha)|^2$ – крива 2

Висновки

1. Показано, що при знаходженні цілі й джерела перешкоди в одному об'ємі розділення по напрямку час встановлення й дисперсія сталої похибки супроводження цілі залежать від дисперсії поточно-го вимірювання.

2. За результатами розрахунку й моделювання показано, що запропонований алгоритм отримання коректних поточних оцінок з використанням модуля комплексного вагового інтегралу в порівнянні з іншими забезпечує підвищення якості супроводження прикриваємої цілі.

Список літератури

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 344 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев и др. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 486 с.
3. Багдасарян С.Т., Белов А.А., Рябуха В.П., Таршин В.А. Неследящее измерение в РЛС с адаптивной антенной решеткой информативных параметров сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой на фоне помех. – М.: ИПРЖ, Антенны. – 2000. – Вып. № 2 (45). – С. 78-83.
4. Таршин В.А., Васильев В.А. Повышение точности измерения угловых координат в РЛС с антенной решеткой на фоне активных шумовых помех // Системы обработки информации. – Х.: ХВУ, 2002. – Вып. 3(19). – С. 113-118.
5. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – К.: КВІЦ, 2000. – 428 с.
6. Меркулов В.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2003. – 414 с.

Надійшла до редколегії 18.04.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.М. Сотніков, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.