

УДК 621.391.26

В.А. Васильєв

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

РОЗДІЛЕННЯ У РЕЖИМІ СЛІДКУЮЧОГО ВИМІРЮВАННЯ КООРДИНАТ ЦІЛІ ПРИ ДІЇ АКТИВНИХ ШУМОВИХ ПЕРЕШКОД

Розглядаються можливості використання різних видів додаткової інформації в інтересах підвищення точності слідкуючого вимірювання в умовах дії активних маскувальних перешкод.

активні маскувальні перешкоди, систематична похибка, слідкувальне вимірювання

Вступ

Постановка проблеми. Супроводження цілей в умовах дії на РЛС перешкод різного походження, у тому числі активних шумових перешкод (АШП), є одним з основних режимів функціонування сучасних і перспективних РЛС [1, 2]. Дія перешкод приводить до погіршення точності як поточного, так і слідкуючого вимірювання параметрів сигналу. Зростає необхідність практичного застосування високоточних перешкодозахищених вимірювачів параметрів радіолокаційних сигналів вимагає більш докладної розробки куткових вимірювачів, що забезпечують більш високу точність вимірювання в умовах «зближення» сигналу і перешкоди за вимірюваними параметрами.

Аналіз літератури. Дія активних шумових перешкод, навіть в умовах застосування в РЛС засобів захисту, може привести до зниження точності супроводження цілі, зриву супроводження, збільшення імовірностей появи помилкових оцінок і т.д. Питанням підвищення якості супроводження цілі присвячена досить велика кількість робіт [1–3]. Ефективність супроводження цілей у перешкодах залежить від показників якості як первинної, так і вторинної обробки радіолокаційної інформації [1]. Так, у [3] аналізуються можливості підвищення точності поточного вимірювання напряму приходу сигналу за рахунок корекції систематичної похибки вимірювання, що покладено в основу синтезу слідкуючого вимірювача [4]. Можливість підвищення якості супроводження цілі на основі використання інформації про амплітуду сигналу розглянута в [1]. У [2] показана актуальність проблеми захисту РЛС від перешкод і необхідність подальшого розвитку нових методів супроводження цілей в умовах дії перешкод. У розвиток [1–4] у даній роботі розглядаються особливості супроводження сигналу на основі додаткового використання інформації про напрями приходу сигналу і перешкод у режимі адаптації РЛС до сигнально-перешкодової обстановки.

Мета статті. Аналіз особливостей і розробка пропозицій щодо підвищення точності супроводження цілі в умовах дії активних маскувальних перешкод за рахунок використання різних видів додаткової інформації.

Основна частина

Сучасні радіоелектронні системи і засоби функціонують в умовах дії перешкод, у тому числі організованих активних перешкод. У даний час одним з основних способів боротьби з активними перешкодами є формування провалів у напрями постановників перешкод [2]. Формування провалів, у свою чергу, приводить до перекручування діаграми спрямованості (ДС) приймальної антени. Внаслідок цього, при малих розходженнях між напрями приймання сигналу й АШП адаптивне формування провалів приводить до зсуву максимуму логарифма відношення правдоподібності після усереднення за випадковою амплітудою і початковою фазою сигналу [5]

$$\ln \ell_1(\alpha) = \frac{|\dot{Z}(\alpha)|^2}{4\left(1 + \frac{q^2(\alpha)}{2}\right)} - \ln\left(1 + \frac{q^2(\alpha)}{2}\right), \quad (1)$$

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

$$q^2(\alpha) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}^T(t, \alpha) \dot{R}^*(t, \alpha) dt - \quad (3)$$

модуль вагового інтеграла і параметр виявлення відповідно. У той же час оцінка за максимумом модуля нормованого комплексного вагового інтеграла

$$\ln \ell_2(\alpha) = |\dot{Z}(\alpha)|^2 / 2q^2(\alpha) = |\dot{Z}_n(\alpha)|^2 / 2 \quad (4)$$

є незміщеною [3–5], однак дисперсія останньої більше в порівнянні з оцінкою за максимумом (1). Зміщеною виявляється й оцінка за максимумом $|\dot{Z}(\alpha)|$,

яка також може використовуватися як самостійна статистика вимірювання. Однак дисперсія похибки вимірювання при її використанні є найменшою [3, 4].

У [4] розглянуто слідкуючий вимірювач (рис. 1), що дозволяє збільшити точність супроводження цілі за рахунок мінімізації систематичної похибки поточного вимірювання для статистики (2). Однак аналіз ефективності застосування даного пристрою розглянутий для випадку, коли різниця кутів між ціллю і джерелом перешкоди за час вимірювання не змінюється. У той же час за характером

захисту противником своїх об'єктів на прикладі літакових засобів РЕБ розрізняють такі способи застосування активних шумових перешкод [6]: самоприкриття, групове прикриття, прикриття напрямів прориву з зони баражування. Розглянемо особливості функціонування даного пристрою (рис. 1) стосовно до останніх способів постановки активних перешкод.

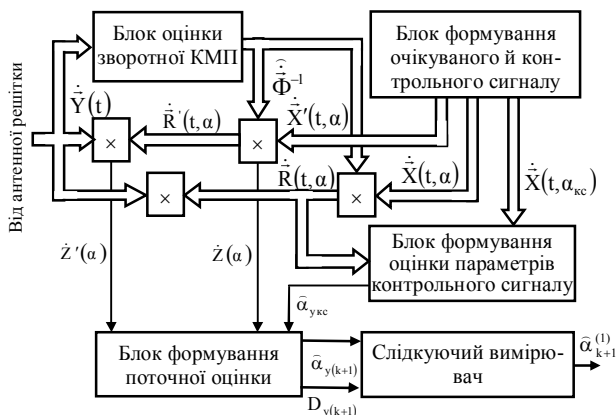


Рис. 1. Структурна схема вимірювача напрямку приходу сигналу з корекцією поточної оцінки по $|Z(\alpha)|$ з використанням контрольного сигналу

Як і в [4] припустимо, що ціль є точковий об'єкт у дальній зоні РЛС з лінійною еквідистантною антенною решіткою (АР). Прикриття цілі здійснюється постановником АШП, що діє на РЛС з іншого кутового напрямку (зовнішнє прикриття). Ціль рухається з постійним відомим кутовим приростом $\alpha_k^{(2)} = \alpha^{(2)} = \text{const}$, постановник перешкоди – нерухомий об'єкт, при цьому можлива дія АШП по головній пелюстці ДС АР. У цьому випадку модель зміни параметра визначається виразом

$$\alpha_{k+1}^{(1)} = \alpha_k^{(1)} + \alpha^{(2)} + \mu_k, \quad (5)$$

де $\alpha_k^{(1)}$ описує кутову координату цілі, а μ_k характеризує випадкові збурювання параметрів траєкторії цілі, які 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 [5]

$$\hat{\alpha}_{k+1}^{(1)} = (\hat{\alpha}_k^{(1)} + \alpha^{(2)}) + \frac{D_{k+1}}{D_{y(k+1)}} (\hat{\alpha}_{y(k+1)}^{(1)} - (\hat{\alpha}_k^{(1)} + \alpha^{(2)})), \quad (6)$$

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

$$\frac{1}{D_{k+1}} = \frac{1}{D_k + D_{\mu k}} + \frac{1}{D_{y(k+1)}}, \quad (7)$$

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 слід-

куючого вимірювання на k -му кроці; $D_{y(k+1)}$ – дисперсія поточного вимірювання на $(k+1)$ -му кроці; $D_{\mu k}$ – дисперсія маневру ($D_{\mu} = D_{y_{\text{ш}}}/6$); $D_{y_{\text{ш}}}$ – дисперсія флуктуаційної похибки вимірювання у безперешкодовій обстановці.

На відміну від випадку, коли ціль і джерело АШП нерухомі, тут дисперсія D_y залежить від k , тобто $D_{y(k)} \neq \text{const}$. На рис. 2 наведені результати математичного моделювання отримання поточної $\hat{\alpha}_{y(k)}^{(1)}$ і результуючої $\hat{\alpha}_k^{(1)}$ оцінок кутової координати цілі.

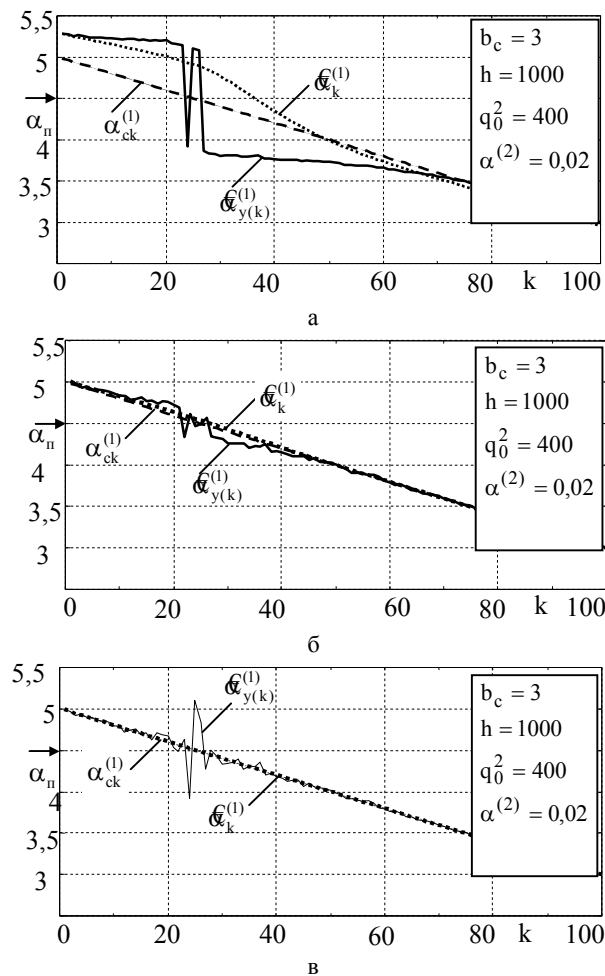


Рис. 2. Залежності кутової координати від номеру кроку вимірювання для різних алгоритмів

Тут же наведена істинна траєкторія цілі $\alpha_{ck}^{(1)}$. У вихідному стані ($k = 0$) різниця кутових положень цілі і ПАП складає $\Delta\alpha = 0,5$ ($\Delta\alpha = |\alpha_{c0} - \alpha_n|$, $\alpha_{c0} = 5$, $\alpha_n = 4,5$). З ростом номеру кроку вимірювання k відбувається зближення і злиття цілі і джерела перешкоди, а потім збільшення кута між ними. Інакше, пристрій фільтрації функціонує в умовах дії постановника АШП по головній пелюстці ДС АР. Рис. 2, а – в відповідають випадкам використання для формування поточної оцінки $\hat{\alpha}_{y(k)}^{(1)}$ по $|Z(\alpha)|$, $|Z_n(\alpha)|^2$ і $\ln l_1(\alpha)$ відповідно без вживання спеціальних заходів щодо

компенсації систематичних похибок для $|\dot{Z}(\alpha)|$ і $\ln \ell_1(\alpha)$ (тобто без використання у вимірювачі на рис. 1 блок формування оцінки параметрів контрольного сигналу). Крім того, на рис. 3 наведені залежності результуючих дисперсій D_k від номера кроку вимірювання k для алгоритму фільтрації з використанням $|\dot{Z}(\alpha)|$, $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ – криві 1, 2, 3 відповідно при кількості усереднень $S = 50$ для кожного k .

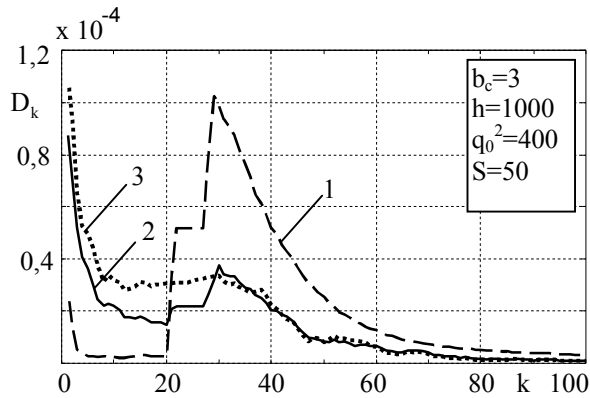


Рис. 3. Залежність результуючої дисперсії від номера кроку вимірювання для різних алгоритмів

З аналізу даних рисунків випливає, що за результатами фільтрації оцінок у перешкодах найбільш точний збіг істинної траєкторії руху цілі і траєкторії руху, отриманої в результаті фільтрації оцінки, забезпечується при використанні алгоритму $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$. Трохи гірші результати дає використання $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}(\alpha)|$ відповідно через наявність систематичної похибки вимірювання поточної оцінки, обумовленої дією постановника перешкоди. У той же час видно, що для кількості кроків фільтрації $1 < k < 20$, що відповідає зміні різниці кутів положень цілі і джерела перешкоди $\Delta\alpha$ від 0,5 до 0,1 ширини ДС АР, найменше значення дисперсії результуючої похибки D_k забезпечує застосування $|\dot{Z}(\alpha)|$. Для $20 < k < 30$ ($\Delta\alpha \leq 0,1$) спостерігається значне збільшення D_k для $|\dot{Z}(\alpha)|$, що пояснюється виникненням аномальних похибок вимірювання. Для $|\Delta\alpha| \leq 0,5$ порівняно менше піддані дії перешкод статистики $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ відповідно, хоча і мають досить великі значення дисперсії. Для $k > 30$ ($\Delta\alpha > 0,1$) застосування $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ забезпечує приблизно однакові результуючі дисперсії похибок, у кілька разів менші в порівнянні з $|\dot{Z}(\alpha)|$.

Одним із способів, що дозволяють зменшити вплив аномальних похибок первинних вимірювань на результуючу точність вимірювання, може бути

введення умови $D_{y(k)} \rightarrow \infty$ для $q^2(k) < q^2_{пор}$, де $q^2(k)$ – відношення сигнал-шум на k -му кроці вимірювання; $q^2_{пор}$ – рівень порога. Введення даної умови дозволяє відмовитися від обліку поточних оцінок поганої якості вимірювання при формуванні результуючої оцінки кутової координати, тобто результуюча оцінка при цьому формується за прогнозованим значенням. Це підтверджується результатами математичного моделювання для розглянутої перешкодової обстановки ($\alpha_c = \alpha_n$ при $k = 25$), що наведені на рис. 4, 5 для $q^2_{пор} = 20$. Відповідно корекція аномальних похибок проводиться на інтервалі $|\Delta\alpha| \leq 0,15$. З даних рисунків видно, що врахування аномальних похибок вимірювань даним способом дозволяє значно зменшити результуючу дисперсію похибки вимірювання D_k для алгоритмів $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}(\alpha)|$, за умови корекції їх систематичної похибки.

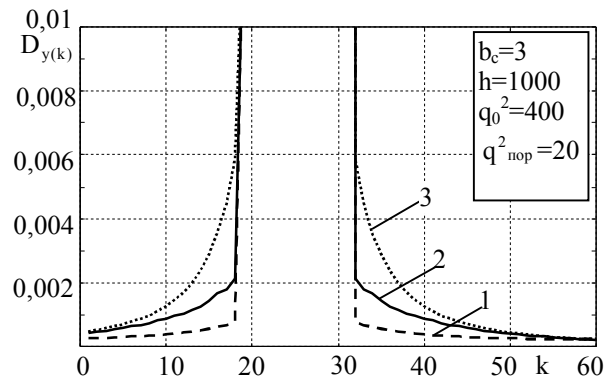


Рис. 4. Залежність дисперсії поточного вимірювання від номера кроку вимірювання для різних алгоритмів з урахуванням аномальних похибок поточних оцінок за величиною $q^2_{пор}$

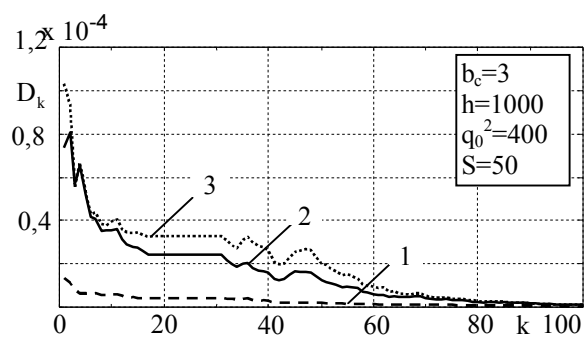


Рис. 5. Залежність дисперсії результуючої оцінки від номера кроку вимірювання для різних алгоритмів з урахуванням аномальних похибок поточних оцінок за величиною $q^2_{пор}$

Інший спосіб поліпшення якості супроводження прикриваємої цілі можна реалізувати шляхом попередньої корекції систематичної похибки для $\ln \ell_1(\alpha)$ алгоритмів $|\dot{Z}(\alpha)|$ і виконання додаткової умови $D_{y(k)} \rightarrow \infty$ для $|\mathcal{E}_{y(k)}^{(1)} - \mathcal{E}_k^{(1)}| \geq 3\sigma_k$, де $\sigma_k^2 = D_k$. Це

ілюструється рис. 6, на якому показана залежність результуючої дисперсії від номера кроку вимірювання за результатами математичного моделювання для різних статистик: криві 1, 2, 3 відповідають випадку використання $|\dot{Z}(\alpha)|$, $\ln \ell_1(\alpha)$ та $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ відповідно.

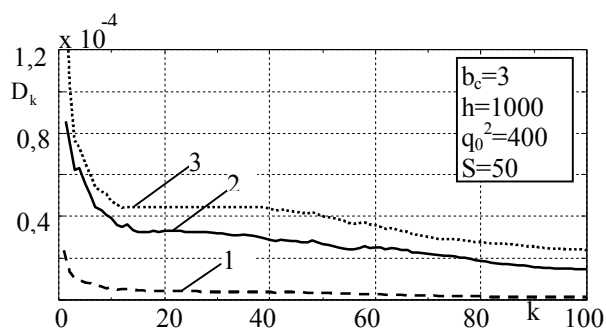


Рис. 6. Залежність результуючої дисперсії від номера шагу вимірювання для різних алгоритмів з урахуванням якості поточних оцінок на всьому інтервалі фільтрації

Крім того, за результатами моделювання для кількості циклів фільтрації $S = 40$ на рис. 7 наведені гістограми, що характеризують залежність числа поточних оцінок $P(k)$, які задовольняють поставлену умову від номера кроку вимірювання k для статистик $|\dot{Z}(\alpha)|$, $\ln \ell_1(\alpha)$ і $|\dot{Z}_n(\alpha)|^2$ (відповідно рис. 7, а, б, в).

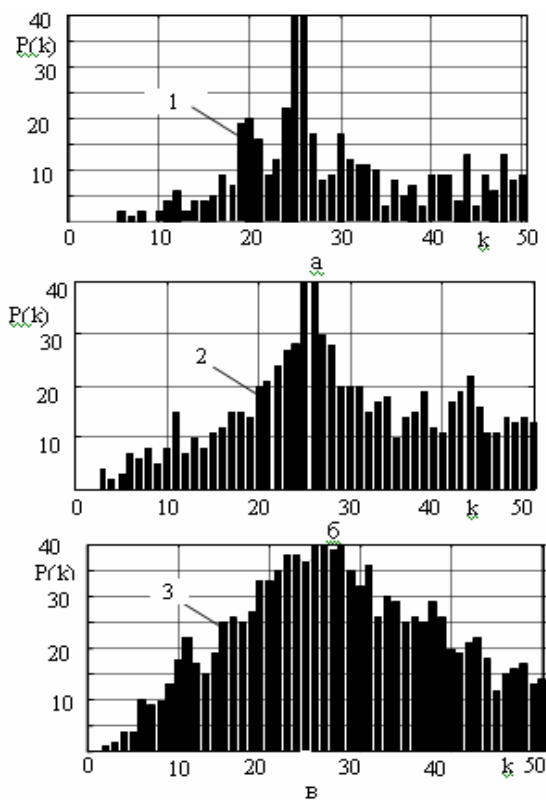


Рис. 7. Залежність кількості поточних оцінок при $|\hat{\alpha}_{y(k)}^{(1)} - \hat{\alpha}_k^{(1)}| > 3\sigma_k$ від номера кроку вимірювання для різних алгоритмів та 40 циклів фільтрації

Видно, що по мірі наближення цілі до постановника перешкоди ($\alpha_c = \alpha_n$ при $k = 25$) кількість таких оцінок збільшується. Аналіз даних рисунків до-

зволяє зробити висновок, що використання умови $D_{y(k)} \rightarrow \infty$ для $|\hat{\alpha}_{y(k)}^{(1)} - \hat{\alpha}_k^{(1)}| \geq 3\sigma_k$ дозволяє не враховувати поточні оцінки поганої якості на всьому етапі фільтрації, зменшити результуючу дисперсію і тим самим підвищити точність вимірювання.

Третій спосіб поліпшення результуючої точності виміри може бути заснований на введенні умови $D_{y(k)} \rightarrow \infty$ при $|\hat{\alpha}_{y(k)}^{(1)} - \hat{\alpha}_k^{(1)}| \geq \Delta\alpha_{\text{пор}}$, де $\Delta\alpha_{\text{пор}}$ – граничне значення різниці куткових положень цілі і джерела перешкоди, при якому можливе супроводження прикриваємої цілі. Для даного способу залежності дисперсій поточних оцінок і результуючих дисперсій аналогічні розглянутим раніше (рис. 4, рис. 5) з урахуванням аномальних помилок по величині $q_{\text{пор}}^2$. Однак реалізація цього способу вимагає одержання додаткової інформації про кутову координату джерела перешкоди в явному вигляді, що може бути досягнуто використанням алгоритмів спектрального аналізу, зокрема алгоритму Кейпона або іншого.

Висновки

1. Показано, що використання у якості статистики модуля комплексного вагового інтегралу за умови корекції її систематичної похибки забезпечує підвищення точності супроводження цілі в умовах дії активної шумової перешкоди.

2. Запропоновано алгоритми поліпшення точності супроводу прикриваємої цілі, що засновані на обліку якості поточних оцінок, при використанні різних видів додаткової інформації: граничного відношення сигнал/шум, дисперсії результуючої оцінки і різниці напрямів $\Delta\alpha$ цілі і джерела перешкоди. Необхідність використання даних алгоритмів особливо актуальна для значень $\Delta\alpha \leq 0,15 - 0,2$.

Список літератури

1. Кузьмін С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – К.: КВЦ, 2000. – 428 с.
2. Меркулов В.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2003. – 414 с.
3. 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.
4. Васильев В.А. Анализ влияния поточных оценок кутковых координат на супроводження цілі в умовах дії активних шумових перешкод // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2007. – Вып. 5 (63). – С. 22-25.
5. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев и др.; Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 450 с.
6. Довідник з протиповітряної оборони / А.Я. Торочин, І.О. Романенко та інші. – К.: МОУ; Х: ХВУ, 2003. – 368 с.

Надійшла до редколегії 2.08.2007

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