

УДК 004.94:004.89:004.62

DOI: 10.18372/2073-4751.75.18017

Пантєєв Р.Л., к.т.н.,
orcid.org/0000-0003-4707-4608,Яновський Ф.Й., д.т.н.,
orcid.org/0000-0002-9529-5969

СТИСКАЛЬНИЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО МОНІТОРИНГУ І ПАСИВНОЇ ЛОКАЦІЇ

Національний авіаційний університет

romanpanteevmail@gmail.com,

yanovsky@nau.edu.ua

Вступ

З точки зору обробки сигналів, відчутною перевагою активної радіолокації є те, що в цьому випадку форма і спектр зондувального сигналу відомі. Це означає, що розсіяний ціллю сигнал на вході виявника повинен бути схожий на цей зондувальний сигнал, попри його зміни в процесі розсіювання на об'єкті спостереження та всілякі спотворення під час поширення електромагнітних хвиль, вплив завад і шумів. Це дозволяє використовувати у виявниках узгоджені (або квазі-оптимальні) фільтри, а також алгоритми кореляційної обробки вхідної суміші, що забезпечує максимальне відношення сигнал-шум саме для очікуваного відбитого сигналу. Такий підхід використовується в первинних радіолокаційних системах різних типів, від звичайних (некогерентних) [1] до когерентно-поляриметричних [2]. Від форми зондувального сигналу залежать потенційні можливості системи з роздільною здатністю та точність вимірювань, а також технічна складність реалізації узгодженої фільтрації у виявнику. Свого часу, розробники радіолокаційної апаратури зіткнулися з неприємним протиріччям: зменшення тривалості зондувального імпульсу з метою підвищення роздільної здатності дальності неминуче вело до зниження дальності дії системи через зменшення енергії зондувального сигналу. Цю суперечність вдалося подолати шляхом застосування ширококутових зондувальних сигналів.

Метод стиснення ширококутових сигналів узгодженими фільтрами, розвиток якого почався ще 50-х роках минулого

століття роботами Я.Д. Ширмана [3] в Україні та С.Е. Cook [4] у США, добре відомий у теорії та техніці радіолокації. Ці розробки, звичайно, проводилися в умовах суворої таємності, і результати були отримані абсолютно незалежно, проте принципово аналогічні підходи були реалізовані у суттєво різний спосіб [5].

Виявилось, що за допомогою стиснення протяжних зондувальних імпульсів з широким спектром, тобто коли $\tau B \gg 1$, де τ – тривалість зондувального імпульсу, а B – ширина його спектру, забезпечується подолання найбільш важливих проблем радіолокації, а саме: підвищення роздільної здатності за дальністю при збереженні високої дальності дії радара (дальності виявлення цілей), а також одночасне досягнення прийнятних рівнів роздільної здатності та точності за дальністю та за швидкістю, які обмежені згідно з принципом невизначеності в радіолокації [6]. Використання системи стиснення сигналів збільшує відношення сигнал-шум і підвищує чутливість виявника, а значить дозволяє виявляти більш віддалені цілі, а також приймати слабші сигнали. Технічно формування ширококутових зондувальних сигналів у передавальному пристрої досягається, наприклад, за допомогою внутрішньо-імпульсної лінійної частотної модуляції (ЛЧМ) [7].

Сьогодні метод стиснення сигналів, розроблений для активної радіолокації, широко застосовується у системах різного призначення. Наприклад, рис. 1 ілюструє застосування схеми стиснення імпульсів у радіолокаторі із синтезованою апертурою

для огляду земної поверхні, що забезпечує підвищення роздільної здатності зображення.

У роботі пропонується застосування аналогічного підходу для первинної обробки сигналів у приймальному пристрої, коли, на відміну від активної радіолокації, ні форма, ані частота сигналів, що приймаються, невідомі заздалегідь. Такий

виявник необхідний, наприклад, у системах моніторингу чи пасивної радіолокації. Авторами були проведені попередні розрахунки та моделювання, які підтвердили позитивний технічний ефект такого підходу, який, зокрема, забезпечує високу роздільну здатність системи моніторингу за частотою та точність вимірювання частоти.

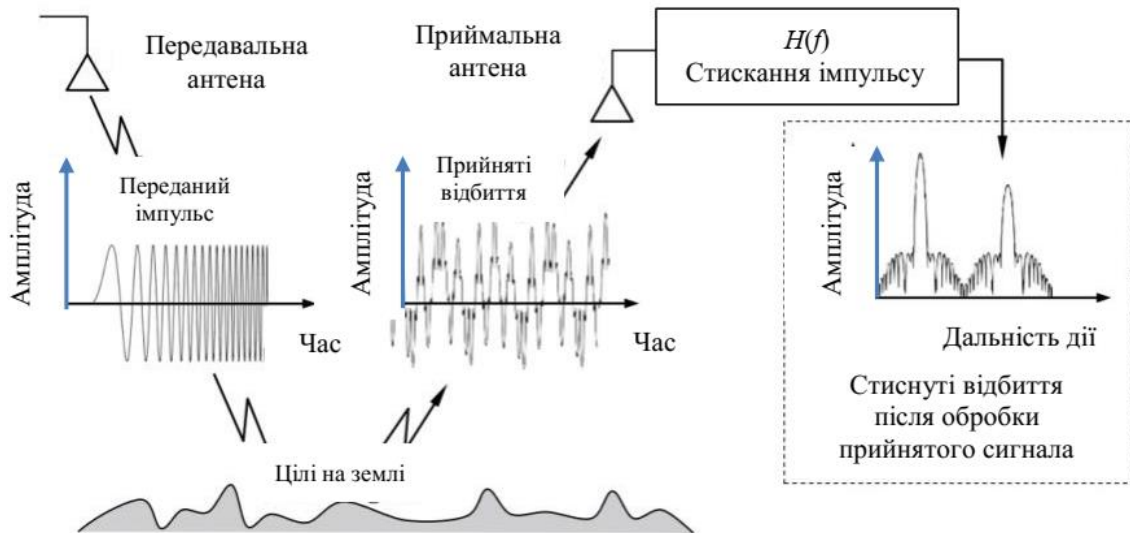


Рис. 1. Схема стиснення імпульсів для підвищення роздільної здатності зображення

Концепція виявника

Структурну схему виявника зі стисненням сигналу представлено на рис. 2. Це найпростіша конфігурація, що пояснює принцип його дії. Сигнал, що впливає на входні кола, посилюється широкопasmовим підсилювачем високої частоти (ПВЧ) і надходить на змішувач (Зм), куди подається також сигнал гетеродину, який

періодично перебудовується по частоті. Лінійна зміна частоти гетеродину здійснюється за допомогою схеми перебудови, яка також керує схемою формування частотної розгортки. В результаті перетворення сигналів у змішувачі на вході підсилювача проміжної частоти (ППЧ) виходять сигнали з частотою, що лінійно змінюється в часі, тобто, ЛЧМ-сигнали.

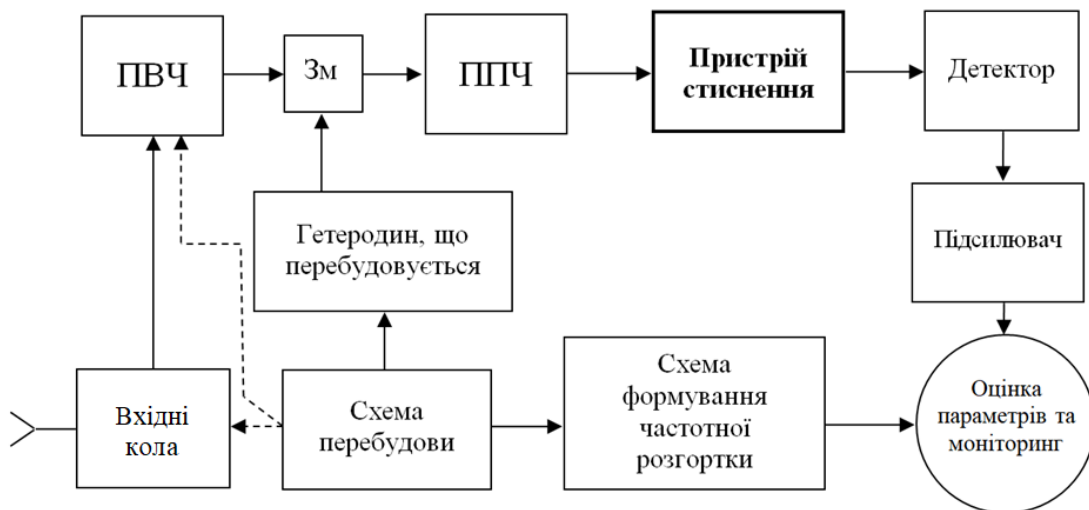


Рис. 2. Структурна схема виявника зі стисненням імпульсів

По суті, виявник являє собою пристрій для обробки сигналів радіочастоти (РЧ), який періодично сканує заданий частотний діапазон шляхом лінійної зміни частоти гетеродину. Якщо на вхід приймача діють РЧ сигнали з різними частотами, то в результаті такої обробки протягом періоду ЛЧМ формуються розділені за часом імпульси для кожного вхідного РЧ сигналу. Ці періодичні вибірки піддаються подальшій обробці.

Ключовим блоком виявника є пристрій стиснення. Саме з метою його реалізації, РЧ сигнал, який надходить на вхід запропонованого виявника, множитья в змішувачі на ЛЧМ-сигнал гетеродину з лінійною розгорткою. Це забезпечує отримання лінійно змінної проміжної частоти. Далі ЛЧМ сигнал подається у дисперсійний фільтр з рівним, але протилежним нахилом характеристики ЛЧМ.

Пристрій стиснення забезпечує концентрацію енергії сигналів шляхом стиснення її за частотою та часом, а також поділ вибірок за часом на виході. Після пристрою стиснення під'єднано пороговий виявник з детектором обвідної, який видає відеосигнал для кожної РЧ-вибірки. Далі здійснюється оцінка параметрів виявлених сигналів. Можна вимірювати будь-які необхідні параметри, наприклад, час приходу, частоту, амплітуду, різницю фаз для багатоканальних виявників, тривалість імпульсів і т.д. Таким чином, можна здійснювати моніторинг у широкій смузі частот.

У найпростішій конфігурації виконання частотного моніторингу, після стиснення сигнал детектується, посилюється і подається до системи вертикальної розгортки індикатора (монітора). Частота сигналів визначається положенням імпульсів на частотній розгортці.

Дисперсійні лінії затримки

Дисперсійні лінії затримки (ДЛЗ) на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) або ж дисперсійні фільтри широко використовуються для генерації та компресії сигналів з ЛЧМ. Найпростіша класична ДЛЗ складається з двох зустрічно-штирових

перетворювачів (ЗШП), розміщених на п'єзоелектричній підкладці. Ці ЗШП перетворюють електричний сигнал на поверхневу акустичну хвилю і навпаки. Передавальна характеристика ДЛЗ залежить від форми ЗШП, які в той же час є джерелом ефектів другого порядку: паразитні сигнали через відбиття хвиль від ЗШП, додаткові перевідбиття та крайові ефекти. Внаслідок цих ефектів, аналіз і розробка ДЛЗ є досить складним завданням. Тому застосування ДЛЗ на ПАХ для стиснення сигналів призводить до складнощів і вимагає ретельного проектування та інтеграції з рештою системи обробки сигналів.

Як альтернативний варіант акустичної ДЛЗ в даній роботі розглядається модель ДЛЗ на основі високочастотної лінії часових затримок з відводами, у кожен з яких включено смуговий фільтр. Така модель дозволяє дослідити поведінку пристрою стиснення за різних параметрів сигналів, що обробляються. Дисперсійну затримку із заданими характеристиками можна забезпечити за допомогою набору смугових фільтрів. Загальний підхід до побудови такої ДЛЗ полягає в наступному.

Розробляється набір смугових фільтрів із різними центральними частотами. Ці фільтри можуть мати різні смуги пропускання, щоб покрити частотний діапазон сигналу, що цікавить. Кожен смуговий фільтр вносить певну затримку сигналів, що проходять через нього, залежно від центральної частоти фільтра. Залежна від частоти затримка є ключем до досягнення дисперсійного ефекту. Смугові фільтри з'єднуються послідовно, причому порядок фільтрів визначає загальну дисперсійну характеристику затримки лінії.

Важливо відзначити, що побудова дисперсійної лінії затримки з використанням смугових фільтрів вимагає калібрування для точного досягнення бажаних характеристик дисперсії. Крім того, на характеристики лінії дисперсійної затримки можуть впливати такі фактори як якість фільтра, відношення сигнал/шум і вибір центральних частот і смуг пропускання для смугових фільтрів.

Випадок приймання сигналів з різними частотами

Розглянемо ситуацію, практично важливу для пасивної радіолокації, частотного моніторингу чи розвідувального виявника. Для певності розглянемо найпростішу ситуацію виявлення двох сигналів.

Нехай на вхід виявника, в межах його смуги пропускання B_{RF} , діють два сигнали з частотами f_1, f_2 і тривалістю відповідно τ_1, τ_2 . Тоді на виході звичайного панорамного виявника утворюється єдиний відеосигнал. У цьому випадку немає можливості розділити сигнали, що приймаються, за їх частотою.

У запропонованому стискаючому виявнику з частотно-модульованим гетеродином (див. рис. 2) вхідні сигнали після перетворення частоти з виходу ППЧ надходять на дисперсійний фільтр, який є пристроєм стиснення. У дисперсійному фільтрі час затримки сигналу залежить від частоти зворотно закону зміни частоти сигналів, що формуються на виході змішувача. При цьому складові більш високих частот, що прийшли раніше, затримуються на більший час, а складові більш низьких частот, що прийшли пізніше, – на менший. Завдяки цьому всі частотні складові зміщуються в часі таким чином, що імпульси сформованої послідовності, що йде з періодом модуляції T , стискаються до тривалості τ_{com} . В результаті отримані на виході імпульси, що відповідають сигналам із частотами f_1 і f_2 , не перекриваються в часі, а отже, розділяються за частотою. Таким чином, роздільна здатність за частотою збільшується.

Розглянемо це математично. У разі лінійно-частотної модуляції протягом одного періоду модуляції T сигнал гетеродину є модульованим імпульсом, який можна записати як

$$s_1(t) = \sin[\phi(t)], \quad (1)$$

де $\phi(t)$ – миттєве значення кута (фаза).

Миттєве значення частоти $f_i(t)$ може бути отримано диференціюванням $\phi(t)$ за часом:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \phi(t)}{\partial t}. \quad (2)$$

Для формування ЛЧМ-сигналу $f_i(t)$ повинна мати такий вигляд

$$f_i(t) = \frac{(f_e - f_b)}{T}(t - t_b) + f_b, \quad t_b \leq t \leq t_e, \quad (3)$$

де t_b час початку імпульсу та $t_e = t_b + T$ час кінця імпульсу; f_b і f_e початкова і кінцева частоти ЛЧМ-сигналу, а їх різниця $\Delta f = |f_b - f_e|$ – девіація частоти.

Оскільки фаза $\varphi(t) = \int f_i(t) dt$, отримуємо

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} \frac{(f_e - f_b)}{T} (t - t_b)^2 + f_e (t - t_b), \quad t_b \leq t \leq t_e. \quad (4)$$

Нехай на вхід пристрою стиснення, що є узгодженим фільтром, надходить ЛЧМ-сигнал з прямокутною обвідною, що описується рівнянням:

$$s(t) = A_E(t) \cos[\varphi_E(t)], \quad (5)$$

де обвідна ЛЧМ-сигналу:

$$A_E(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } 0 < |t - t_b| \leq T \\ 0, & \text{при } 0 > |t - t_b| > T \end{cases}, \quad (6)$$

де T – тривалість ЛЧМ-сигналу.

Фаза:

$$\varphi_E(t) = \omega_b (t - t_b) + \pi \mu (t - t_b)^2 + \varphi_{E0}, \quad (7)$$

де φ_{E0} – початкова фаза.

Параметр μ визначає нахил дисперсійної характеристики пристрою, тобто швидкість сканування за частотою

$$\mu = \frac{\Delta f}{T} = \text{const}. \quad (8)$$

Миттєва кутова частота в ЛЧМ-сигналі змінюється в часі лінійно:

$$\Omega_E(t) = \omega_b + 2\pi \mu (t - t_b), \quad (9)$$

і, використовуючи цей зв'язок миттєвої частоти в ЛЧМ-сигналі з її часовим положенням, отримуємо

$$\varphi_E(f) = 2\pi t_b (f - f_b) + \frac{\pi}{\mu} (f - f_b)^2 + \varphi_{E0}. \quad (10)$$

Час затримки $t_d(\omega)$, згідно з визначенням, дорівнює:

$$t_d(\omega) = -\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega}. \quad (11)$$

Диференціюючи (10), отримуємо:

$$t_d(\omega) = t_b + \frac{1}{\mu}(f - f_b). \quad (12)$$

Число періодів у ЛЧМ-сигналі дорівнює Tf_0 і не залежить від параметра μ .

Імпульсна характеристика пристрою стиснення $h(t)$, що знаходиться в виявнику, є зверненим у часі сигналом $s(t)$, в якому зміна частоти відбувається у зворотному напрямку, тобто $h(t) \approx s(-t)$ з точністю до деякої затримки в часі і довільного множника. Оскільки фаза сигналу $s(t)$ змінюється за квадратичним законом, то фаза $h(t)$ повинна залежати від часу як $-\phi(-t)$. Тоді імпульсна характеристика узгодженого фільтра повинна мати вигляд

$$h(t) = A_{C_0}(t) \cos[\varphi_C(t)], \quad (13)$$

де:

$$\varphi_C(t) = -\varphi_E(-t) = \omega_0(t - t_0) - \pi\mu(t - t_0)^2 + \varphi_{C_0}, \quad (14)$$

причому $A_{C_0}(t) = A_E(t)$. Сигнал на виході узгодженого фільтра $g(t)$ визначається інтегралом згортки $g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau)d\tau$ вхідного сигналу з імпульсною характеристикою пристрою стиснення, який по суті є узгодженим фільтром. Коли $t_0 = 0$ він дорівнює

$$0,5T \cos(\omega_0 t) \sin c(\pi\Delta f t), \quad (15)$$

де:

$$\sin c(\pi\Delta f t) = \frac{\sin(\pi\Delta f t)}{\pi\Delta f t}. \quad (16)$$

Таким чином, при подачі ЛЧМ-сигналу (з прямокутною обвідною) на вхід пристрою стиснення, обвідна вихідного сигналу має вигляд $\sin(x)/x$. Рівень найближчих бічних пелюсток цього сигналу приблизно на 13 дБ нижче за рівень головного максимуму, що впливає з аналізу функції типу (16).

Вихідний сигнал узгодженого фільтра $g(t)$ у вигляді вузького піку є стислим сигналом. Ширина піку $t_{com} \approx \frac{1}{\Delta f}$, де Δf – ширина спектра вхідного сигналу, яка приблизно дорівнює девіації частоти у формулі (3). У загальному випадку ширина вхідного піку набагато менша за тривалість вхідного ЧМ-сигналу T , тому узгоджений фільтр є пристроєм стиснення імпульсів.

Відношення тривалостей вхідного та вихідного сигналів у узгодженому фільтрі є коефіцієнтом стиснення, який приблизно дорівнює [1, 6]

$$K_{com} = T/t_{com} \approx T\Delta f. \quad (17)$$

У разі оцінки часу запізнення у радіолокації, як відомо [1, 6], це веде до покращення роздільної здатності за дальністю у K_{com} разів.

В даному випадку нас цікавить роздільна здатність за частотою, яка визначає мінімальну різницю між частотами f_1 і f_2 двох умовно безперервних сигналів на вході виявника, коли ці сигнали утворюють на виході виявника, тобто на виході фільтра стиснення, помітні імпульси. Положення цих імпульсів на осі часу відповідає частотам, що розрізняються. Тому кількісно роздільна здатність за частотою визначається шириною головної пелюстки вихідного сигналу пристрою стиснення.

З формул (15) і (16) з урахуванням (4), оскільки член $\sin c(\pi\Delta f t) = \sin c(\pi\mu T t)$ дорівнює нулю, коли $t = \pi; -\pi$, виходить, що ширина головної пелюстки обернено пропорційна T . Іншими словами, з технічного боку, чим більше час затримки в ДЛЗ, тим головна пелюстка буде вузкою і тим кращою роздільною здатністю за частотою можна досягти у запропонованому виявнику із стисненням. Виходячи з цього, вводячи коефіцієнт пропорційності k , роздільну здатність за частотою можна записати у вигляді:

$$\delta f = \frac{k}{T}. \quad (18)$$

Величина k залежить від особливостей конструкції та параметрів виявника,

зокрема ДЛЗ, і передбачається, як правило, у межах між 1 та 2.

Моделювання виявника зі смуговими фільтрами

Розглянемо модель ДЛЗ на основі високочастотної лінії затримки з відводами, у кожен з яких включено смуговий фільтр. Структурну схему такої моделі представлено на рис. 3. Використовуючи

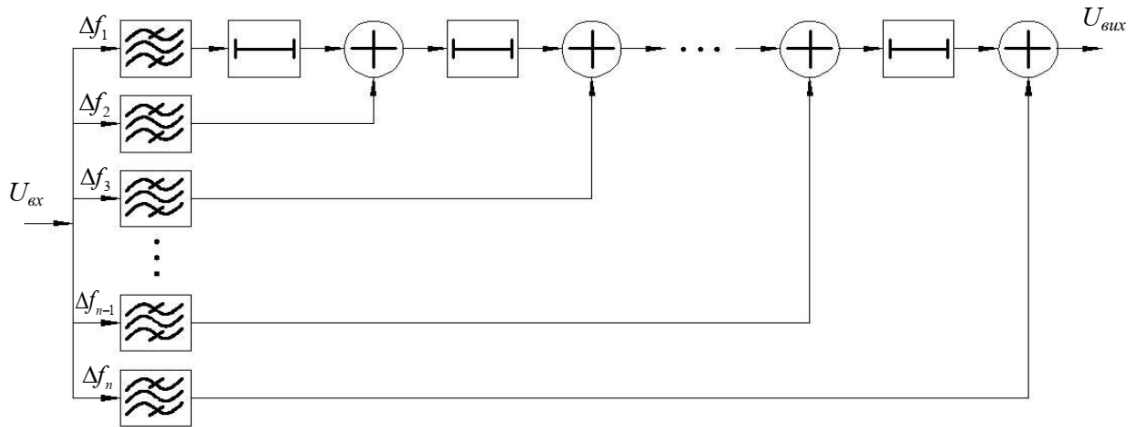


Рис. 3. Структурна схема моделі дисперсійної лінії затримки на основі високочастотної лінії часових затримок з відводами зі смуговими фільтрами

Нехай девіація ЛЧМ-сигналу $\Delta f = f_e - f_b$ становить 0,4 ГГц, причому $f_b = 1,5$ ГГц, $f_e = 1,9$ ГГц, а час перебудови частоти Δt дорівнює 200 нс. Тоді для узгодженої фільтрації смуга пропускання одного фільтра повинна становити 0,02 ГГц, а тривалість однієї затримки часу відповідно 10 нс. Крім того, фільтрація сигналів у смугових фільтрах повинна відбуватися не одночасно, а із затримкою +10 нс для кожного наступного фільтра, починаючи з найбільш низькочастотного.

Для дослідження режимів роботи моделі було розглянуто зміни вхідних параметрів (Δf , f_b , f_e , Δt) і результати моделювання наведено на рис. 4-7.

Як видно з рис. 4, при вхідних параметрах і параметрах моделі, які описані вище ($\Delta f = 0,4$ ГГц, $f_b = 1,5$ ГГц, $f_e = 1,9$ ГГц, $\Delta t = 200$ нс), відбувається повна згортка вхідного ЛЧМ-сигналу, що і є режимом узгодженої фільтрації.

У разі зміни Δf , тобто зменшення/збільшення, наприклад, f_e на 0,1 ГГц, а також зміни Δt на 10 нс як у бік збільшення, так і у бік зменшення режим

спеціалізований пакет для моделювання електронних схем *MultiSim* (*National Instruments*), створимо за аналогією зі схемою, представленою на рис. 2, і підходом, описаним у розділі «Дисперсійні лінії затримки», модель з 20 ланок, тобто таку, що складається з 20 смугових фільтрів і, відповідно, ліній часових затримок та суматорів.

узгодженої фільтрації зникає. Результати моделювання наведено на рис. 5, 6.

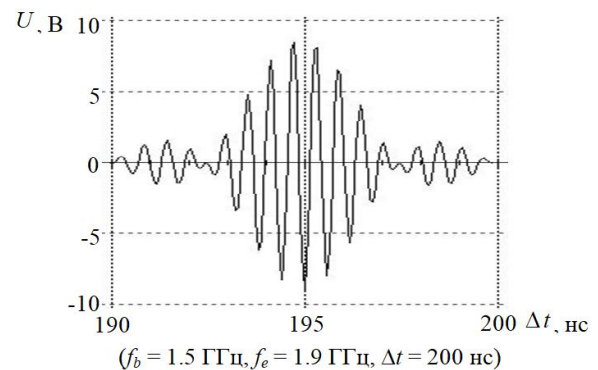


Рис. 4. Режим узгодженої фільтрації

При $f_b = 3,0$ ГГц, $f_e = 3,4$ ГГц, $\Delta t = 200$ нс режим узгодженої фільтрації зберігається зі збільшенням щільності заповнення стисненого імпульсу. Результат моделювання наведено на рис. 7. За результатами моделювання можна дійти висновку, що для збереження режиму узгодженої фільтрації і, як наслідок, режиму повної згортки, необхідно та достатньо, за заданих параметрах моделі, збереження двох параметрів Δf і Δt .

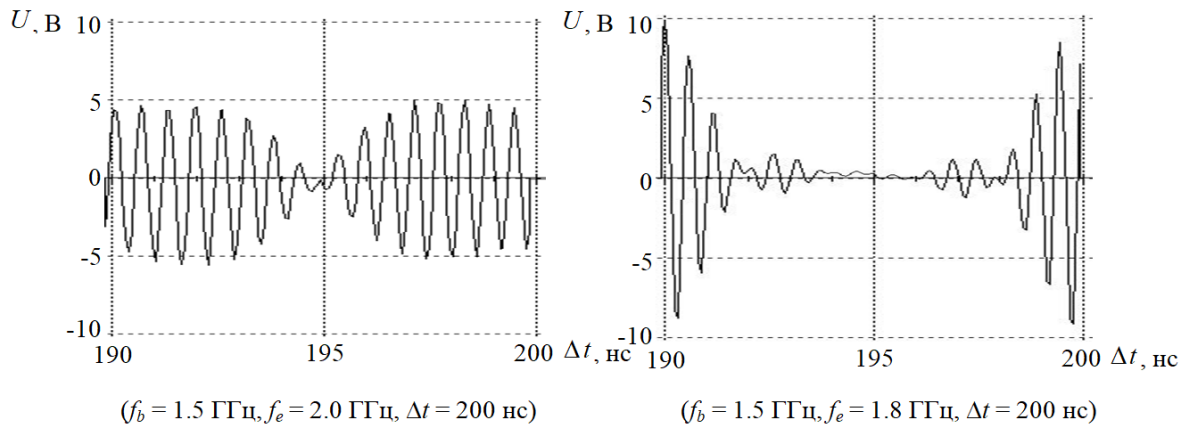


Рис. 5. Зміна девіації Δf вхідного ЛЧМ-сигналу

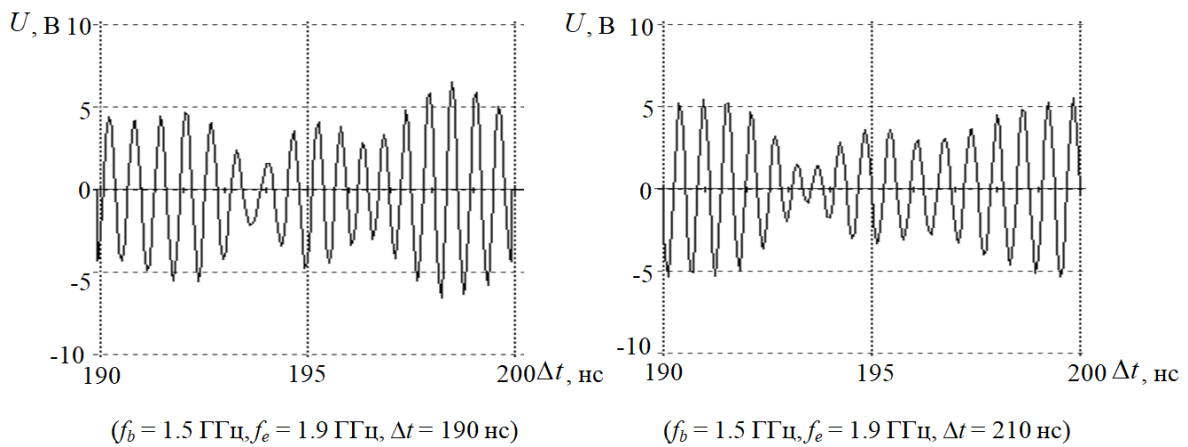


Рис. 6. Зміна часу перебудови Δt вхідного ЛЧМ-сигналу

Аналіз результатів

В результаті комп'ютерного моделювання досліджено та визначено умови узгодження параметрів досліджуваної моделі та сигналу, що приймається, тобто режиму узгодженої фільтрації, а також визначено умови збереження узгодженості під час зміни параметрів ЛЧМ-сигналів, що приймаються.

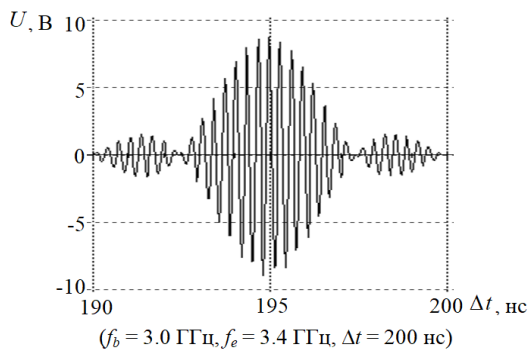


Рис.7. Зміна f_b та f_e вхідного ЛЧМ-сигналу (режим узгодженої фільтрації)

За результатами моделювання видно, що режими узгодженої фільтрації досягнуті на рисунках 4 та 7, оскільки отримані повні згортки сигналів, а на рисунках 5 та 6 фільтрація є неузгодженою, оскільки згортки сигналів відсутні або є неповними. Виходячи з цих результатів, можна зробити висновок про те, що для отримання режиму узгодженої фільтрації необхідно і достатньо збереження рівності девіації ЛЧМ-сигналу Δf і часу перебудови частоти ЛЧМ-сигналу гетеродину Δt , і цих параметрів дисперсійної лінії затримки відповідно.

З результатів аналізу та моделювання випливає, що стискаючий виявник як пристрій обробки сигналів, що підвищує чутливість і поліпшує здатність розрізняти сигнали, є корисним інструментом, наприклад, для пасивної локації, систем частотного моніторингу, радіоелектронної боротьби та інших мікрохвильових застосувань.

Висновки

У цій статті було запропоновано компресійний приймальний пристрій для пасивної локації або моніторингу, в якому довільні вхідні сигнали піддаються попередній додетекторній обробці шляхом перетворення частоти перемноженням з напругою гетеродина, частота якого періодично лінійно змінюється. Це дало можливість реалізувати подальше стиснення штучно отриманих імпульсів в узгодженому фільтрі для підвищення відношення сигнал-шум та покращення роздільної здатності за частотою. З цією метою розроблено модель дисперсійної лінії затримки на основі послідовно з'єднаних високочастотних ліній часових затримок з відведеннями у вигляді смугових фільтрів та виконано аналіз цієї моделі у складі виявникового пристрою зі стисненням ЛЧМ-сигналів. Виконано математичний аналіз процесів формування та обробки сигналів для випадку прийому двох безперервних сигналів із різними частотами за допомогою розробленої моделі. Запропоновано структурну схему виявникового пристрою, що використовує запропонований принцип штучного стиснення сигналів, що приймаються. Запропонована модель може бути реалізована в пристроях виявлення невідомих сигналів, зокрема у пасивної радіолокації, частотному моніторингу і розвідувальних виявниках. Вона також дозволяє досліджувати процеси стиснення сигналів з лінійною частотною модуляцією у системах традиційної радіолокації, зокрема для навчальних цілей.

Визначено, що для збереження режиму узгодженої фільтрації і, як наслідок, повного режиму згортки, необхідно і достатньо, при заданих параметрах моделі, збереження двох параметрів: девіації

ЛЧМ-сигналу Δf і часу перебудови частоти Δt .

Як приклад практичного використання, розглянута можливість використання дисперсійних ліній затримки для стиснення ЛЧМ-сигналів і наведена структурна схема виявникового пристрою, що має у своєму складі вузол стиснення на основі ДЛЗ для підвищення чутливості виявника та поліпшення роздільної здатності як за дальністю, так і частотою.

Література

1. Merrill I. Skolnik. Radar Handbook, Third Edition. McGraw-Hill, 2008. 1328 p.
2. Yanovsky F.J., Russchenberg H.W.J., Unal C.M.H. Retrieval of information about turbulence in rain by using Doppler-polarimetric Radar. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2005. Vol. 53. Iss. 2. P. 444–450.
3. Yakov D. Shirman. *Method for Improving the Resolution of the Radar and the Device for its Implementation. Patent No. 146803 on Application No. 461 974/40, Priority date: July 25, 1956, Publication date: January 1, 1962.*
4. Charles E. Cook. Pulse Stretching and Compression Radar System. US Patent No. 3400396A, Priority date: November 14, 1955, Publication date: September 3, 1968.
5. Yanovsky F.J. Glimpses of early radar developments in Ukraine and the former Soviet Union. *URSI Radio Science Bulletin*. 2016. Vol. 2016. Iss. 358. P. 35–68.
6. Vakman D.E. Sophisticated Signals and uncertainty Principle in Radar. Berlin, Heidelberg : Springer, 1968. 253 p.
7. Cook C.E., Bernfeld M. Radar Signals: An Introduction to Theory and Application. Artech House, 1993. 550 p.

Пантєєв Р.Л., Яновський Ф.Й.

СТИСКАЛЬНИЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО МОНІТОРИНГУ І ПАСИВНОЇ ЛОКАЦІЇ

У статті аналізується принцип дії та можливості застосування стискального детектору, принцип дії якого базується на використанні сканувального дисперсійного фільтру. В якості дисперсійного фільтру пропонується використання набору часових

затримок, що з'єднані між собою послідовно та смугових фільтрів, що під'єднані у відводи затримок. Така система дозволяє здійснювати стискання широкосмугових модульованих сигналів у вигляді імпульсів, що, підвищує співвідношення сигнал-шум та підвищує здатність розділяти сигнали за частотою. Детально розглянуто математичне забезпечення, що описує принцип дії стискального детектору та умови реалізації узгодженої фільтрації сигналів, що приймаються на дисперсійному фільтрі. Наведено схему структури стискального детектору, принцип роботи якого базується на наведеному математичному забезпеченні. Запропонована система може бути реалізована та використана для інформаційної обробки невідомих, потайливих сигналів, в інформаційних системах частотного моніторингу та пасивної локації.

Ключові слова: стискальний детектор, обробка сигналів, узгоджена фільтрація, дисперсійний фільтр, частотний моніторинг, пасивна локація, інформаційна система.

Pantyeyev R.L., Yanovsky F.J.

COMPRESSION DETECTOR FOR FREQUENCY MONITORING AND PASSIVE LOCATION SYSTEMS

The article analyzes the principle of operation and the possibilities of applying a compressive detector, the principle of which is based on the use of a scan heterodyne and dispersion filter. As a dispersion filter, it is proposed to use a set of time delays connected in series and bandpass filters connected to the delay taps. Such a system allows compression of broadband modulated signals in the form of pulses, which increases the signal-to-noise ratio and increases the ability to separate signals by frequency. The mathematical support describing the principle of operation of the compressive detector and the conditions for implementing the matched filtering of the signals received on the dispersion filter is considered in detail. A diagram of the structure of the compressive detector is presented, the principle of which is based on the given mathematical support. The proposed system can be implemented and used for information processing of unknown, hidden signals, in information systems of frequency monitoring and passive location.

Keywords: compressive detector, signal processing, matched filtering, dispersion filter, frequency monitoring, passive location, information system.