

## РЕЗУЛЬТАТИ АНАЛІЗУ ПАРАМЕТРІВ ПРИЙМАЧА СИГНАЛІВ З ЛІНІЙНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ПРИ ЕНЕРГЕТИЧНО ПРИХОВАНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ

*Проведено аналіз методів оброблення та обґрунтування оптимальних алгоритмів прийому сигналів з лінійною частотною модуляцією при енергетично прихованому режимі роботи. Наведено результати розрахунків параметрів декореляції шумів в оптимальних алгоритмах оброблення енергетично прихованих сигналів. Визначено окремі принципи побудови приймаючих пристроїв сигналів з лінійною частотною модуляцією при енергетично прихованому режимі роботи.*

**Ключові слова:** автокореляційний алгоритм, апріорна невизначеність, енергетично прихований сигнал, кореляційний метод, оптимальний алгоритм, радіомоніторинг, складний сигнал, широкопasmовий сигнал.

### Постановка проблеми. Аналіз останніх досліджень і публікацій

Однією з тенденцій розвитку систем передавання інформації (СПІ) є застосування в радіоканалах сигналів з розширеним спектром (spread spectrum). Таке рішення дає змогу значно покращити такі важливі характеристики радіоелектронних засобів (РЕЗ), як завадостійкість, прихованість, точність сумісного вимірювання швидкості і відстані до рухомих об'єктів, ефективність роботи у завантажених радіочастотних діапазонах в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль тощо. Зростання зацікавленості до таких (складних, широкопasmових, шумоподібних) сигналів обумовлено також розвитком цифрових методів їх формування і оброблення.

Наукові досягнення в галузі формування і оброблення сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) широко застосовуються в засобах зв'язку [1] і радіолокації [2] військового призначення для забезпечення енергетично прихованого режиму їх роботи. Тому радіомоніторинг таких засобів є актуальним.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Відомі такі методи покращення відношення сигнал/шум на виході приймального пристрою [3–7]: спектральний, кореляційний (оцінювально-кореляційний), компенсаційний (оцінювально-компенсаційний), модуляційний та їх комбінації. Наведений перелік методів обробки визначає універсальний набір оптимальних операцій, які можуть бути використані в процесі спостереження. На основі комбінування оптимальних алгоритмів можуть бути отримані різноманітні конфігурації пристроїв обробки сигналів, наприклад, оцінювально-кореляційно-компенсаційний алгоритм. У радіочастотному моніторингу (РМ) найбільш широко використовуються спектральний і кореляційний методи.

Виходячи із сутності методу розширення спектра, в приймальному пристрої для стиснення смуги частот сигналу та відновлення даних використовується спеціальний код, аналогічний коду передавача і синхронізований з ним. Тобто для отримання інформації потрібно синхронно демодулювати сигнал відповідно до функції, що розширює його спектр [8]. Також слід враховувати, що нормальним режимом роботи РЕЗ з використанням енергетично прихованих сигналів (ЕПС) є випадок, коли потужність корисного сигналу набагато менша за потужність шуму, тому перевагу слід надати автокореляційному методу обробки ЕПС [9–11].

При обробці в кореляторі сигналу з розширеним спектром опорне коливання має повторювати сигнал на вході основного каналу. Якщо є суттєві структурні розбіжності сигналів або невідповідності набігу фаз внаслідок різниці частот, на виході корелятора сигнальна складова буде мінімальною. Тому при вирішенні завдань РМ в умовах апріорної невизначеності параметрів сигналів широко застосовується автокореляційний метод. Цей метод є оптимальним у разі виявлення сигналів невідомої форми на фоні гауссівського стаціонарного шуму (завади) та має широкі функціональні можливості при вирішенні статистичних завдань первинного оброблення інформації [9–11].

Автокореляційний метод можна реалізувати на основі енергетичного, двоканального і одноканального алгоритмів [9–12], які можуть забезпечувати як узгоджене, так і неузгоджене приймання ЕПС відносно смуги пропускання приймача. Наявність апріорної невизначеності обумовлює необхідність використання при радіомоніторингу РЕЗ з ЕПС автокореляційного методу, який є стійким до апріорної невизначеності параметрів вхідних сигналів.

### Мета статті

Метою статті є обґрунтування і визначення параметрів приймача на основі автокореляційного

методу виявлення та оброблення сигналів з лінійною частотною модуляцією при енергетично прихованих режимах роботи.

**Виклад основного матеріалу дослідження**

Енергетичний, двоканальний і одноканальний алгоритми виявлення сигналу на фоні білого шуму при відомому інтервалі існування сигналу [9–12] мають вигляд:

$$z_{EH} = \frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}} >> z_0; \quad (1)$$

$$z_{Дв} = \frac{1}{T} \int_0^T y_1(t)y_2(t - \Delta\tau) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}} >> z_0; \quad (2)$$

$$z_{Од} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t)y(t - \tau_{ЛЗ}) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}} >> z_0, \quad (3)$$

де  $z_{EH}$ ,  $z_{Дв}$ ,  $z_{Од}$  – ефект на виході енергетичного, двоканального і одноканального пристрою виявлення відповідно;

$T$  – час спостереження;

$y(t)$ ,  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$  – вхідні сигнали енергетичного і одноканального пристрою виявлення в першому  $y_1(t)$  і другому каналі  $y_2(t)$  двоканального пристрою виявлення відповідно;

$\tau_{ЛЗ}$  – величина часового зміщення, яке вносить лінія затримки (ЛЗ) в одноканальний алгоритм виявлення для декореляції завади  $\xi(t)$ ;

$\Delta\tau$  – часова неузгодженість між процесами в

першому  $y_1(t)$  і другому каналі  $y_2(t)$  двоканального алгоритму виявлення;

$H_1(t)$ ,  $H_0(t)$  – гіпотези про наявність корисного сигналу та його відсутність у прийнятому вхідному сигналі відповідно;

$z_0$  – поріг виявлення.

Структурні схеми енергетичного, двоканального і одноканального пристрою виявлення наведені на рис. 1.

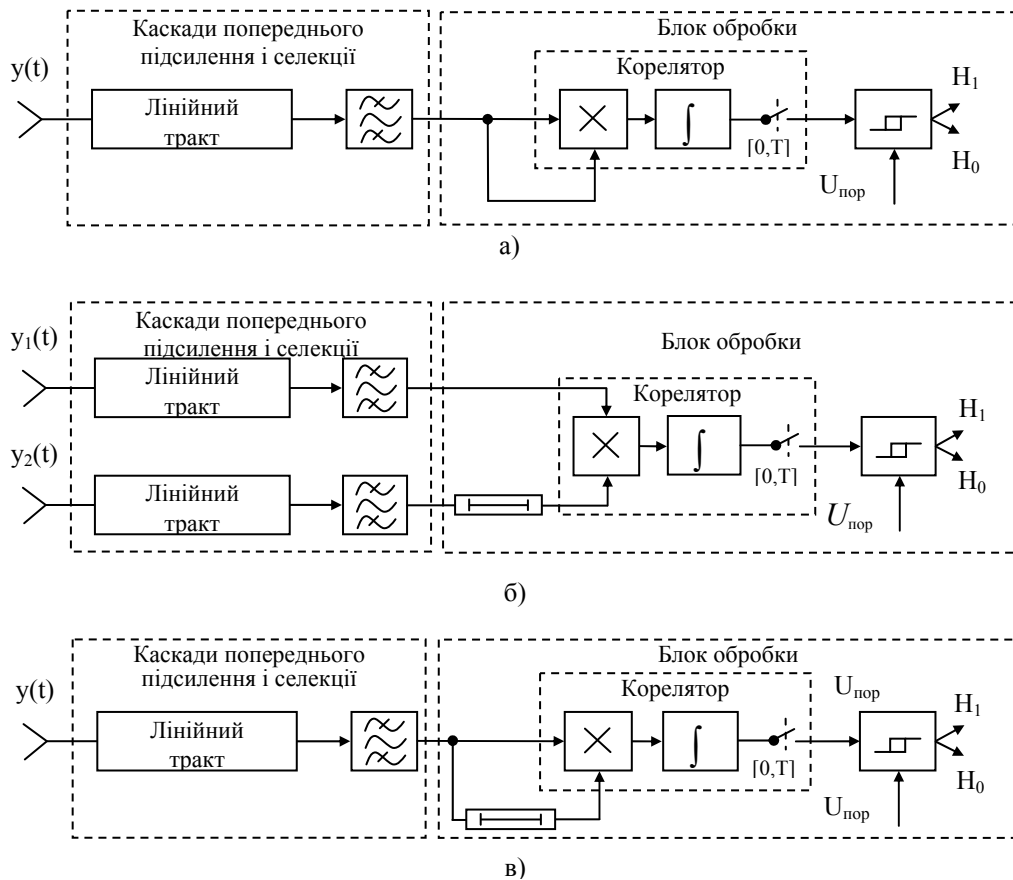
Для проведення аналізу роботи алгоритмів обробки сигналів, наведених на рис. 1, розглянемо лише двокомпонентну модель вхідного сигналу [11]:

$$y(t) = \theta s(t, x, \alpha) + \xi(t), \quad (4)$$

де  $s(t, x, \alpha)$  – енергетично прихований сигнал з інформаційними параметрами  $x$  і сукупністю параметрів  $\alpha$ , які характеризують рівень апіорної невизначеності;

$\xi(t) = \xi_0(t) + \xi_1(t) + \xi_2(t)$  – флуктуаційний не корельований гауссівський стаціонарний шум, який складається з адитивної суміші внутрішніх шумів приймача  $\xi_0(t)$ , зовнішніх шумів природного  $\xi_1(t)$  і штучного  $\xi_2(t)$  походження, що апроксимуються стаціонарним білим шумом з двосторонньою спектральною щільністю  $N_0/2$ ;  $\theta$  – індикаторна змінна, яка має значення 1 і 0 залежно від наявності або відсутності в прийнятій реалізації  $y(t)$  сигналу  $s(t)$ .

Найбільш поширеним природним шумом у діапазоні від метрових до міліметрових хвиль є шуми космічного походження (включаючи Сонце).



**Рис. 1. Структурні схеми приймального пристрою енергетичного (а), двоканального (б) і одноканального (в) алгоритму виявлення**



каналу на вхід іншого досягається використанням двох окремих антен. У кожному незалежному приймальному каналі здійснюється їх взаємне зіставлення. Шуми приймальних каналів некорельовані, а сигнальні складові сильно корельовані, тому на виході блока множення буде флуктуаційна складова власних шумів приймальних каналів, а за наявності сигналу ще й постійна складова.

Слід зазначити, що “білий” шум має нульовий час кореляції і накопичуватись не може. У реальних кореляторах (за результатами моделювання), навіть некорельовані на вході шуми призводять до ефекту його накопичення, а інтенсивність шуму має величину одного порядку зі слабкими вхідними сигналами. Розглянемо це протиріччя більш детально.

У разі дії на вході корелятора “білого” шуму  $\xi(t)$  ефект на виході інтегратора має випадковий характер, тобто  $z(t)$  буде випадковою функцією. Визначимо числові характеристики цієї функції, а саме: середнє значення (математичне очікування) та потужність (дисперсію) на виході корелятора.

Як відомо [12], електронних схем, які б ідеально реалізували процес інтегрування, на сьогодні не розроблено. Тому на практиці застосовують інерційні схеми, похибкою інтегрування яких за певних умов можна знехтувати.

Відеочастотний інтегровальний пристрій фізично реалізується на базі RC фільтра нижніх частот, у якого постійна часу  $\tau_{RC} = RC = 0,25 \Delta f_{эф} \gg T$ , де  $\Delta f_{эф}$  – ефективна смуга пропускання інтегровальної схеми, що визначається еквівалентними значеннями R і C з урахуванням паразитних провідностей і ємностей. Даний пристрій реалізовується на операційних підсилювачах, де основним елементом є RC фільтр нижніх частот [13].

Інтегратор корелятора, який фізично реалізується на базі RC фільтра нижніх частот, описується таким диференціальним рівнянням [15]:

$$\frac{dz(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{RC}} z(t) = \frac{1}{\tau_{RC}} \xi(t), \quad (5)$$

де  $\tau_{RC} = RC$  – постійна часу фільтра нижніх частот;

R, C – величини опору резистора і ємності конденсатора фільтра.

За нульових початкових умов (ємність C розряджена, тобто  $z(0) = 0$ ) рівняння (5) має вигляд [15]:

$$z(t) = \frac{1}{\tau_{RC}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{RC}}\right) \int_0^t \exp\left(\frac{x}{\tau_{RC}}\right) \xi(x) dx, \quad (6)$$

Рівняння (5) відносно середнього значення  $m_Z(t)$  випадкового процесу  $z(t)$  на виході інтегратора має вигляд [15]:

$$m_Z(t) = m_\xi \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{RC}}\right)\right), \quad (7)$$

де  $m_\xi$  – середнє значення випадкового процесу (білого шуму) на вході інтегратора.

Функція кореляції  $K_Z(t, \tau)$  випадкового процесу “білого” шуму)  $z(t)$  на виході інтегратора має вигляд [15]:

$$K_Z(t, \tau) = \frac{N_0}{4\tau_{RC}} \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_{RC}}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2t}{\tau_{RC}}\right)\right), \quad (8)$$

де  $N_0$  – одностороння спектральна щільність потужності “білого” шуму;

$\tau$  – величина часового зміщення.

Якщо у виразі (7)  $\tau = 0$ , то дисперсія  $\sigma_Z^2(t)$  випадкового процесу  $z(t)$  на виході інтегратора визначається так [15]:

$$\sigma_Z^2(t) = \frac{N_0}{4\tau_{RC}} \left(1 - \exp\left(-\frac{2t}{\tau_{RC}}\right)\right), \quad (9)$$

Якщо інтервал спостереження ( $t \rightarrow \infty$ ) досить великий, середнє значення, функція кореляції і дисперсія будуть наближатись до числових величин, які описані рівняннями (7–9) відповідно до [15]:

$$m_Z(t) = m_\xi,$$

$$K_Z(t, \tau) = \frac{N_0}{4\tau_{RC}} \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_{RC}}\right), \quad (10)$$

$$\sigma_Z^2(t) = \frac{N_0}{4\tau_{RC}}.$$

У разі наявності на входах корелятора “білого” шуму він не зможе дати відгук на виході до того моменту часу, поки на вході корелятора не буде подано сигнал. Тому  $z(t)$  є нормальним стаціонарним випадковим процесом з нульовим математичним очікуванням.

Очевидно, якщо два процеси незалежні, то їх взаємкореляція повинна дорівнювати нулю. Однак, як це впливає з (7–9), обчислена корелятором випадкова величина  $z(t)$  має дисперсію, яка з часом змінюється від моменту початку спостереження. Розглянемо причини цього протиріччя.

Шум  $\xi(t)$  є випадковим процесом, тому функція взаємкореляції шуму повинна дорівнювати нулю за умови, що спостереження здійснюється нескінченно довго. При дії шуму на корелятор спостереження ведеться обмежений час T. Тоді обчислення може дати тільки оцінку взаємкореляційної функції і оціночне значення математичного очікування, відмінне від нульового значення.

У разі збільшення інтервалу спостереження, математичнє очікування оцінки взаємкореляції наближається до нуля, а приріст дисперсії шуму зменшується внаслідок того, що взаємкореляція шуму слабне. Корелятор накопичує шумову складову при дії шуму, але накопичення йде повільно тому, що середньоквадратична напруга пропорційна  $\sqrt{t}$ , а корисний сигнал накопичується значно швидше. При постійній потужності корисного сигналу вихідний ефект корелятора зростає пропорційно часу накопичення.

Таким чином, двоканальний алгоритм (рис. 1 б) доцільно застосовувати для виявлення і оброблення ЕПС, але він має суттєвий недолік, який полягає в необхідності забезпечення ідентичності роботи обох каналів (лінійних трактів). Викликає певні труднощі збереження значень амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик, високого ступеня розв'язки обох каналів, синхронної роботи гетеродинів у кожному каналі та інших умов (температура, атмосферний тиск, вологість, різна електрична довжина тощо). Отримані висновки результатів досліджень щодо доцільності використання двоканального алгоритму автокореляційного методу збігаються з результатами, наведеними в [4, 9–13].

Зазначеного недоліку в одноканальному алгоритмі немає (рис. 1 в). Для досягнення максимальної завадостійкості одноканального пристрою виявлення, потрібно забезпечити високий ступінь декореляції завади і незначну декореляцію сигналу, що забезпечується при виконанні умови  $\Delta f_s \ll \Delta f$ , де  $\Delta f_s$  – ширина спектра ЕПС;  $\Delta f$  – інтервал невизначеності смуги частот ЕПС. У пристроях виявлення, для забезпечення повної декореляції шуму і втрат у вихідному ефекті корелятора  $z_{0д}$  не більше 2 дБ, необхідне виконання умови одноканального алгоритму

$$\tau_{\xi \text{ cor}} \leq \tau_{ЛВ} \leq k_{r(v)} \tau_{S \text{ cor}}, \quad \tau_{ЛЗ \text{ max}} = k_{r(v)} \tau_{S \text{ cor}}, \quad (11)$$

де  $\tau_{\xi \text{ cor}}$ ,  $\tau_{S \text{ cor}}$  – інтервал кореляції шуму (для “білого” шуму  $\tau_{\xi \text{ cor}} \approx 0$ ) і сигналу відповідно;

$k_{r(v)}$  – коефіцієнт, який характеризує час затримки сигналу (шуму) в радіочастотній або

відеочастотній складовій із заданим рівнем втрат на виході корелятора.

Для визначення числового значення  $k_{r(v)}$  в інтересах забезпечення повної декореляції шуму і втрат у вихідному ефекті корелятора не більше заданої величини (2 дБ) необхідно провести аналіз функції невизначеності (ФН) елементарного радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу. Аналітичний вираз ФН згідно з [6, 11] має вигляд

$$\rho(\tau, f) = \left(1 - \frac{\tau}{\tau_s}\right) \text{sinc} \left[ \pi \left( f \pm \Delta f_s \tau / \tau_s \right) (\tau_s - |\tau|) \right] \times \cos(2\pi f_{\text{mid}} \tau), \quad (12)$$

де  $f$  – розузгодженість за частотою;

$\Delta f_s$  – девіація частоти елементарного радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу;

$\tau$  – розузгодженість за часом;

$\tau_s$  – тривалість елементарного радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу;  $f_{\text{mid}}$  – середня частота елементарного радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу.

На рис. 4 наведено трьохмірне графічне зображення модуля ФН елементарного відеоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу. Осі на рис. 4 мають позначення:  $\tau/\tau_s = k_\tau$  – коефіцієнт затримки, нормований відносно тривалості елементарного відеоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу;  $f/\Delta f_s = k_f$  – коефіцієнт частотної неузгодженості, нормований відносно девіації частоти елементарного відеоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу.

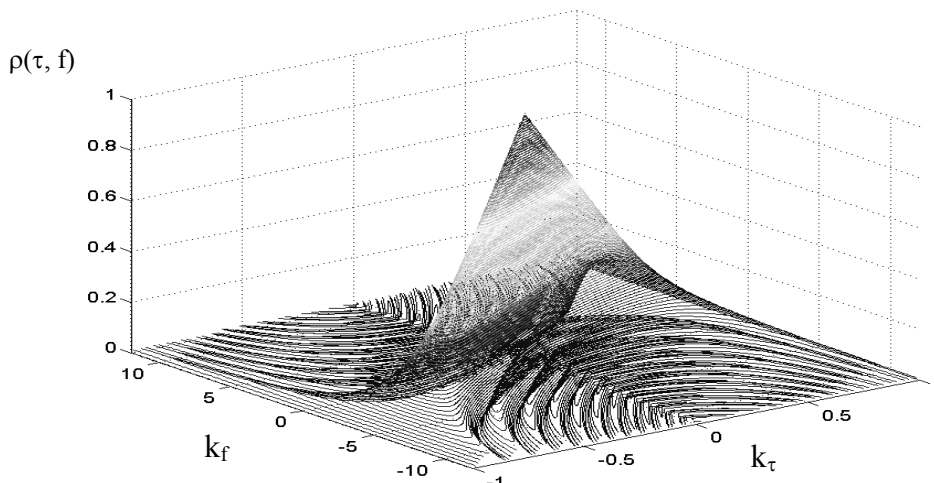


Рис. 4. Рельєф функції невизначеності прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу

Перетин ФН площиною  $f = 0$  дає автокореляційну функцію (АКФ):

$$\rho(\tau, 0) = \left\{ \left(1 - \frac{\tau}{\tau_s}\right) \text{sinc} \left[ \pi (\Delta f_s \tau / \tau_s) (\tau_s - |\tau|) \right] \right\} \times \cos(2\pi f_{\text{mid}} \tau), \quad (13)$$

Перетин ФН площиною  $\tau = 0$  становить частотну кореляційну функцію (ЧКФ)

$$\rho(0, f) = \left\{ \text{sinc}(\pi f \tau_s) \right\} \cos(2\pi f_{\text{mid}} \tau), \quad (14)$$

Із співвідношення (12) видно, що ФН ЛЧМ сигналу має відео- і радіочастотну складову. Для визначення числових значень коефіцієнтів затримки сигналу (шуму) у відеочастотній складовій потрібно знайти корені трансцендентного рівняння  $(\bullet)\text{sinc}[\bullet]$ , а у радіочастотній складовій необхідно розв'язати систему рівнянь для радіочастотної складової  $\cos[\bullet]$ .

На рис. 5 наведено переріз ФН на рівні  $-2$  дБ ( $\rho(\tau, f) = 0,794$ ) від максимального значення. Переріз ФН витягнутий між осями  $f$  і  $\tau$  та стиснутий у перпендикулярному напрямку до

перерізу ФН (має “ножову” форму). Це означає, що кореляція, яка руйнується зі збільшенням затримки  $\tau$ , відновлюється у разі наявності певної неузгодженості за частотою  $f$ .

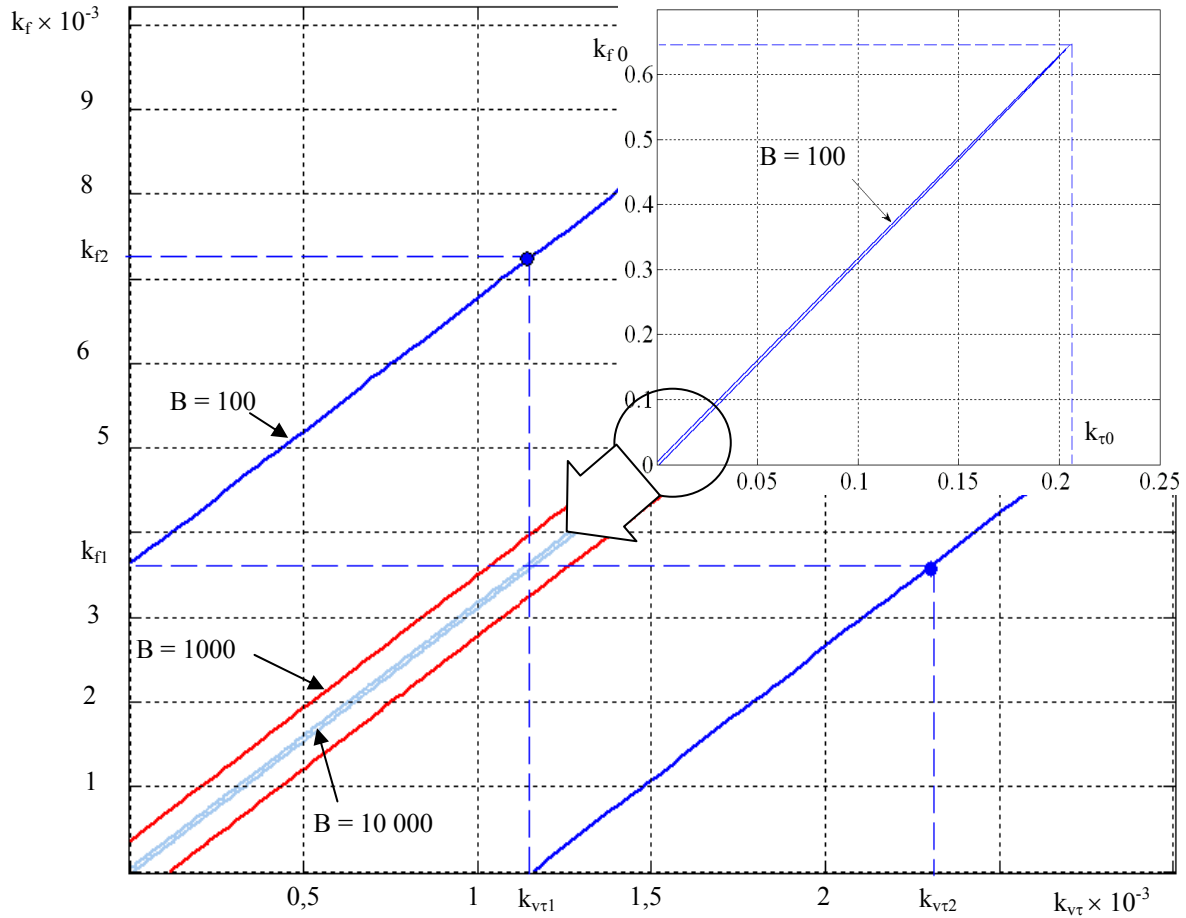


Рис. 5. Зріз функції невизначеності на рівні  $-2$  дБ  $\rho(\tau, f) = 0,794$  при різних значеннях бази прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу

Віднаходження невідомих трансцендентного рівняння головного піку відеочастотної складової  $(\bullet)\text{sinc}[\bullet]$  здійснено графічним методом за допомогою програмного пакета MatLab 2006a. Визначені числові значення коефіцієнтів  $k_{v\tau 1}$ ,  $k_{v\tau 2}$ ,  $k_{f1}$  і  $k_{f2}$  для різних значень бази ЛЧМ сигналу.

Результати розв’язання наведені в табл. 1.

З рис. 5 (верхня частина) видно, що

максимальне значення коефіцієнта затримки, нормованого відносно тривалості елементарного відеоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу може приймати значення  $k_{v\tau 0}$ , але тільки при значенні коефіцієнта частотної неузгодженості  $k_{f0}$ . Отримані числові значення  $k_{v\tau 0} = 0,206$  і  $k_{f0} = 0,646$  справедливі для елементарного відеоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу з будь-якою базою.

Таблиця 1

Залежність коефіцієнтів затримки та частотної неузгодженості елементарного радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу від рівня ФН  $\rho(\tau, f) = -2$  дБ

Значення бази	$k_{v\tau 1}$	$k_{v\tau 2}$	$k_{f1}$	$k_{f2}$
$B = 10^2$	$1,16 \times 10^{-3}$	$2,32 \times 10^{-3}$	$3,66 \times 10^{-3}$	$7,30 \times 10^{-3}$
$B = 10^3$	$1,16 \times 10^{-4}$	$2,32 \times 10^{-4}$	$3,66 \times 10^{-4}$	$7,30 \times 10^{-4}$
$B = 10^4$	$1,16 \times 10^{-5}$	$2,32 \times 10^{-5}$	$3,66 \times 10^{-5}$	$7,30 \times 10^{-5}$
$B = 10^5$	$1,16 \times 10^{-6}$	$2,32 \times 10^{-6}$	$3,66 \times 10^{-6}$	$7,30 \times 10^{-6}$
$B = 10^6$	$1,16 \times 10^{-7}$	$2,32 \times 10^{-7}$	$3,66 \times 10^{-7}$	$7,30 \times 10^{-7}$

Інваріантність до частотної неузгодженості в інтервалі  $[0, k_{v\tau 1}]$  модуля ФН ЛЧМ сигналу може бути до величини  $k_{f1}$ . Значення коефіцієнта затримки може перевищувати величину  $k_{v\tau 1}$  включно до  $k_{v\tau 0}$ , тоді в цьому випадку неузгодженість за частотою має бути в інтервалі  $[0, k_{f0}]$ . Також слід зазначити, що значення  $k_{v\tau 1}$ ,

$k_{v\tau 2}$ ,  $k_{f1}$  і  $k_{f2}$  мають логарифмічну залежність (рис. 6 і рис. 7) від бази ЛЧМ імпульсу.

Для визначення числових значень коефіцієнтів затримки сигналу (шуму) у радіочастотній складовій ЛЧМ сигналу (рис. 8) потрібно розв’язати систему рівнянь відносно  $k_f$ :

$$\begin{cases} \cos(2\pi f_{\text{mid}}\tau) = 0,794 \\ \cos(2\pi f_{\text{mid}}\tau_{\text{Scor}}) = \rho_r(\tau_{\text{Scor}}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \cos(2\pi f_{\text{mid}}k_r\tau_{\text{Scor}}) = 0,794 \\ \cos(2\pi f_{\text{mid}}\tau_{\text{Scor}}) = \rho_r(\tau_{\text{Scor}}) \end{cases} \quad (15)$$

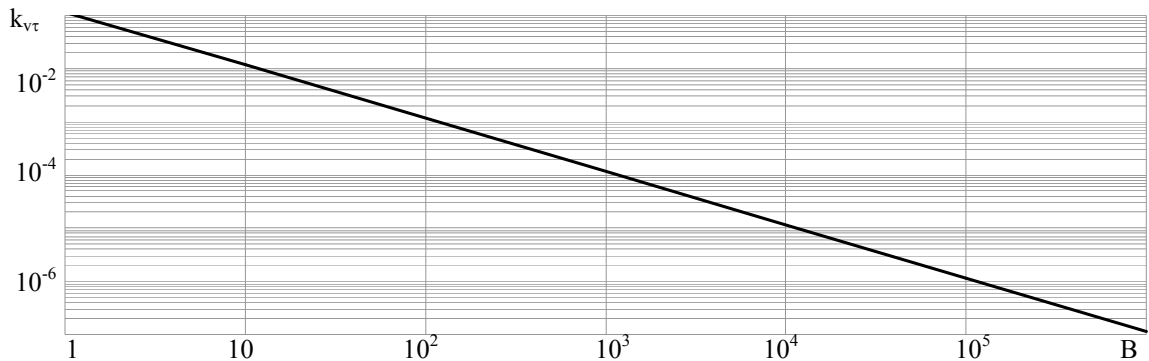


Рис. 6. Залежність часової затримки  $k_{\tau 1}$  від бази сигналу

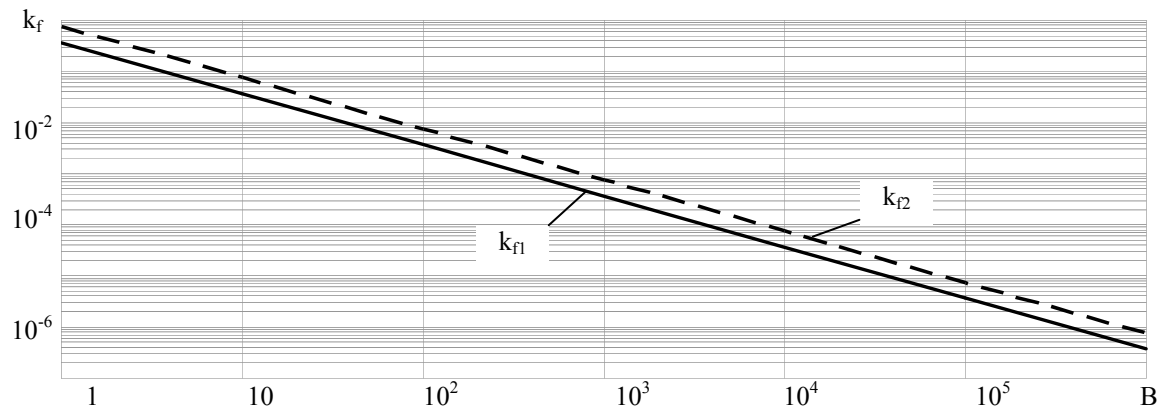


Рис. 7. Залежність частотної неузгодженості від бази сигналу

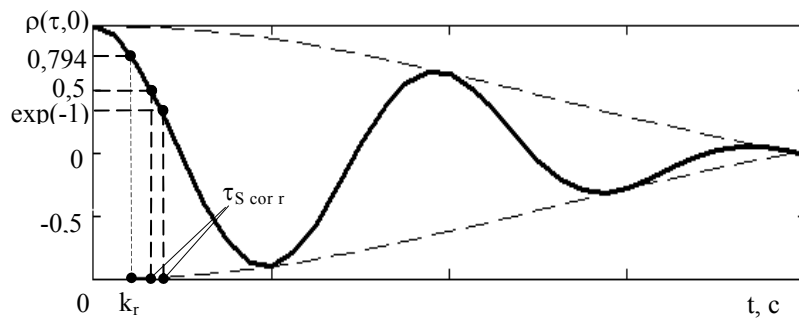


Рис. 8. Зріз функції невизначеності площиною  $f = \text{const}$  прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу при відсутності частотної неузгодженості

Результати розв'язання системи рівнянь (15) наведені в табл. 2.

Таблиця 2

**Значення коефіцієнта затримки адитивної суміші ЕПС і шуму ЛЧМ сигналу**

Коефіцієнт затримки	Залежність коефіцієнта затримки від рівня АКФ	
	$\rho(\tau) = 0,5$	$\rho(\tau) = \exp(-1) = 0,368$
$k_r$	0,662	0,581

**Висновки й перспективи подальших розвідок**

Отримані результати проведеного імітаційного моделювання і аналітичних розрахунків дають можливість стверджувати, що виявлення ЕПС доцільно проводити двоканальним або

одноканальним алгоритмами автокореляційного методу обробки сигналів. Енергетичний алгоритм потрібно застосовувати тільки у випадку суттєвого перевищення сигналу над шумом.

Двоканальний алгоритм автокореляційного методу має суттєвий недолік, який полягає в необхідності забезпечення ідентичності роботи обох каналів (лінійних трактів). Цього недоліку немає в одноканальному алгоритмі. Для забезпечення повної декореляції шуму і втрат у вихідному ефекті корелятора  $z_{\text{од}}$  не більше 2 дБ необхідно, щоб тривалість проходження адитивної суміші через лінію затримки не перевищувала значення  $k_{v\tau 1}$  відносно тривалості радіоімпульсу (дискрети) ЛЧМ сигналу при неузгодженості за

частотою не більше  $k_{\Gamma}$ . Однак, слід прийняти до уваги, що для забезпечення повної декореляції (при заданих умовах) тривалість проходження адитивної суміші через лінію затримки може бути і більшою, аж до величини  $k_{v\tau 0} = 0,206$  за умови, що значення неузгодженості за частотою знаходиться в інтервалі  $[0, k_{\Gamma 0} = 0,646]$ .

У подальшому доцільно дослідити завадозахищеність розглянутих алгоритмів

обробки сигналів та ефективність процедури виявлення при використанні критерію Неймана–Пірсона, який забезпечує максимальну імовірність правильного виявлення при фіксованій імовірності хибної тривоги. Значення імовірності правильного виявлення визначається статистичними характеристиками вихідного ефекту, обраного порогового рівня та співвідношенням сигнал/шум на виході пристрою виявлення.

### Література

**1. Концерн “Созвездие”** [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://www.sozvezdie.su/>. **2. Гомозов В.И.** Об одном из научных наследий Я.Д.Ширмана во втором поколении / В. И. Гомозов, А. И. Николаев // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Т. 8, № 4. – С. 443–460. **3. Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства / [И. Н. Амиантов, Ю. Н. Антонов-Антипов, В. П. Васильев и др.]; под ред. В. И. Сифорова. – М.: Сов. радио, 1974. – 560 с. **4. Варакин Л. Е.** Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с. **5. Сосулин Ю. Г.** Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка сигналов на фоне помех (обзор) / Ю. Г. Сосулин, В. В. Костров // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 9. – С. 1027–1065. **6. Смирнов Ю.А.** Радиотехническая разведка / Ю.А. Смирнов. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с. **7. Рембовский А. М.** Радиомониторинг (задачи, методы, средства) / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с. **8. Pickholtz R. L.** Theory of spread-spectrum communications / Pickholtz R. L., Schilling D. L., Milstein L. B. // IEEE Trans. Com. – 1982. – Vol. COM-30, № 5. – P. 855–884. **9. Дятлов А. П.** Корреляционные методы

обработки и формирования сигналов в радиоконтроле / А. П. Дятлов // Радиотехника. – 1994. – № 7. – С. 61–64. **10. Дятлов А. П.** Многофункциональные средства радиомониторинга / А. П. Дятлов // Вестник Южного научного центра РАН. – 2005. – Т. 1, № 4. – С. 14–17. **11. Дятлов А. П.** Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем / А. П. Дятлов, Б. Х. Кульбикаян. – М.: Радио и связь, 2006. – 270 с. **12. Кирилин С. А.** Сравнение помехоустойчивости различных схем корреляционных приемников / С. А. Кирилин // Труды НИИР. – 1974. – № 1. – С. 143–151. **13. Пестряков В. Б.** Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / [В. Б. Пестряков, В. П. Афанасьев, В. Л. Гурвиц и др.]; под ред. В. Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с. **14. Пышкин И.М.** Системы подвижной радиосвязи / И. М. Пышкин, И. И. Дежурный, В. Н. Талызин, Г.Д. Чвилев.– М.: Радио и связь, 1986.– 328 с. **15. Горяинов В. Т.** Статистическая радиотехника: примеры и задачи / В. Т. Горяинов, А. Г. Журавлев, В. И. Тихонов; под ред. В. И. Тихонова. – М.: Советское радио, 1980. – 544 с.

## РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ СКРЫТОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

*Сергей Александрович Ковтун (канд. техн. наук, с.н.с., старший научный сотрудник)  
Андрей Борисович Стейскал (ведущий научный сотрудник)*

*Воинская часть А1906, Киев*

*Проведён анализ методов обработки и обоснование оптимальных алгоритмов приёма сигналов с линейной частотной модуляцией при энергетически скрытом режиме работы. Приведены результаты расчётов параметров декорреляции шумов в оптимальных алгоритмах обработки энергетически скрытых сигналов. Определены отдельные принципы построения приёмных устройств сигналов с линейной частотной модуляцией при энергетически скрытом режиме работы.*

**Ключевые слова:** автокорреляционный алгоритм, априорная неопределённость, энергетически скрытый сигнал, корреляционный метод, оптимальный алгоритм, радиомониторинг, сложный сигнал, широкополосный сигнал.

## ANALYSIS RESULTS OF SIGNALS RECEIVER PARAMETERS WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION UNDER THE POWER HIDDEN OPERATING CONDITIONS

*Sergii Kovtun (Candidate of Technical Sciences, Senior Research Fellow, Senior Research Fellow of a Research Section)  
Andrii Steiskal (Leading Research Fellow of a Research Section)*

*Military Unit A1906, Kyiv*

*The article considers processing methods and ground of optimal algorithms of signals receive with linear frequency modulation under the power hidden operating conditions. In the article calculating results of noise decorrelation parameter in the optimal treatment algorithms of power hidden signals are described. Certain separate principles of signals receiver construction with linear frequency modulation under the power hidden operating conditions.*

**Key words:** autocorrelation algorithm, a priori uncertainty, power hidden signal, correlation method, fully satisfactory algorithm, radiomonitoring, aggregate signal, wideband signal.