

УДК 621.396

І.І. Опанасюк

Академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного, Львів

ВИБІР АЛГОРИТМІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ РАДІОСИГНАЛІВ ДЛЯ ЗАСОБІВ РТР

Проаналізовано алгоритми просторово-часової обробки радіосигналів для використання їх у засобах радіотехнічної розвідки із можливістю адаптивного формування діаграми спрямованості у широкому діапазоні частот. Обрані широкосмугові алгоритми, які здатні функціонувати в умовах апріорної невизначеності структури пеленгуємого радіосигналу із забезпеченням максимального відношення сигнал/шум+перешкода на виході антенної системи.

Ключові слова: цифрові алгоритми обробки сигналів, пеленгація сигналів, антенна решітка, широка смуга частот, адаптивна діаграма спрямованості.

Вступ

Постановка задачі та аналіз літератури. Одним із напрямків підвищення ефективності ведення розвідки і контррозвідки стало створення нових технічних засобів, спроможних ефективно вести розвідку на всьому просторі бою, в умовах обстановки, що швидко змінюється, і активної радіоелектронної протидії противника. Одними із основних засобів ведення розвідки в будь-яких погодних умовах, часу доби та пори року є станції радіотехнічної розвідки, які здатні скритно виявляти працюючі радіолокаційні станції противника на великих відстанях.

Сучасні засоби радіотехнічної розвідки, які знаходяться на озброєнні у Збройних силах України, здатні досить ефективно працювати в сучасних умовах обстановки за умови відсутності потужних «не інформативних» джерел радіовипромінювання, які маскують слабкі «корисні» сигнали, які необхідно виявити. Постає проблема просторово-частотної фільтрації сигналів. Самий ефективний спосіб, з точки зору забезпечення максимального відношення сигнал/шум+перешкода, що в свою чергу впливає на чутливість приймача, на виході приймача – це проводити фільтрацію у самій антенній системі [1]. Таким чином виникає необхідність дослідити алгоритми просторово-часової обробки сигналів, які здатні функціонувати в межах широкого діапазону частот та апріорної невизначеності структури розвідуваного сигналу.

У літературі [2 – 7] досить широко висвітлені алгоритми обробки сигналів, тому слід обрати алгоритм, який здатен забезпечити ефективну роботу станції РТР у складній сигнальній обстановці.

Алгоритми цифрового спектрального аналізу. Під адаптивними антенними решітками розуміють такі антенні решітки, які дозволяють покращити вихідне відношення сигнал/(перешкода+шум) за рахунок відповідної обробки поля у розкритві антени. По суті, адаптивна антенна решітка формує про-

вали в прийомній діаграмі спрямованості антени у напрямках на джерела перешкод при максимальному можливому зберіганні корисного сигналу, а саме, здійснює просторову фільтрацію, чи просторову селекцію, сигналів на фоні перешкод.

Алгоритмів пеленгації із надрозділенням, включаючи і їх варіанти різного роду модифікацій дуже багато, тому у роботі будуть коротко проаналізовані основні групи алгоритмів, дотримуючись класифікації яка запропонована Нікелем [7]:

алгоритми лінійного прогнозу;

алгоритми типу Кейпона;

проекційні алгоритми;

алгоритми, які основані на узгодженні (підборі) параметричних моделей сигналів.

Алгоритми групи лінійного прогнозу. Найбільш відомим із цієї групи є алгоритм максимуму ентропії, або алгоритм підбору авто регресивної моделі, що призводить до отримання просторового спектру (пеленгаційного рельєфу) вигляду:

$$Q_{ME} = \frac{R_{11}^{-1}}{|V^{//} \cdot R_1^{-1}|^2}, \quad (1)$$

де R_1^{-1} – перший стовпчик оберненої кореляційної матриці; R^{-1} , R_{11}^{-1} – перший елемент першого стовпчика тієї ж матриці; V – вектор гіпотеза або опорний вектор.

Алгоритми даної групи застосовуються для аналізу часових рядів, а саме, для оцінки звичайного часового спектру. Можливість їх використання для оцінки просторового спектру, обмежуються в основному лінійними еквідистантними антенними решітками з рівномірним амплітудним розподілом, хоч практично застосування їх у нерегулярних лінійних антенних решітках також є можливим. Більшу складність представляє проблема коректної оцінки необхідного порядку авто регресивної моделі – довжини фільтра та довжини вектора R_1^{-1} у рівнянні (1). При малій дов-

жині фільтра, спектр по (1) є достатньо гладким, але з поганим розділенням. Якщо довжина фільтра прогнозу занадто велика, при хорошому розділенні, призводить до сильно флюктууючому спектру (високим боковим пелюсткам випадкового характеру).

Група алгоритмів Кейпона. Алгоритм Кейпона дає для пеленгаційного рельєфу вираз:

$$Q_c = \frac{1}{V^{//} \cdot R^{-1} \cdot V}, \quad (2)$$

де R^{-1} – обернена кореляційна матриця сигналів із виходів елементів антенної решітки; V – вектор гіпотеза.

Алгоритм Кейпона застосовується у решітках із любою конфігурацією та дає відносно низький рівень бічних пелюсток але вимагає відносно великої кількості навчальних вибірок – при наймі у два рази більше у порівнянні з кількістю елементів решітки.

Алгоритм теплового шуму.

$$Q_{\text{ТШ}} = \frac{1}{V^{//} \cdot R^{-2} \cdot V}. \quad (3)$$

У ідеальному випадку алгоритм теплового шуму (без урахування технічних характеристик та похибок апаратури) забезпечує більш високу роздільну здатність, ніж алгоритм Кейпона.

Використання більш високих ступенів оберненої кореляційної матриці при тих самих ідеалізованих умовах, дає алгоритми із більш високою роздільною здатністю. З ростом ступенів оберненої кореляційної матриці реальна роздільна здатність зростає не на багато, а обчислювальна складність зростає.

У групі проєкційних алгоритмів у першу чергу необхідно виділити алгоритм MUSIC, що базується на понятті сигнального та шумового підпросторів кореляційної матриці. Алгоритм MUSIC визначає пеленгаційний рельєф виразом:

$$Q_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{V^{//} \cdot P_N \cdot V}, \quad (4)$$

де

$$P_N = I - U_S \cdot U_S^{//} - \quad (5)$$

проектор на шумовий підпростір; U_S – матриця, стовпчиками якої є сигнальні власні вектори кореляційної матриці R . Алгоритм MUSIC, так як і алгоритм Кейпона, застосовується до антенних решіток різної конфігурації, але потенційно перевищує його за роздільною здатністю. Недоліком алгоритму MUSIC є необхідність попередньої оцінки розмірності сигнального (або шумового) підпростору, а також порівняно велика обчислювальна складність.

Якщо розмірність шумового підпростору дорівнює одиниці, а антенна решітка лінійна і еквідистантна, то алгоритм MUSIC еквівалентний алгоритму Писаренко.

У випадку лінійної еквідистантної антенної решітки проєкційні алгоритми можуть бути зведені

до так названої алгебраїчної форми, при якій пеленги джерел випромінювання визначається не екстремумами пеленгаційного рельєфу, як у алгоритмах які згадувались до цього, а аргументами комплексно значних коренів деяких поліномів. До таких рішень приводять алгоритми Рейді і Кумаресана-Гафтса, а у якості полінома виступає знаменник виразу типу (4), але з представленням шумового підпростору одним єдиним вектором.

Алгоритми, які базуються на узгодженні параметричних моделей сигналів. Група даних алгоритмів передбачає задання моделі сигналів з повним набором параметрів (напрямку, амплітуди, фази), з наступним підбором таких значень параметрів, які найкращим чином узгоджуються з результатами вимірювання. Алгоритми цієї групи відрізняються великою різноманітністю варіантів та підходів, та одночасно – великим об'ємом та значною складністю обчислень при будь-якому із варіантів. Тому алгоритми даної групи розглядати на предмет використання у засобах РТР є недоцільним.

Градентні алгоритми обробки сигналів: Широко відомий в силу своєї простоти та універсальності методу рішення задач управління, а саме, вирішення задачі адаптивної підстройки вагових коефіцієнтів системи з антенною решіткою. До градентних алгоритмів обробки сигналів відносяться алгоритм мінімізації середньої квадратичної помилки (МСКП) і диференційний алгоритм найшвидшого спуску (ДНС).

Алгоритм мінімізації середньої квадратичної помилки. При невідомих (але незмінних) статистиках сигналів не можливо точно розрахувати значення градієнта в кожній точці поверхні рівня, тому необхідно спочатку оцінити вказані статистики. При таких умовах необхідно оцінити і сам градієнт. Для такого класу задач запропонований алгоритм МСКП. Необхідно відмітити, що для реалізації даного алгоритму необхідно мати сигнал помилки, що визначаються виразом:

$$e(t) = d(t) - y(t) = d(t) - W^T(t) \cdot x(t), \quad (6)$$

де $e(t)$ – сигнал помилки; $W^T(t)$ – транспонована матриця вагового вектора; $d(t)$ – очікуваний відгук решітки; $y(t)$ – вихідний сигнал антенної решітки; $x(t)$ – вхідний сигнал антенної решітки.

Для отримання такого сигналу помилки, в свою чергу, необхідно мати опорний сигнал. Визначення вагового вектора здійснюється оцінкою градієнта вектора. Зміну вагового вектора можливо задати наступним чином:

$$W(k+1) = W(k) - \Delta_s \cdot \widehat{V}[\xi(k)], \quad (7)$$

де $W(k)$ – ваговий вектор перед початком кроку адаптації; $W(k+1)$ – ваговий вектор після виконання кроку адаптації; Δ_s – скалярна постійна величина

на яка визначає розмір кроку адаптації, та регулює сходження та стійкість; $\hat{\nabla}[\xi(k)]$ – оцінка градієнта.

Процес оцінювання градієнта можливо розглядати як статистичне усереднення при обмеженому об'ємі вибірки. При не ідеальній оцінці градієнта у процесі адаптації, будуть мати місце втрати в ефективності.

Таким чином, швидкість адаптації залежить від двох факторів: розміру кроку адаптації; об'єму вибірки, що використовується для розрахунку необхідних статистичних середніх.

Якщо у процесі адаптації розмір кроку адаптації обрано достатньо великим, то зміна вагових коефіцієнтів також буде вагомою, що обумовить виникнення коливального перехідного процесу. Якщо об'єм вибірки, який використовується для оцінки необхідних статистичних середніх, малий, то час, необхідний для отримання цих середніх, також є невеликим, що призведе до низької якості отриманих оцінок. Тому, в загальному випадку, ефективність у сталому режимі залежить від швидкості адаптації: чим вище швидкість адаптації, тим нижче ефективність.

Для отримання сигналу помилки в адаптивному процесорі при використанні алгоритму метода середньо – квадратичної помилки (МСКП) необхідно мати очікуваний корисний сигнал. Якщо такий сигнал співпадає з корисним, то вихідний сигнал адаптивної антенної решітки, є найкращою оцінкою корисного сигналу (по мінімуму СКП), при цьому шум подавлюється максимально. На практиці, особливо для засобів РТР, необхідна інформація про корисний сигнал відсутня.

У реальних адаптивних антенних системах, у яких реалізується алгоритм МСКП, в якості корисного сигналу штучно вводиться повністю відомий сигнал, який називають “опорний” або “пілот – сигнал”. Пілот – сигнал повинен мати такі ж самі (або при наймі близькі) як і у корисного вхідного сигналу просторові й спектральні характеристики. У багатьох практичних системах опорний сигнал формується із вихідного сигналу антенної решітки, при цьому характеристики адаптивної решітки повинні бути сумісними з параметрами сигналів, що приймаються. в загальному випадку це не проста задача, так як:

вагові коефіцієнти адаптивної антенної решітки є випадковими процесами, які модулюють корисний сигнал. Для того, щоб ця модуляція не погіршувала якість системи, необхідно певним чином підбирати форму корисного сигналу та алгоритм адаптації;

для розпізнання корисного сигналу та сигналу перешкоди за допомогою адаптивної решітки необхідно, щоб ці сигнали мали певні відмінності;

необхідно мати можливість формування опорного сигналу.

Пілот сигнал не обов'язково повинен бути точною копією корисного сигналу, він повинен задово-

ляти наступним умовам [7, 8];

він повинен бути сильно корельований з вихідним сигналом антенної решітки;

він не повинен бути корельований із складовими сигналами перешкоди на виході антенної решітки.

Якщо вказані умови виконуються, то адаптивна решітка буде працювати в заданому режимі, так як вагові коефіцієнти впливають лише на ступінь кореляції між опорним сигналом та сигналами на виходах елементів решітки.

Адаптивна антенна решітка, у якій реалізовано алгоритм МСКП з пілот сигналом, формує промінь у напрямку, який визначається параметрами пілот-сигналу. В межах смуги частот пілот-сигналу амплітудно-частотна характеристика сформованого променя постійна, а фазочастотна – лінійна. до того ж у цій смузі частот адаптивна решітка буде формувати нулі у діаграмі спрямованості в напрямку на точкові джерела шуму.

Диференціальний алгоритм найшвидшого спуску. У випадку, коли градієнт точно відомий на кожній ітерації, то в процесі адаптації ваговий вектор сходиться до оптимального вагового вектора. На практиці точне вимірювання градієнта не можливе, тому необхідно використовувати оцінки градієнта, які отримані по вибірці обмеженого об'єму.

Алгоритм ДНС відрізняється від решти градієнтних алгоритмів способом отримання оцінки градієнтів. У випадку, коли є лише один ваговий коефіцієнт ω , середньо квадратичну помилку можливо записати у вигляді:

$$\xi[\omega(k)] \cdot \Delta \xi(k) = \xi_{\min} + a \cdot \omega^2(k), \quad (8)$$

де $\xi[\omega(k)]$ – середньо квадратична помилка.

Перша та друга похідні середньо квадратичної похибки визначаються як:

$$\left[\frac{d\xi(k)}{d\omega} \right]_{\omega=\omega(k)} = 2 \cdot a \cdot \omega(k); \quad (9)$$

$$\left[\frac{d^2\xi(k)}{d\omega^2} \right]_{\omega=\omega(k)} = 2 \cdot a. \quad (10)$$

Процедура обчислення першої похідної вимагає зміни вагового вектора на $\pm\delta$ відносно поточного значення $\omega(k)$. Середнє значення середньо квадратичної помилки, отриманих при $\omega(k)+\delta$ та $\omega(k)-\delta$, буде більше значення середньо квадратичної помилки у точці $\omega = \omega(k)$ на величину γ . Звідки видно, що зміна вагового коефіцієнта призводить до погіршення ефективності при такому способі знаходження похідної.

Градієнт оцінюють методом кінцевих різниць. При такому методі, значення градієнта випадкові, так як вони основані не на істинних значеннях СКП, а на їх статистичних оцінках.

Для алгоритму ДНС неузгодження між необхідним градієнтом та оціненим, прямо пропорційний квадрату числа вагових коефіцієнтів та обернено пропорційне збудженню [7]. Крім того, неузгодження обернено пропорційне швидкості адаптації (чим більше швидкість, тим більше неузгодження). Так як алгоритм ДНС оснований на методі найшоршого спуску, то при його реалізації виникає проблема розподілу власних значень.

Порівняємо рівні неузгодження методів ДНС з МСКП. При заданому рівні неузгодження з ростом числа вагових коефіцієнтів постійна часу процесу адаптації при алгоритмі МСКП збільшується лінійно у той час, коли при алгоритмі ДНС – по квадратичному закону. Крім того, при алгоритмі МСКП відсутні збудження. Звідки видно, що у типових умовах швидкість адаптації алгоритму МСКП може бути вище швидкості адаптації алгоритму ДНС. Неузгодження визначаються як нормовані втрати в ефективності, що обумовлені наявністю шуму у ваговому векторі.

У реальних адаптивних систем, де використовується алгоритм ДНС, похибка при визначенні вагового вектора має не тільки випадкову складову, яка визначається шумом, а і додаткову систематичну складову, що визвана застосуванням методу вимірювання градієнта.

У зв'язку із цим виникають додаткові втрати в ефективності, мірою яких є значення збудження, які також характеризують нормовані перевищення СКП. Таким чином, загальне перевищення СКП є сумою вказаних складових та буде називатись повним неузгодженням.

На відміну від алгоритму МСКП алгоритм ДНС чутливий до кореляції між вибірковими значеннями сигналу помилки, так як така кореляція фактично значить зменшення ефективного об'єму вибірки при обчисленні оцінки градієнта. Причиною чого є збільшення фактичного неузгодження.

Інваріантні алгоритми обробки сигналів. Інваріантні методи обробки сигналів тривалий час широко використовуються в автоматичних системах керування [3] і в системах зв'язку, коли зовнішні завади не відомі.

Під інваріантними алгоритмами обробки сигналів розуміють алгоритми просторово – часової обробки сигналів, що спроможні формувати керовані у просторі провали у діаграмі спрямованості, які не залежать від робочої частоти [2 – 6].

Просторово-часова обробка сигналів у інваріантних антенних решітках (ІАР) дозволяє послабити вплив перешкод, при чому ІАР дозволяє подавлювати як ширококутні так і вузькокутні перешкоди.

Інваріантні алгоритми обробки сигналів, по способу синтезу діаграми спрямованості, поділяються на три типи антенних решіток:

- променевий синтез;
- елементний синтез;
- змішаний синтез.

Характеристика спрямованості ІАР представляється у вигляді визначника матриці, першим рядком якої є: діаграми спрямованості елементів – для елементного синтезу; діаграми спрямованості антенних підрешіток – для променевого синтезу; діаграми спрямованості антенних елементів та антенних підрешіток – для змішаного синтезу. Решта рядків визначника матриці являються просторовими фільтрами антенної решітки. Структура базових фільтрів залежить від методу синтезу ІАР. Сама складна структура базових фільтрів у антенної решітки, що синтезована променевим способом. Сама проста структура базових фільтрів у антени, що синтезована елементним способом.

Загальний вираз для розрахунку характеристики спрямованості інваріантної антенної решітки має вигляд:

$$F_{IAP} = \begin{vmatrix} F_{11} F_{12} \dots F_{1L} \\ \Phi_{21} \Phi_{22} \dots \Phi_{2L} \\ \dots \dots \dots \Phi_{kl} \dots \\ \Phi_{L1} \Phi_{L2} \dots \Phi_{LL} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

де F_{1L} – діаграма спрямованості L -го антенного елемента (в залежності від способу синтезу антени); Φ_{LL} – вираз базового фільтра антенної решітки, де LL – індекси номеру рядка та стовпчика визначника матриці. Кількість сформованих провалів у діаграмі спрямованості, яку можливо сформувати, на один менше ніж кількість елементів.

Перший рядок визначника матриці формує форму діаграми спрямованості, решта рядків визначника матриці формують провали у діаграмі спрямованості антени у заданих напрямках. Напрямок провалів, які формуються базовими фільтрами, визначаються часом затримки, які виставляються на керованих лініях затримки, що входять до складу базових фільтрів.

Положенням головних пелюсток можливо керувати у просторі лише у променевому способі синтезу решітки. При чому, при такому синтезі можливо формувати одночасно багато променів у діаграмі спрямованості. Кількість променів відповідає кількості антенних підрешіток. У методах синтезу елементному та змішаному, положенням променів діаграми спрямованості антени електронно керувати не можливо, крім того, при заданих методах синтезу формується лише один промінь.

Висновок

Отже, із проаналізованих алгоритмів просторово – часової обробки сигналів, які були проаналізовані у даній роботі, виявлено, що із адаптивних алгоритмів обробки сигналів для засобів радіотехні-

чної розвідки алгоритми просторово – часової обробки сигналів, крім градієнтних алгоритмів, не можливо застосувати у засобах РТР. У даних алгоритмах на виході антенних решіток є лише амплітуда сигналу, який необхідно запеленгувати (пеленгаційний рельєф). Для виконання завдань радіотехнічної розвідки крім пеленгу на ціль необхідно знати структуру сигналу, який розвідується.

У градієнтних алгоритмах обробки сигналів на виході антени є реальний сигнал, який виділяють на фоні перешкод, але при реалізації даних алгоритмів для засобів розвідки є певні труднощі.

Алгоритм МСКП оснований на використанні методу найшвидшого спуску, при використанні в якості критерія ефективності СКП, та служить для отримання простої реалізації адаптивної антенної решітки, що найбільше підходить для систем зв'язку з безперервними сигналами. Для реалізації алгоритму МСКП необхідно використовувати опорний сигнал, який порівнюється з вихідним сигналом антенної решітки, та використовується для отримання сигналу помилки. Цей метод використовують для адаптивних решіток, коли є відмінності у модуляційних характеристиках корисного сигналу та перешкоди. Основною частиною системи, яка реалізує алгоритм МСКП із зворотнім зв'язком, є корелятор, необхідний для отримання оцінки градієнта. Тому для реалізації алгоритму МСКП у випадку N-елементної антенної решітки необхідно N кореляторів для керування кожним елементом.

В деяких практичних випадках може бути не бажаним використання кореляторів, як при алгоритмі МСКП. У таких випадках можливо використати алгоритм ДНС, при якому необхідне безпосереднє вимірювання критерію ефективності. У порівнянні із алгоритмом МСКП алгоритм ДНС характеризується менш благоприємними рівнями неузгодження та швидкості адаптації. Обидва вказаних алгоритми

мають однакову чутливість швидкості сходження до розподілу власних значень кореляційної матриці вхідного сигналу.

Крім того, самі по собі алгоритми є вузькосмуговими так як фазовий розподіл на апертурі антени виставляється фазообертачами, які в свою чергу є вузькосмуговими.

Для засобів РТР краще всього застосувати інваріантні алгоритми обробки сигналів, а саме ІАР, що синтезована променевим способом.

Список літератури

1. Основи радіолокації: навч. посіб. / В.В. Атаманюк, А.М. Зубков, Ю.В. Шабатура. – Львів: АСВ, 2012. – 169 с.
2. Поелементний і змішаний синтез інваріантних антенних решіток / В.В. Вороніков, О.В. Зелінський, М.В. Коваленко, Ю.О. Колос, В.В. Чухов // Вісник ЖІПІ. – Житомир, 1999. – № 11. – С. 133-138.
3. Коваленко М.В. Синтез інваріантних антенних решіток // Вісник ЖІПІ. – Житомир, 1999. – № 9. – С. 178-184.
4. Алгоритм вимірювання частоти ІАР / М.В. Коваленко, Ю.О. Колос, І.І. Опанасюк, С.О. Соболенко // Збірн. наукових праць ЖВІРЕ. – Житомир, 2004. – № 8. – С. 48-52.
5. Оцінка впливу параметрів цифрового діаграмоутворювача на глибину та положення нулів діаграми спрямованості передавальної інваріантної антенної решітки / М.В. Коваленко, Ю.О. Колос, І.І. Опанасюк, С.О. Соболенко // Вісник ЖІПІ. – Житомир, 2004. – № 4. – С. 25-29.
6. Використання частотних властивостей інваріантної антенної решітки у амплітудній сумарно – різницевій моноімпульсній пеленгації / О.А. Машков, В.А. Шурінок, І.І. Опанасюк, С.В. Петраш, С.О. Соболенко // Труды академії. – К., 2005. – № 64. – С. 56-61.
7. Манзиго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки / Р.А. Манзиго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
8. Уидроу, Мантей, Гриффитс, Гуд. Адаптивные антенные системы // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55, № 12. – С. 78-95.

Надійшла до редколегії 19.02.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.Д. Карлов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ВЫБОР АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ ДЛЯ СРЕДСТВ РТР

И.И. Опанасюк

Проанализированы алгоритмы пространственно-временной обработки радиосигналов с целью использования их в средствах радиотехнической разведки с возможностью адаптивного формирования диаграммы направленности в широком диапазоне частот. Выбраны широкополосные алгоритмы, способные функционировать при априорной неопределенности по отношению к структуре пеленгуемого сигнала с учетом обеспечения максимального соотношения сигнал/шум+помеха на выходе антенной системы.

Ключевые слова: цифровые алгоритмы обработки сигналов; пеленгация сигналов; антенная решетка; широкая полоса частот; адаптивная диаграмма направленности.

ANALYSIS OF ALGORITHMS OF SPACE-TIME PROCESSING OF RADIO SIGNALS USED FOR SIGNAL TROOPS ASSETS

I.I. Opanasuk

The article examines algorithms of space-time processing of radio signals, which are used for signal intelligence assets with possibility of adaptive forming of directional pattern in the wide range of frequencies. It researches wideband algorithms that are able to function at prior uncertainty in relation to the structure of located signal and taking into account maximal correlation of signal/noise+ interference on the output of aerial system.

Keywords: digital algorithms of processing of signals; direction finding of signals; array; wide range of frequencies; adaptive directional pattern.