



УКРАЇНА

(19) UA (11) 64170 (13) U  
(51) МПК  
G01S 13/26 (2006.01)ДЕРЖАВНА СЛУЖБА  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ  
УКРАЇНИОПИС  
ДО ПАТЕНТУ  
НА КОРИСНУ МОДЕЛЬвидається під  
відповідальність  
власника  
патенту

(54) ПРИСТРІЙ УЗГОДЖЕНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ З ПСЕВДОХАОТИЧНОЮ ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

1

2

(21) u201106056

(22) 16.05.2011

(24) 25.10.2011

(46) 25.10.2011, Бюл.№ 20, 2011 р.

(72) ТАРШИН ВОЛОДИМИР АНАТОЛІЙОВИЧ,  
ВАСИЛЬЄВ ВАДИМ АНАТОЛІЙОВИЧ, ЯЩЕНКО  
ОЛЕКСАНДР ВІКТОРОВИЧ, ДОРОШКО ІГОР МИ-  
КОЛАЙОВИЧ(73) ХАРКІВСЬКИЙ УНІВЕРСИТЕТ ПОВІТРЯНИХ  
СИЛ ІМЕНІ ІВАНА КОЖЕДУБА(57) Пристрій узгодженої обробки сигналів з псев-  
дохаотичною частотною маніпуляцією, що містить

лінію затримки з  $M$  виходами, які з'єднані з входами блока фільтрів парціальних імпульсів, виходи якого з'єднані з входами суматора, який **відрізняється** тим, що між виходами лінії затримки і входами блока фільтрів парціальних імпульсів введений електронний комутатор, вхід керування якого з'єднаний з виходом пристрою формування кодової послідовності, на вхід якого подаються сигнали керування від електронної обчислювальної машини.

Корисна модель належить до галузі радіолокації і може бути використана, зокрема, для модернізації радіолокаційних станцій (РЛС), у яких зондувальні сигнали мають лінійну частотну модуляцію (ЛЧМ).

Відомий пристрій узгодженої обробки ЛЧМ сигналів [1], який містить дисперсійну лінію затримки з природною або штучною дисперсією, до складу якої входить звукопровід, в якому поширюються акустичні коливання, вхідний і вихідний перетворювачі електричних коливань у механічні й навпаки. Звукопровід виконаний з п'єзоелектричного монокристала, наприклад з кварцу, ніобату літію та ін. На поверхню кристала нанесені вхідні і вихідні провідні металеві електроди методами фотолітографії чи рентгенолітографії.

Недоліком пристрою є часово-частотна невідповідність функції розузгодження, яка призводить до виникнення систематичної похибки вимірювання дальності через незнання радіальної швидкості цілі і вимагає застосування спеціальних заходів щодо усунення негативного явища.

Найбільш близьким до запропонованого технічним рішенням, обраним як прототип, є пристрій обробки дискретних частотноманіпульованих (ДЧМ) сигналів з зростаючим (спадаючим) кусочно-лінійним законом зміни частоти [2], який містить лінію затримки з  $M$  виходами, які з'єднані з входами блока фільтрів парціальних імпульсів (БФШ), виходи якого з'єднані з входами суматора. Блок

фільтрів парціальних імпульсів складається з  $M$  вузькосмугових фільтрів з однаковою смугою пропускання. Середні частоти вузькосмугових фільтрів рознесені за спадаючим (зростаючим) законом дисперсійної характеристики узгодженого фільтра на величину смуги пропускання фільтра парціального імпульсу  $\Delta f_0$ .

Частотноманіпульований сигнал, який підлягає обробці, має тривалість  $\tau_i$  і являє собою послідовність зімкнутих парціальних імпульсів з шириною спектра  $\Delta f_0$ . Кожен з парціальних імпульсів має свою частоту  $f_1, f_2, \dots, f_M$ , відповідно до закону модуляції частоти. Вузькосмугові фільтри пристрою настроєні на узгоджену обробку одного з  $M$  простих прямокутних парціальних імпульсів прийнятого сигналу, у результаті чого забезпечується узгоджена обробка ДЧМ сигналу та його часове стиснення.

Недоліком пристрою-прототипу є те, що повторюваність структури сигналу у сусідніх періодах зондування виключає можливість захисту радіолокаційної системи на етапі обробки сигналу та обмежує перелік можливих режимів випромінювання та обробки сигналів.

В основу корисної моделі поставлена задача створити пристрій узгодженої обробки сигналів з псевдохаотичною частотною маніпуляцією, який

(13) U  
(11) 64170  
(19) UA

покращить ефективність радіолокаційних станцій при мінімальних змінах у структурі приймального тракту.

Поставлена задача вирішується за рахунок того, що у пристрій-прототип, який містить лінію затримки з  $M$  виходами, які з'єднані зі входами БФШ, виходи якого з'єднані зі входами суматора, між виходами лінії затримки і входами БФШ додатково введено електронний комутатор (ЕК), вхід керування якого з'єднаний з виходом додатково введеного пристрою формування кодової послідовності, на вхід якого надходять сигнали керування від електронної обчислювальної машини (ЕОМ) для керування роботою ЕК.

Технічний результат, який може бути отриманий при здійсненні корисної моделі полягає у забезпеченні гнучкої програми керування енергетичним потенціалом радіолокаційної станції, вимог до часового розділення сигналів, покращення захищеності РЛС від впливу імітувальних та взаємних активних перешкод на етапі узгодженої фільтрації сигналу, а також в усуненні швидкісної помилки вимірювання дальності.

На фіг. 1 приведена структурна схема пристрою узгодженої обробки ДЧМ сигналів з псевдохаотичною частотною маніпуляцією.

На фіг. 2 зображено варіант закону модуляції частоти ДЧМ сигналу розмірності  $M = 10$ .

На фіг. 3 зображений код  $N_k$ , який являє собою закон зміни частоти імпульсної характеристики узгодженого фільтра.

На фіг. 4 показаний порядок з'єднання входів та виходів ЕК 4.

На фіг. 5 зображений вихідний ефект узгодженого фільтра  $W(t)$  для обраного варіанту модуляції частоти сигналу.

На фіг. 6 зображений закон модуляції частоти імітувальної перешкоди на вході запропонованого пристрою.

На фіг. 7 зображений результат фільтрації імітувальної перешкоди на виході фільтра, узгодженого з обраним варіантом ДЧМ сигналу.

Запропонований пристрій узгодженої обробки сигналів з псевдохаотичною частотною маніпуляцією містить лінію затримки 1, виходи  $M, M-1, \dots, 1$  якої з'єднані з входами  $M, M-1, \dots, 1$  ЕК 4. Вхід керування ЕК 4 з'єднаний з виходом пристрою формування кодової послідовності 5, на вхід якого надходять сигнали керування від ЕОМ. Виходи  $M, M-1, \dots, 1$  ЕК 4 з'єднані з входами  $M, M-1, \dots, 1$  БФПІ 2, виходи якого з'єднані з входами  $M, M-1, \dots, 1$  суматора 3. Вихід суматора 3 є виходом запропонованого пристрою.

Робота запропонованого пристрою полягає в наступному. Перед початком прийому сигналу пристрій формування кодової послідовності 5 за сигналами керування ЕОМ виробляє кодову послідовність  $N_k$ , яка визначає структуру зондувального сигналу.

Зондувальний сигнал тривалості  $\tau$ , описується співвідношенням

$$u(t) = \begin{cases} U_0 \sum_{i=1}^M [1(t-t_{i-1}) - 1(t-t_i)] \times \\ \times \cos \left[ 2\pi f_0 t + \varphi_0 + \Delta f_0 \left( \sum_{k=1}^{i-1} N_k \tau_0 + N_i(t-t_{i-1}) \right) \right], \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_i \\ 0, \text{ при інших } t \end{cases}$$

де  $U_0, f_0, \varphi_0$  - амплітуда, робоча частота, початкова фаза сигналу;

$\tau_0, \Delta f_0$  - тривалість та ширина спектра парціального імпульсу;

$N_k \Delta f_0$  - значення частоти  $k$ -го парціального імпульсу, яке залежить від закону модуляції;

$N_i(t-t_{i-1})$  - закон модуляції частоти сигналу;

$1(t-t_{i-1})$  - одинична функція;

$t_i = i \tau_0$  - моменти стрибкоподібної зміни частоти.

Функція  $N_i(t-t_{i-1})$  передбачає можливість кодування частоти сигналу за законом псевдохаотичної послідовності.

З виразу (1) визначається комплексна амплітуда сигналу, часовий запис якої має вигляд

$$\dot{U}(t) = U_0 \sum_{i=1}^M [1(t-t_{i-1}) - 1(t-t_i)] \exp \left[ j \Delta f_0 \left\{ \sum_{k=1}^{i-1} N_k \tau_0 + N_i(t-t_{i-1}) \right\} \right] \quad (2)$$

Вигляд функції  $N_i(t-t_{i-1})$  обирається таким чином, щоб забезпечити рівномірний розподіл спектральних складових сигналу (фіг. 2) у всій смузі частот, та збереження роздільних здатностей близьких до тих, що забезпечує ЛЧМ сигнал. Спектр такого сигналу практично не відрізняється від спектра лінійно-частотно-модульованого сигналу за шириною і визначається співвідношенням  $\Pi \approx M \Delta f_0$ .

З виходу пристрою формування кодової послідовності 5 «дзеркальне» відображення (імпульсна характеристика) коду модуляції  $N_k$  (фіг. 3) використовується для керування роботою ЕК 4. Вибір закону модуляції частоти здійснюється з використанням законів Костаса-Велча та Костаса-Голомба [1, 3], впливає на повноту інформації про повітряну обстановку та визначає режим функціонування РЛС.

Прийнята реалізація  $y(t)$  надходить на вхід лінії затримки 1, виходи 1, 2, ...,  $M$ , якої з'єднані з входами 1, 2, ...,  $M$  ЕК 4. Електронний комутатор 4 забезпечує відповідне до  $N_k$  з'єднання виходів лінії затримки 1 та входів БФПІ 2 (фіг. 4) для створення потрібної імпульсної характеристики запропонованого пристрою. З виходів 1, 2, ...,  $M$  БФПІ 2 сигнали надходять на входи 1, 2, ...,  $M$  суматора 3, на виході якого формується вихідний ефект  $W(t)$

(фіг. 5) для обраного варіанту закону модуляції частоти (фіг. 2).

Запропонований пристрій забезпечує когерентне накопичення енергії сигналу (узгоджену фільтрацію) і його стискання у часі у

$$K_{cm} = \tau_i \Pi = M \tau_0 \Delta f_0 M = M^2 \quad (3)$$

разів. Міра розділення за часом затримки ДЧМ сигналу визначається тривалістю парціального імпульсу  $\tau_0$ . Рівень бокових пелюстків стиснутого прямокутного ДЧМ сигналу відповідає рівню пелюстків стиснутого прямокутного ЛЧМ сигналу.

Зміна закону модуляції частоти у суміжних періодах зондування дозволяє здійснити захист РЛС від впливу імітувальних перешкод на етапі узгодженої часово-частотної обробки [4]. При надходженні на вхід запропонованого пристрою імітувальної перешкоди з законом модуляції частоти (фіг. 6), який відрізняється від закону модуляції частоти вхідного сигналу (фіг. 2), на виході узгодженого фільтра спостерігається результат фільтрації імітувальної перешкоди (фіг. 7). Рівень перешкоди на виході узгодженого фільтра визначається кореля-

цією кодів модуляції випромінюваних сигналів у суміжних періодах та розмірністю коду.

Скорочення тривалості сигналу забезпечує спостереження за цілями, які знаходяться ближче ближньої межі зони виявлення РЛС. Зміна розмірності та вигляду коду модуляції не вимагає зміни структури пристрою узгодженої обробки сигналів.

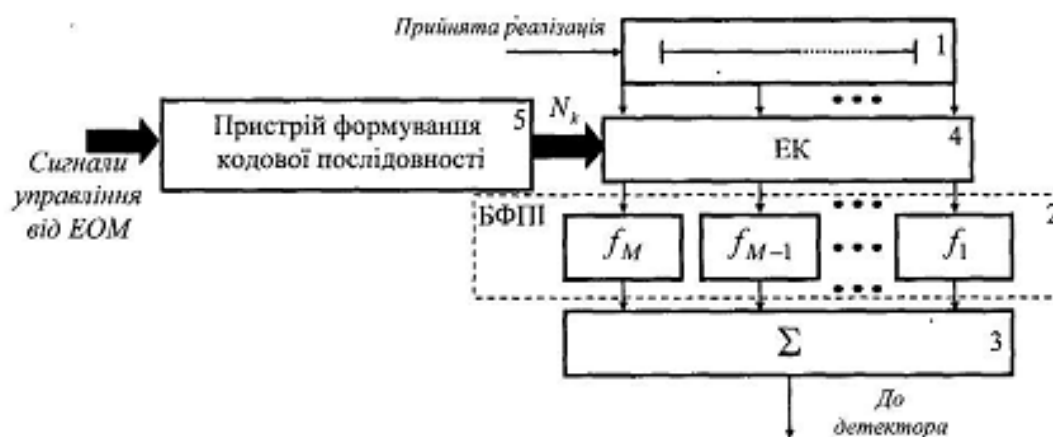
Джерела інформації:

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007. - 512с.

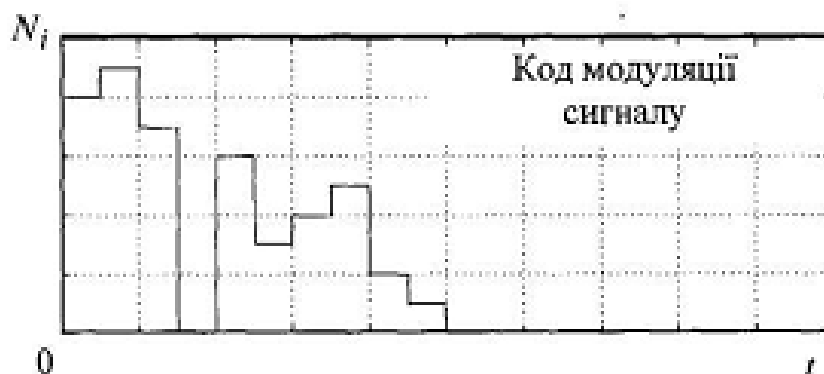
2. Багдасарян С.Т. Радіолокаційна системотехніка / С.Т. Багдасарян, Ю.В. Кулявець, С.І. Шипіцин. - Х.: ХВУ 2002 р. - 243 с.

3. Radar signals, by Nadav Levanon and Eli Mozeson. - John Wiley & Sons, Inc. -2004. - 411 p.

4. Таршин В.А. Розширення функціональних можливостей РЛС шляхом застосування сигналів з псевдохаотичною частотною модуляцією сигналів / В.А. Таршин В.А. Васильєв, О.Л. Кузнецов, І.В. Злигостев // Системи обробки інформації. - Х: ХУПС- 2007 р. - Вип. 1 (59) - С. 103-106.



Фіг. 1



Фіг. 2



Fig. 3

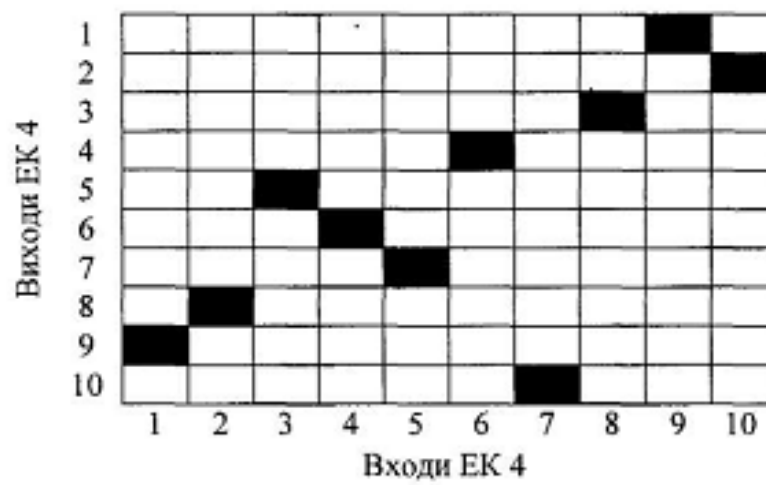


Fig. 4

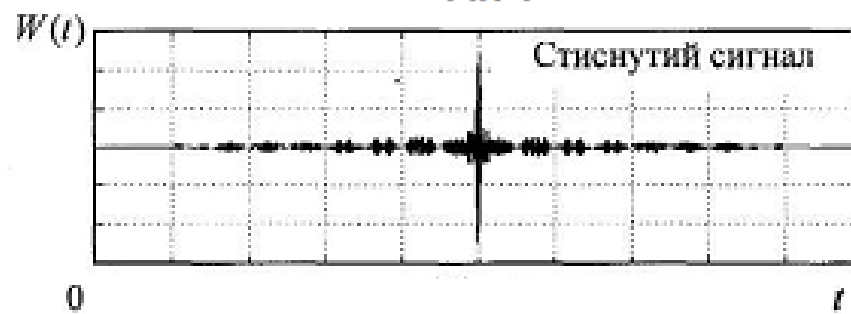
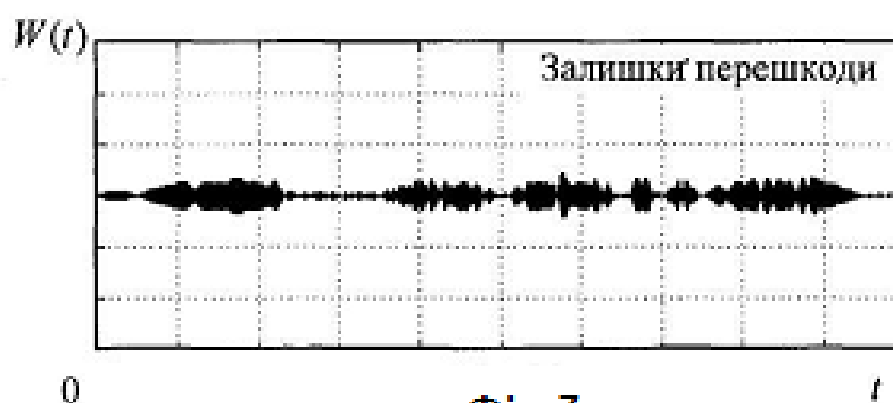


Fig. 5



Фіг. 6



Фіг. 7