

## МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ СТУПЕНЯ РОЗРІЗНЕННЯ ЕХО-СИГНАЛІВ ПРИ РОЗВ'ЯЗАННІ ЗАДАЧ АКТИВНОЇ ТА НАПІВАКТИВНОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ НА ОСНОВІ КОРЕЛЯЦІЙНОГО ОЦІНЮВАННЯ КВАДРАТУРНОЇ ФЛУКТУАЦІЙНОЇ СКЛАДОВОЇ

*В статті описується метод підвищення ступеня розрізнення радіолокаційних ехо-сигналів на основі оцінювання кореляційних властивостей їх комплексної обвідної з урахуванням амплітудних та кутових флукуаційних складових. В основі розробленого методу покладено алгоритм, який передбачає застосування двох паралельних гілок в схемі детектування – амплітудної та квадратурної, причому на квадратурній виділяється не сам сигнал, а його флукуаційні складові (амплітудна та кутова). За рахунок того, що флукуаційні складові мають випадковий характер, при цьому статистично незалежні між собою, їх комбінація утворює комплексну обвідну з оптимальнішими кореляційними властивостями ніж у комплексної обвідної прямокутного радіоімпульсу.*

*The article describes a method of increasing the degree distinction radar echo-signals based on an assessment of the correlation properties of the complex envelope of the light fluctuation amplitude and angular components. The basis of the developed method laid algorithm, which provides for two parallel branches in the scheme of detecting – and quadrature amplitude, whereby stands for quadrature signal and not the fluctuation of its parts (and relay). Due to the fact that the fluctuation components have random character, with statistically independent of each other, their combination forms a complex with bypass correlated properties than the complex envelope of rectangular radio pulse.*

Ключові слова: радіолокаційні засоби, детектування, роздільна здатність, розрізнення сигналів, амплітудна нестабільність, кутова нестабільність, кореляційна обробка.

### Вступ

Аналіз структур сучасних радіолокаційних станцій активного та напівактивного типів показав, що їх прийомопередавачі, незалежно від того цифрова чи аналогова обробка сигналів застосовуються, будуються, як правило [4, 5], за класичною схемою, в якій всі випадкові (флукуаційні) процеси на будь-якому етапі періоду зондування сприймаються однозначно як дестабілізуючі. Відповідно цьому, в структурах та алгоритмах роботи радіолокаційних станцій вживається ряд заходів, направлених на мінімізацію їх впливу. Проте, в роботах [2, 3] автором було показано, що використання флукуаційної складової в зондуючому сигналі шляхом застосування певних узгоджених алгоритмів обробки ехо-сигналів, при реалізації імпульсних методів радіолокації, дає змогу значно підвищити ефективність процесу їх виявлення та розрізнення. Проте, запропонований в цих роботах метод обробки сигналів вимагає застосування двох операцій – визначення форми (часової динаміки) кутової флукуаційної складової в зондуючому сигналі при його формуванні в передавачі та синтез узгодженого цієї форми алгоритму обробки в приймачі. Зважаючи на малий інтервал часу між моментом закінчення випромінювання та моментом початку прийому ехо-сигналів, для реалізації такого підходу необхідно застосовувати швидкодіючі обчислювальні засоби і крім того можливість його реалізації обмежується лише активними імпульсними методами радіолокації.

В даній статті, запропоновано метод обробки радіолокаційних ехо-сигналів з використанням флукуаційної складової в їх комплексній обвідній, що формується внаслідок дії дестабілізуючих факторів у роботі передавача при формуванні зондуючих сигналів, без попереднього дослідження її форми (часової динаміки), що дає змогу реалізувати його в приймачах напівактивних радіолокаційних засобів, а також при застосуванні складних (квазінеперервних) зондуючих сигналів в активних радіолокаційних засобах.

### Основна частина

Математична модель зондуючого радіолокаційного сигналу в загальному випадку може бути представлена виразом:

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (1)$$

де  $U(t)$  – модулююча за амплітудою складова зондуючого сигналу, причому в простому випадку це модулюючий імпульс прямокутної форми:

$$U(t) = \begin{cases} U_0, & 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, & t < 0, t > \tau_i; \end{cases} \quad (2)$$

$\omega_0, \varphi_0$  – відповідно частота та фаза несучого надвисокочастотного (НВЧ) коливання;

$\varphi(t)$  – кутова модулююча складова зондуючого сигналу (присутня при застосуванні складних зондуючих сигналів).

Таким чином, з урахуванням виразів (1) та (2) і за умови використання зондуючих сигналів без внутрішньої кутової модуляції ( $\varphi(t) = 0$ ) загальна модель зондуючого радіолокаційного сигналу прийме

вигляд:

$$u(t) = \begin{cases} U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, & t < 0, t > \tau_i. \end{cases} \quad (3)$$

Для прийому саме такої моделі сигналу оптимізуються приймачі радіолокаційних станцій, при цьому можливості по їх розрізненню, а відповідно і можливості радіолокаційного засобу по роздільній здатності визначаються виключно тривалістю та формою модулюючих імпульсів  $U(t)$ , оскільки база

сигналу  $B = \frac{1}{\tau_i} \tau_i = 1$ , а форма кореляційної функції зондуючого сигналу визначається їх кореляцією.

Комплексна обвідна такого сигналу визначається як

$$\dot{U}(t) = U(t)e^{j\varphi_0}, \quad (4)$$

а її кореляційна функція з урахуванням (2) буде мати вигляд:

$$B(\tau) = \begin{cases} U_0^2 (\tau_i - |\tau|), & |\tau| \leq \tau_i; \\ 0, & |\tau| > \tau_i. \end{cases} \quad (5)$$

Потенційне розрізнення сигналів з такою кореляційною функцією комплексної обвідної можливе лише у тому випадку (рис. 1), коли вони не перекриваються у часі [4, 5] (на рівні 0,5 основної пелюстки кореляційної функції комплексної обвідної).

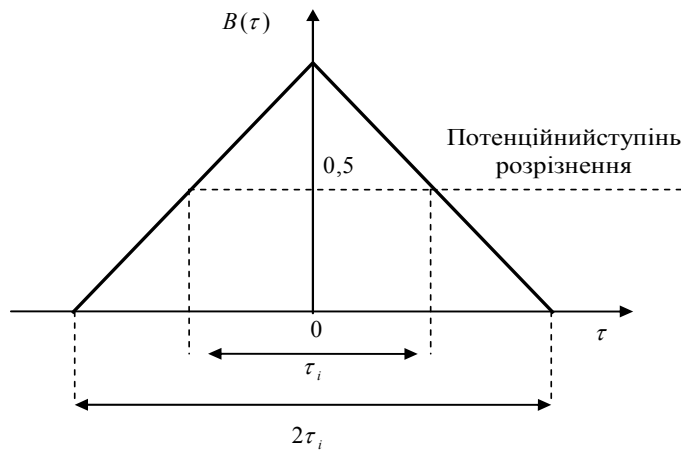


Рис. 1. Кореляційна функція сигналу з прямокутною формою обвідної

Проте, як було показано в роботах [2,3], в наслідок дії ряду дестабілізуючих факторів у передавачі при формуванні зондуючих сигналів [1, 5], математична модель зондуючого сигналу містить ряд флукуаційних амплітудних і кутових складових. При цьому модель сигналу можна записати в наступному вигляді:

$$u(t) = \begin{cases} U'(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \theta(t)), & 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, & t < 0, t > \tau_i, \end{cases} \quad (4)$$

де  $U'(t) = U(t) + \zeta_A(t)$  – модулюючий по амплітуді імпульс з урахуванням амплітудної флукуаційної складової  $\zeta_A(t)$ ;

$\theta(t)$  – кутова флукуаційна складова зондуючого НВЧ сигналу.

Враховуючи випадкову форму флукуаційних складових, реалізувати на їх основі виявлення ехо-сигналів без попереднього аналізу неможливо, оскільки за відсутності апіорної складової в алгоритмі оптимальної обробки її ефективність дорівнює нулю. Тому обробку ехо-сигналів з використанням амплітудної та кутової флукуаційних складових необхідно здійснювати в два етапи:

- 1) виявлення за звичайним алгоритмом;
- 2) розрізнення за квадратурною (амплітудно-кутовою) складовою нестабільності.

На першому етапі, за звичайним алгоритмом (амплітудне детектування) виявляються ехо-сигнали. Момент, коли на виході порогового пристрою формується сигнал, свідчить про наявність ехо-сигналу або суміші декількох ехо-сигналів, а по кореляційній гілці оцінюється їх кількість. Сутність кореляційного оцінювання полягає в тому, що всі ехо-сигнали в суміші за амплітудно-кутовою флукуаційною складовою корелюють між собою, оскільки сформовані одним джерелом, при цьому випадкова форма цієї складової забезпечує низький рівень кореляції (в загальному випадку відсутність кореляції) з іншими завадами та сигналами. Структурна схема приймача, який працює за таким алгоритмом, буде містити квадратурний

детектор і дві окремі гілки обробки ехо-сигналів після детектора – амплітудну і кореляційну (рис. 2).

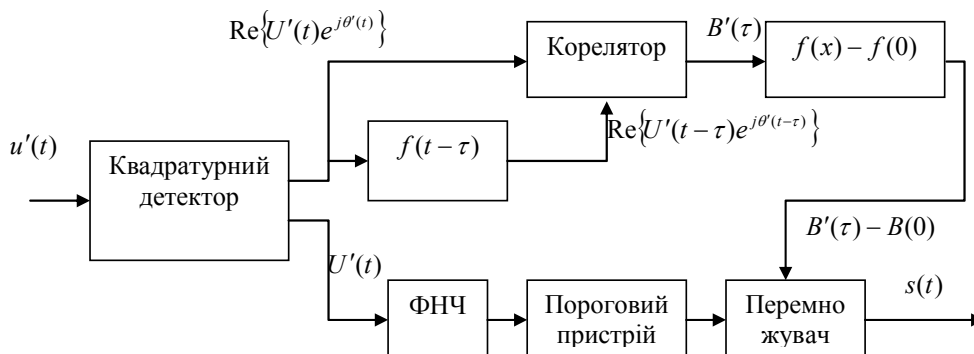


Рис. 2. Структурна схема приймача

За наявності ехо-сигналу тільки від однієї цілі його автокореляційна функція буде містити тільки один пік (за умови шумоподібності флукутаційної складової), який на вході перемножувача компенсується елементом  $(f(x) - f(0))$ , а відповідно вихідний сигнал  $s(t)$  дорівнює нулю. За наявності в суміші двох ехо-сигналів, окрім суми автокореляційних членів кожного із сигналів і завад, будуть присутні два всплески на кореляційній функції, амплітуда яких відповідає рівню взаємкореляції двох ехо-сигналів і т.д.

Математично це можна пояснити наступним чином. Відповідно (4), комплексна обвідна зонduючого сигналу з урахуванням флукутаційних складових може бути виражена виразом:

$$\dot{U}(t) = \begin{cases} U(t)e^{j(\varphi_0 + \theta(t))}, & 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, & t < 0, t > \tau_i, \end{cases} \quad (5)$$

при цьому, якщо врахувати динамічні в часі складові, вираз (5) можна записати у вигляді:

$$\dot{U}(t) = \begin{cases} U(t)e^{j\theta(t)}, & 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, & t < 0, t > \tau_i. \end{cases} \quad (6)$$

Кореляційна функція сигналу з комплексною обвідною (6) визначається з виразу:

$$B(\tau) = \int_0^{\tau_i} \dot{U}(t)\dot{U}(t - \tau)dt. \quad (7)$$

Порівнюючи вирази (4) і (6), легко дійти висновку, що кореляційна функція (7) у випадку (6) при  $\theta(t) \neq 0$  і (або)  $\zeta_A(t) \neq 0$  буде мати оптимальніший вигляд, з точки зору розрізнення сигналів. При цьому, чим більші амплітудні значення цих складових, тим більший вииграш в розрізненні.

Значний вплив на ширину основної пелюстки та рівень бокових викидів кореляційної функції має форма амплітудної і кутової флукутаційних складових. На рис. 3 наведено приклад зміни кореляційних властивостей радіоімпульсу за наявності тільки кутової складової у формі ламаної лінійної функції (така динаміка кутової складової притаманна радіоімпульсам сформованим імпульсними генераторами НВЧ магнетронного типу).

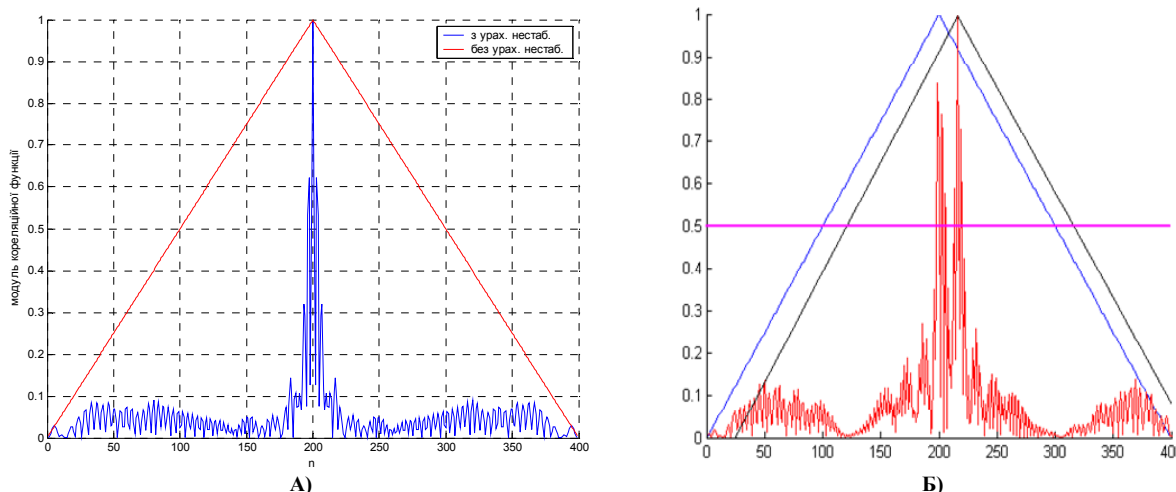


Рис. 3. Зміна форми кореляційної функції імпульсного зонduючого сигналу (а) та порівняльна оцінка ступеня розрізнення сигналів при кореляційній обробці (б)

З рис. 3 видно, що урахування автокореляційних властивостей комплексної обвідної зондуючих сигналів призводить до значного підвищення ступеня їх розрізнення. При різних комбінаціях форм амплітудної та кутової флукуаційних складових може досягатись різний вигравш за розрізненням, навіть при сталих величинах їх амплітуд, а відповідно його величина в різних періодах зондування буде різною, що вимагає застосування статистичних методів для її оцінки.

#### Висновок

Таким чином, розроблений метод дає змогу без внесення змін в передавач і більш того без попереднього синтезу узгодженого алгоритму в кожному періоді зондування (на відміну від методу наведеного в роботах [1, 2]) досягати значного підвищення ступеня розрізнення ехо-сигналів, а відповідно і роздільної здатності радіолокаційних засобів активного та напівактивного типу. Проте, через виключення з кореляційної функції складової  $B(0)$ , у випадку прийому одного ехо-сигналу, на виході перемножувача він скомпенсується, відповідно даний метод не може бути використаний самостійно, а тільки як допоміжний засіб до основного алгоритму виявлення та розрізнення.

#### Література

1. Вамберский М. В. Передающие устройства СВЧ: [учебное пособие для радиотехнических спец. вузов] / Вамберский М. В., Казанцев В. И., Шелухин С. А.; под ред. М. В. Вамберского – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.
2. Чесановський І. І. Обробка радіолокаційних сигналів з урахуванням внутрішньоімпульсних фазочастотних нестабільностей / О. М. Шинкарук, І. І. Чесановський // Зб. наук. пр. Військ. ін-ту Київського нац. ун-ту ім. Тараса Шевченка. – К.: ВІКНУ, 2009. – Вип. № 17. – С. 89–92.
3. Чесановський І. І. Трансформування функції невизначеності радіосигналів з урахуванням внутрішньоімпульсної фазочастотної нестабільності / І. І. Чесановський // Зб. наук. пр. Нац. акад. Держ. прикордон. служби України ім. Б. Хмельницького. – Хмельницький: НАДПСУ, 2009. – № 50. – С. 58–62.
4. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: [учебник] / Баскаков С. И. – М.: Высш. школа, 1983. – 536 с.
5. Справочник по радиолокации / [под ред. М. Скольника]. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.

Надійшла 19.9.2010 р.

УДК 621.391.26

О.М. ШИНКАРУК

Хмельницький національний університет

## МЕТОДИЧНІ ПІДХОДИ ЩОДО ПОБУДОВИ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ГОТОВНОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ У НЕОДНОРІДНИХ ПРОЦЕСАХ

*В даній статті розглянуто процедуру перетворення системи диференціальних рівнянь в кінцеві аналітичні функції, що представляють собою моделі готовності радіотехнічних систем у неоднорідних процесах. При цьому показано схему підходу до рішення систем диференціальних рівнянь при використанні нормувальної умови та їх часткового розв'язку при формуванні загального розв'язку лінійного неоднорідного рівняння зі сталими коефіцієнтами*

*In this article procedure of transformation of the system of differential equalizations is considered in eventual analytical functions which are models of readiness of the radio engineerings systems in heterogeneous processes. The chart of going is thus rotined near the decision of the systems of differential equalizations at the use of condition and them partial decision at forming of general decision of linear heterogeneous equalization with permanent coefficients.*

Ключові слова: готовність радіотехнічних систем, неоднорідні процеси, марківська модель, функція готовності, нестационарні ймовірності станів.

#### Вступ та постановка завдання

Однією з задач теорії та практики експлуатації радіотехнічних систем є виявлення характерних тенденцій процесу зміни їх технічного стану з метою реалізації адаптивних профілактико-відновлювальних заходів, оцінки реального остаточного ресурсу, уповільнення швидкості протікання деградаційних процесів і т.д.. Як правило, будь-яка радіотехнічна система вважається структурно-однорідним об'єктом, і тому в якості методичного апарату побудови математичних моделей готовності може бути використана марківська модель [1, 2] з двома можливими станами, що для загального випадку представлена на рис. 1.

Для технічної системи, граф станів якої представлений на рис.1, функція готовності має наступний вигляд [3, 4]:

$$S(t) = \frac{\mu}{\lambda + \mu} \left( 1 + \frac{\lambda}{\mu} e^{-(\lambda + \mu)t} \right). \quad (1)$$