

**ПРИСТРОЇ ТА СИСТЕМИ
РАДІОЗВ'ЯЗКУ, РАДІОЛОКАЦІЇ, РАДІОНАВІГАЦІЇ**

УДК 621.396.96

**СУЧАСНІ ПРИСТРОЇ ОПТИМАЛЬНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ДЛЯ АКТИВНОЇ
РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ**

Бичков В.С., Мрачковський О.Д., Правда В.І.

У статті розглядається принцип побудови узгодженого фільтру та корелятора, для активної радіолокаційної системи, що використовує широкопasmовий псевдошумовий сигнал. Представлено приклад побудови тракту обробки на базі мікросхем логіки, що програмуються (ПЛІС).

Вступ

Невід'ємним пристроєм приймального тракту сучасної радіолокаційної станції є узгоджений фільтр або корелятор, що дозволяє забезпечити максимальне співвідношення сигнал/ шум на виході, при адитивній заваді у вигляді білого шуму. При використанні псевдошумового сигналу (ПШС), як зонduючого сигналу РЛС, розробник системи зіштовхується з проблемою обробки сигналів з великим значенням добутку ефективної смуги сигналу на тривалість сигналу, що складає значення більш 10^3 .

До деякого часу побудова подібних систем здійснювалась на основі пристроїв поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) [1], та пристроїв з зарядовим зв'язком (ПЗЗ) [2], а також на цифрових інтегральних мікросхемах, причому найбільш перспективними були спеціалізовані великі та надвеликі інтегральні схеми (ВІС та НВІС)[3]. Застосування тієї чи іншої системи вносить окремі обмеження на використання сигналів, зокрема: тривалість сигналу, смуга сигналу і відповідно база сигналу, динамічний діапазон при стисненні та потужність, що споживається приладом при роботі. Створення сучасної елементної бази: швидкодіючих мікроконтролерів, цифрових сигнальних процесорів (DSP), приладів із змінною логічною структурою, мікросхем гнучкої логіки (ПЛІС), вплинуло на розвиток сучасних радіотехнічних систем. Всі ці пристрої дають можливість побудувати досить „гнучкі” системи, оскільки їх архітектура спеціально орієнтована на реалізацію задач цифрової обробки сигналів, та можуть реалізувати алгоритми обробки, які були неможливі 10-15 років тому.

ПЛІС дозволяє досить гнучко реалізувати багатоканальну систему обробки, узгоджений фільтр та корелятор для ПШС на базі одного кристалу, використовуючи для цього спеціалізовані мікросхеми [4,5]. ПЛІС „Altera” – Stratix, StratixII, Stratix Gx - за своєю архітектурою спеціально призначені для виконання операцій DSP, а також обробки широкопasmових сигналів. Кристали, у своєму складі, містять блоки цифрової обробки сигналів (DSP

blocks), на яких виконуються операції множення, додавання, множення з накопичуванням, що дозволяє виконувати стандартні операції цифрової обробки у „реальному часі”. Будь яке з цих сімейств підтримується програмним забезпеченням „Altera”, що дає можливість тестувати та оптимізувати складні проекти на протязі кількох годин та з мінімальним ризиком.

Постановка задачі

При адитивній заваді у вигляді білого шуму, оптимальний пристрій, що забезпечує максимальне співвідношення сигнал/шум, являє собою узгоджений з заданим сигналом фільтр або корелятор.

При такому підході цифрова реалізація схеми найбільш просто здійснюється шляхом запису послідовності наближень інтегралів згортки:

$$v_u(t) = \int_0^T S(T - \tau) w_u(t - \tau) d\tau \quad (1)$$

де $S(t)$ – опорна реалізація, $w_u(t)$ – прийнятий сигнал, T – інтервал спостереження, τ – часова затримка прийнятого сигналу.

Для першого наближення запишемо вираз (1) у дискретній формі:

$$v_{uk} = \delta \sum_{i=0}^{L-1} S_{L-1} w_{u,k-i} \quad (2)$$

де дискретні вибірки

$$v_{uj} = v_u(j\delta), \quad w_{uj} = w_u(j\delta), \quad S_j = S(j\delta)$$

взяті через кожні δ секунд, а $L\delta = T$. Частота дискретизації $1/\delta$, є параметром системи і дорівнює частоті Найквіста, що визначається шириною смуги частот низькочастотних складових коливань на виході змішувачів, при обробці сигналу на проміжній частоті, а у деяких випадках перевищує її, якщо потрібно здійснити більш точне розрізнення за часом. Наступний етап починається з запису дискретних значень w_{uj} та S_j

$$w_{uj} = \sum_{m=0}^{\infty} (w_{uj})^m \cdot 2^{-m} \quad S_j = \sum_{m=0}^{\infty} (S_j)^m 2^{-m}$$

Можна припустити, що ці величини масштабовані таким чином, що не можуть виходити за відповідний динамічний діапазон. Тепер, якщо відліки сигналів опорного каналу та прийнятого сигналу обмежити числом розрядів, відповідно N та M , то одержимо опис цифрової реалізації операції згортки, що виконується оптимальним пристроєм обробки:

$$v_{uk} = \delta \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} 2^{-(m+n)} \sum_{i=0}^{L-1} (S_{L-i})^m (w_{u,k-1})^n. \quad (3)$$

Масштабування, дискретизація та квантування $S(t)$ виконується лише один раз, і отримані цифрові значення запам'ятовуються в опорному каналі в момент випромінювання зондуючого сигналу. Необхідні операції з вхідним сигналом w_u відповідно виконуються, пристроєм автоматичного регулювання підсилення (АРП), пристроєм дискретизації та N – розрядним аналого – цифровим перетворювачем (АЦП). Кореляційна обробка виконується за допомогою пристрою із регістрами зсуву (рис.1).

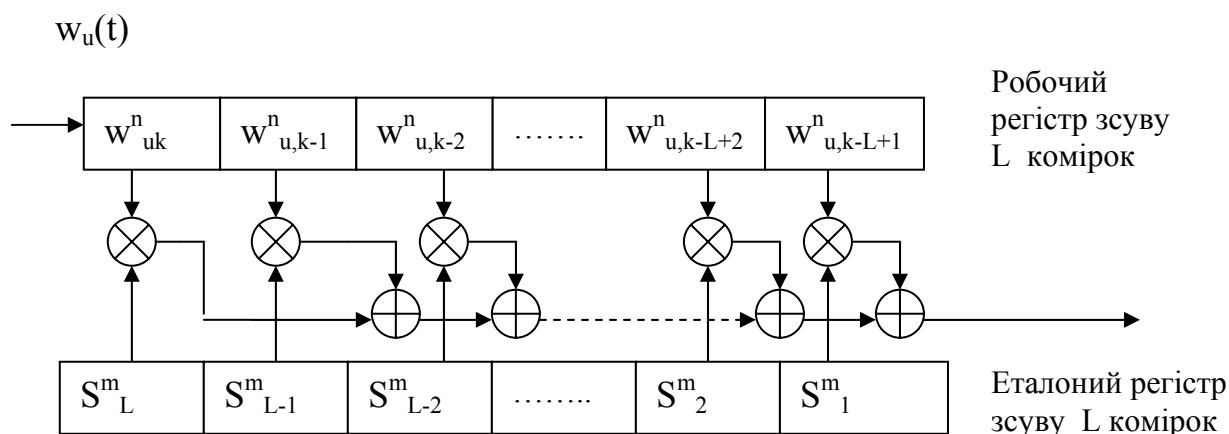


Рис. 1. Цифровий корелятор.

Послідовність $n - x$ розрядів двійкового подання вибірок w_{uj} надходить на вхід верхнього регістру зсуву. З кожним тактовим імпульсом, останній в часі відлік сигналу, надходить у крайню ліву комірку регістра зсуву, а всі попередні відліки зсуваються праворуч, при цьому крайній правий відлік зникає. В комірках опорного регістру постійно зберігаються $m - x$ розрядів вибірок S_j . При кожному тактовому імпульсі вміст двох регістрів зсуву по розрядах перемножується, а добуток додається.

У випадку узгодженого фільтра опорний канал являє собою постійно запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) та еталонний регістр, у якому записуються відповідні відліки сигналу, що випромінюється (рис. 2).

При цифровій обробці сигналів РЛС, об'єктом часової дискретизації є випадковий процес на виході аналогової частини приймача [6]. Для вузькосмугового сигналу, також як і широкосмугового, можна використовувати аналіз обвідних. Оскільки локаційна інформація на етапі оцінки дальності до цілі закодована не в несучій, а в обвідній та фазі, які повільно змінюються в часі, сигнал перетворюється таким чином, що інтервал між вибірками визначається фактичною шириною спектру сигналу.

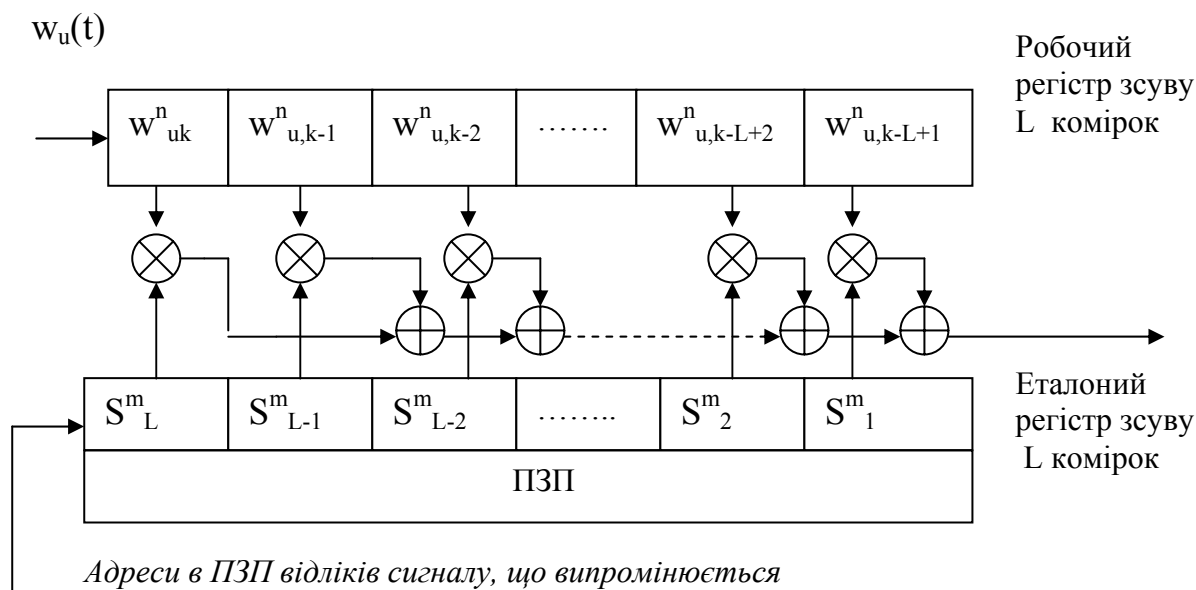


Рис. 2. Узгоджений фільтр

Реалізація некогерентного оптимального пристрою обробки заснована на низькочастотній „квадратурній” схемі обробки сигналу (рис.3).

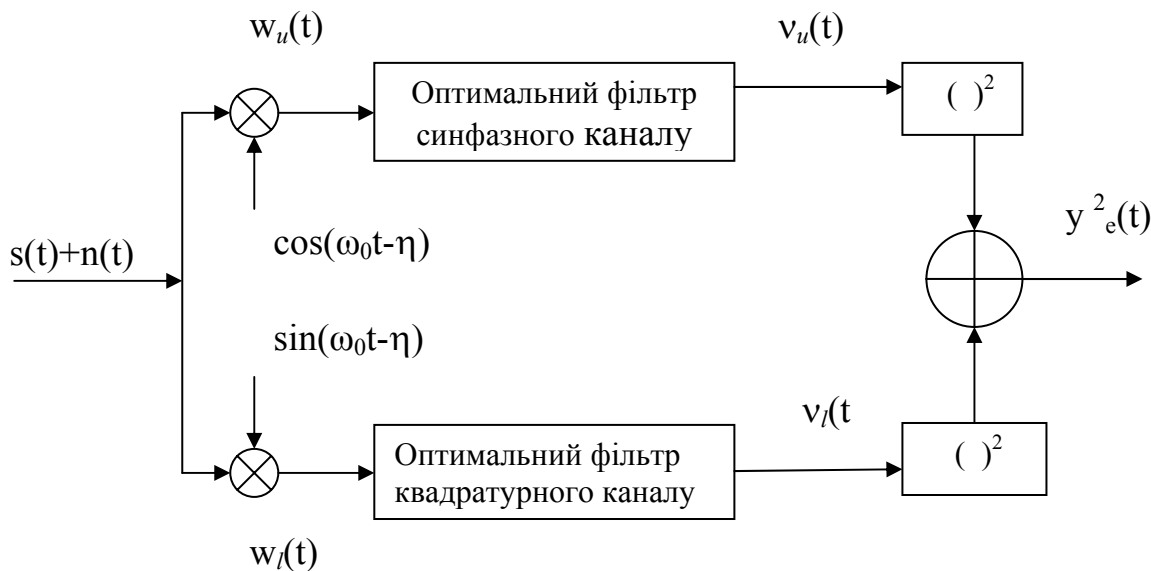


Рис. 3. Низькочастотна реалізація кореляційного некогерентного каналу прийому

Вхідний сигнал $s(t)$, після перетворення, поступає на оптимальні пристрої обробки, в одному випадку – на корелятор, в другому випадку – на узгоджений фільтр. Вихідні сигнали підносяться до квадрату та додаються, утворюючи вихідний сиг-

нал $y^2(t)$. Сигнал на виході оптимального фільтру синфазного каналу визначається співвідношенням (3). Зробивши заміну u та l в індексах цієї формули, отримуємо аналогічний вираз для нижньої частини цієї схеми. У випадку когерентної обробки сигналу схема обмежується одним синфазним каналом обробки. Для реалізації цифрового некогерентного приймального тракту (рис. 3), необхідно, у кількості L , M – розрядних регістрів зсуву, що працюють у реальному масштабі часу, та, у кількості L , N – розрядних еталонних регістрів зсуву, що використовуються в обох ланках схеми. Необхідно, у кількості $2L$, $M + N$ розрядних перемножувачів та, у кількості $2(L-1)$, $M+N$ розрядних суматорів, а також: гетеродинні змішувачі, НЧ – фільтри, дискретизатори, АЦП, ЦАП, пристрої піднесення до квадрату та вихідні суматори. До деякого часу така кількість компонентів системи, навіть при малих значеннях M , N , L , виключала можливість практичної реалізації систем подібного типу. У теперішній час, завдяки значним успіхам сучасної мікроелектроніки, є можливість реалізації всієї системи на декількох, або, навіть, на одному кристалі ВІС, для досить великих значень M , N , L .

Побудова системи

Згідно запропонованого методу, розглянемо систему оптимальної обробки фазоманіпульованого сигналу, фаза якого змінюється у відповідності до модулюючої псевдовипадкової послідовності максимального періоду (M - послідовності), з числом елементів L , що дорівнює 1023. Тривалість зондуючого сигналу складає 60 мксек.

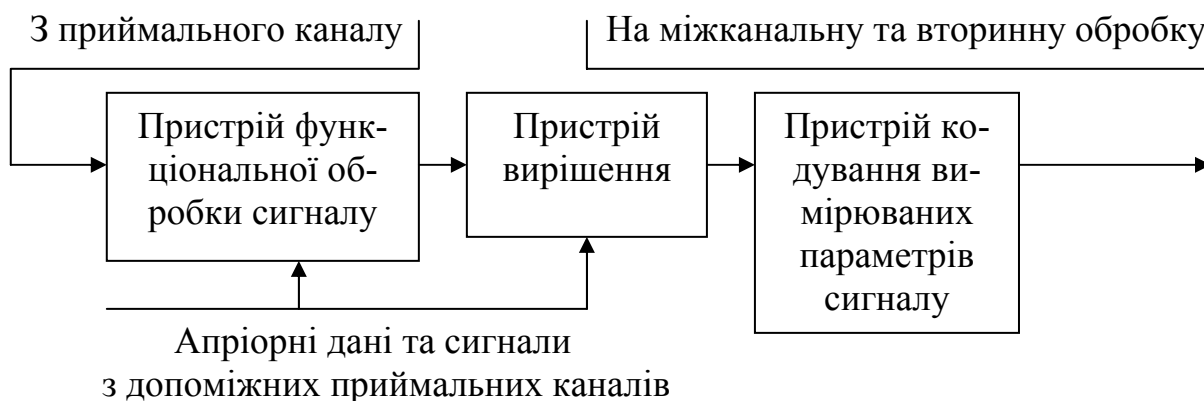


Рис.4. Функціональна схема обробки

Основним завданням радіолокаційної системи обробки сигналів є виявлення сигналів, та вимірювання їх параметрів в умовах дії завад різного роду. Тому оптимізація алгоритмів роботи системи повинна в першу чергу, проводитись по показникам, які характеризують якість виконання цих задач системою. Наявність завад та випадкових флуктуацій сигналів, що обробляються, робить задачі виявлення сигналів та вимірювання їх параметрів, предметом теорії статистичних рішень.

Тракт обробки сигналу може бути представлений у вигляді основних пристроїв – оптимальної фільтрації та логічної обробки сигналу (рис. 4).

Оптимальний пристрій обробки, що забезпечує найкраще виділення сигналу із завад та його розрізнення, формує на своєму виході деяку сигнальну функцію, яка характеризує розподіл апостеріорної ймовірності [7]. Пристрій вирішення, виконує аналіз сигнальної функції та у відповідності з обраним критерієм приймає рішення про наявність сигналу, або виконує оцінку параметра який вимірюється.

Побудуємо систему для випадку когерентного прийому з одним синфазним каналом та з декількома каналами по швидкості (рис. 5).

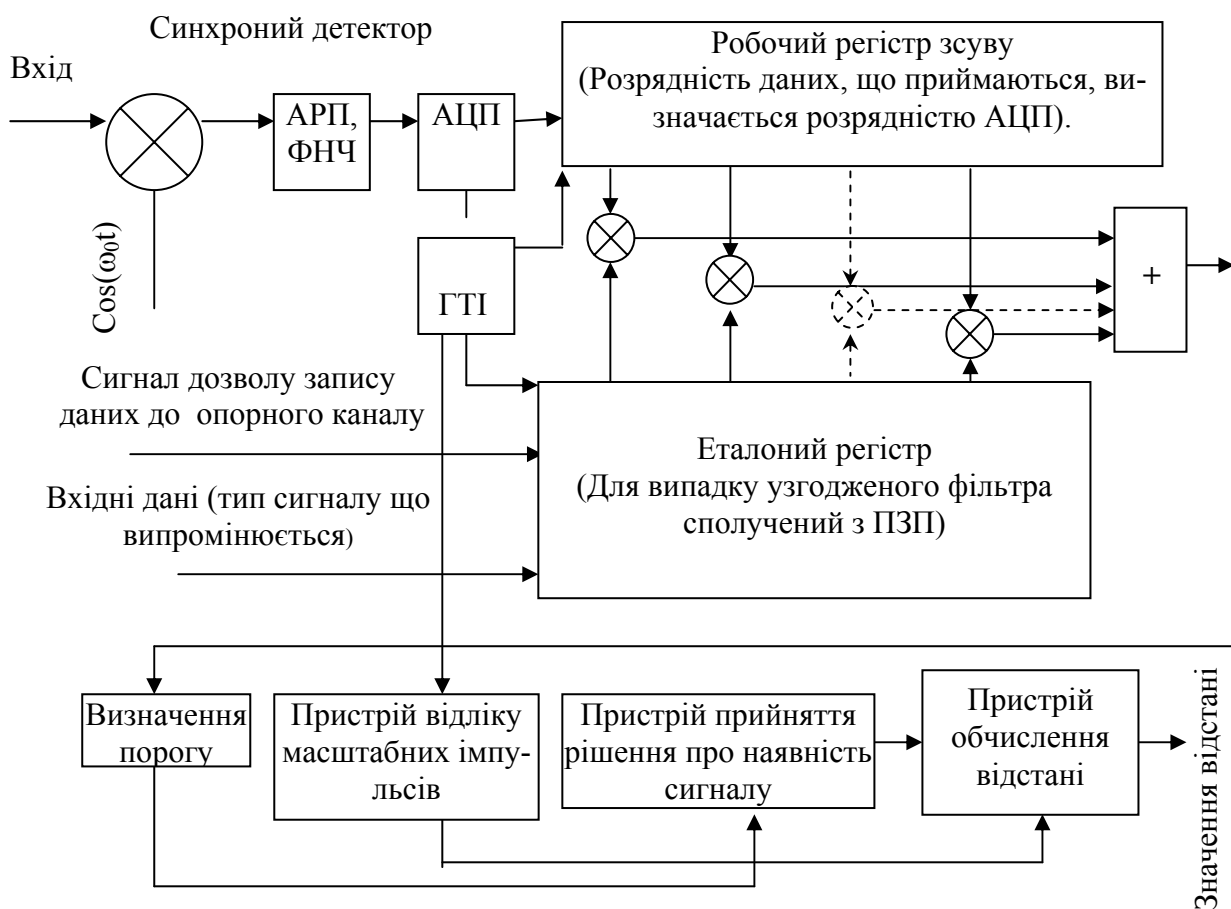


Рис.5. Структурна схема цифрового тракту виявлення сигналу та обчислення дальності до цілі

Кореляційний канал побудований у відповідності до зображеного на рис. 1 та рис. 2. Вони відрізняються тим, що на вхід опорного каналу подаються відліки зондуєчого сигналу у сукупності з стробуючим сигналом. Опорний канал можна заповнити відліками безпосередньо з ПЗП (для випадку узгодженого фільтра), в якому можуть зберігатися ансамблі сигналів, що випромінюються, і які можуть змінюватись за необхідним алгори-

тмом. Обробка в системі відбувається на відеочастоті, тому на кожен елемент псевдовипадкової послідовності випадає один відлік, який відповідає фіксованому числу символів, що визначаються числом розрядів АЦП.

Визначення дальності полягає у вимірюванні часу запізнення відбитого сигналу у секторі виміру. Відповідно, дальність визначається з відомих співвідношень (для випадку сумісної антени): $D = t_{зан}c/2$, де c – швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі. Відстань до цілі оцінюється шляхом підрахунку масштабних імпульсів часу, з моменту посилки зондуючого сигналу, до моменту спрацьовування порогового пристрою, в межах робочого далекомірного інтервалу. Максимальна дальність обмежена розрядністю лічильника відстані. Визначення оцінки швидкості об'єкту здійснюється шляхом реєстрації перевищення рівня сигналу на виході тракту виявлення, над порогом, в кожному з доплерівських каналів. Точне значення швидкості цілі визначається шляхом статистичної обробки даних по кожній з цілей.

Представлена цифрова кореляційна система була реалізована на кристалі гнучкої логіки виробника „Altera” - Stratix.

Висновки

При реалізації системи на базі обчислювача ПЛІС Altera Stratix EP1S80F1508C5 помітно збільшилась продуктивність обчислення згортки, сумарне апаратне завантаження склало 35000 логічних комірок кристалу, 20 блоків DSP, а максимальна швидкодія – 160 МГц. Ефективність використання такої системи очевидна, оскільки можна замінити сигнал в опорному каналі, а також, при необхідності, змінити архітектуру оптимального фільтру. Архітектура пристрою була синтезована у програмному середовищі розробника Quartus II, для кристалу Stratix EP1S80F1508C5.

Достоїнства реалізованої системи відобразили всі переваги використання цифрових систем обробки сигналів. А саме: точність, висока якість виявлення стосовно до радіолокаційного пристрою, швидкодія, а також можливість обробки великого об'єму даних.

Література

1. Холланд, Клейнборн. Устройства на поверхностных акустических волнах. // ТИИЭР, 1974, т. 62, №5.
2. Караваев Ю.А., Смирнов Н.И., Судовцев В.А. Программируемые трансверсальные фильтры на ПАВ и ПЗС для со гласованной фильтрации. // Зарубежная радиоэлектроника, 1980, №11.
3. Сверхскоростные интегральные схемы на GaAs/Лонг С.И., Уэлч Б.М., Цука Р. и др. // ТИИЭР, 1982, т. 70, №1.
4. Мрачковский О.Д. Бычков В.Е. «Микросхемы программируемой логики». Киев. Радиоконпоненты № 4, 2003.
5. Бычков В.Е. Мрачковский О.Д. «Новые семейства микросхем программируемой логики компании Altera». // Киев. Радиоконпоненты № 1, 2005. С. 37 - 48.

6. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва. Радио и Связь, 1986. С. 325.
7. Стручев В.Ф. Методы цифровой обработки РЛС сигналов. Москва. Радио и связь, 1984. С. 288.

<p>Бычков В.Е., Мрачковский О.Д., Правда В.И. Современные устройства оптимальной фильтрации для активной радиолокационной системы. Рассмотрен принцип построения согласованного фильтра и коррелятора, для активной радиолокационной системы использующей широкополосный псевдошумовой сигнал. Представлен пример построения тракта на базе микросхем программируемой логики.</p>	<p>Bychkov V.E., Mrachkovsky O.D., Pravda V.I. Modern devices of optimum filtration for the active radar system. The principle of construction the matched filter and correlator, for the active radar system operating with a broadband noise signal is esteemed. The example of construction a channel of processing on the basis of microcircuits of a programmed logic (PLD) is shown.</p>
--	---

Надійшла до редакції 20 травня 2006 року