

число контурів, і, якщо таких дуг кілька – дуга з максимальною вагою. Сортування дуг супроводжується перестановкою стовпців матриці контурів: стовпці матриці контурів групуються по убутанню сумарної кількості одиничних елементів у цих стовпцях; якщо виникли підматриці зі стовпців з однаковою кількістю одиниць, здійснюється розстановка стовпців по убутанню ваги відповідних їм дуг. Якщо в одній підматриці перебувають дуги з однаковою вагою й однаковим числом одиниць у відповідних стовпцях, тоді стовпці сортується у лексикографічному порядку за індексами дуг.

Література

1. Биркгоф Г. Теория структур / Биркгоф Г. – М. : Мир, 1982. – 302 с.
2. Николис Г. Познание сложного / Г. Николис, И. Пригожин. – М. : Мир, 1990. – 343 с.
3. Подольский В. Е. Повышение эффективности региональных образовательных компьютерных сетей с использованием элементов структурного анализа и теории сложности / В. Е. Подольский, С. С. Толстых. – М. : Машиностроение, 2006. – 176 с.

Надійшла 14.8.2011 р.

УДК.621.96

Є.С. ЛЕНКОВ

Вінницький технічний університет

МЕТОД ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАНЬ, ЩО ҐРУНТУЄТЬСЯ НА СПЕКТРАЛЬНО-КОРЕЛЯЦІЙНІЙ ОБРОБЦІ Й СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ У ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ

Метод ґрунтується на реалізації нових властивостей взаємокореляційної обробки сигналів з відносним запізнюванням при використанні замість стандартного корелятора схеми спектрально-кореляційної обробки в пеленгаційному пристрої з винесеною на певну базу допоміжною антеною.

Метод оснований на реалізації нових свойств взаимокорреляционной обработки сигналов с относительным запаздыванием при использовании вместо стандартного коррелятора схемы спектрально-корреляционной обработки в пеленгационном устройстве с вынесенной на определённую базу вспомогательной антенной.

Ключові слова: пеленгація, селекція сигналів, частотна область.

Вступ. Особливість кореляційної обробки сигналів після їх перетворення послідовним спектралізатором полягає в частотному “зabarвленні” вихідних сигналів зі строгою відповідністю між відносним запізнюванням (тобто просторовим положенням джерела випромінювання, що впливає) і частотою заповнення вихідного сигналу. Ця особливість дозволяє здійснити роздільну частотну селекцію корисного й перешкоджаючого сигналів. При цьому виділення перешкоджаючих сигналів, що прийняті бічними пелюстками (БП) основної антени, забезпечує формування порогу компенсації, що наближається до гіпотетично бажаного порогу і відображає за формою реальний рівень бічних пелюсток прийому.

Виклад основного матеріалу. Можливість використання спектрального корелятора заснована на теоремі Парсеваля [1]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{U}_1^*(t) \mathcal{U}_2^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{G}_1^*(f) \mathcal{G}_2^*(f) df, \quad (1)$$

де $\mathcal{U}_1^*(t)$, $\mathcal{U}_2^*(t)$ – комплексні огибаючі сигналу;

$\mathcal{G}_1^*(f)$, $\mathcal{G}_2^*(f)$ – комплексні огибаючі його спектру,

* – знак сполучення.

Згідно з теоремою (1) кореляційна функція довільних сигналів (зліва) відповідає інтегралу добутку їх спектрів.

Узагальнена алгоритмічна структурна схема пеленгатора наведена на рис. 1, де

$$Y[u(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{nj^2 p f t} dt, \quad K(j\omega) - \text{частотні характеристики смугових фільтрів.}$$

Основні функціональні елементи схеми (рис. 1) можуть бути реалізовані як в аналоговому, так і цифровому вигляді. Теоретичний аналіз алгоритму обробки проводиться стосовно до аналогового варіанта пеленгаційного пристрою. Структурна схема обробки сигналів до частотного селектора представлена на рис. 2.

Прийняті коливання сигналів зовнішнього джерела випромінювання (ДВ) перетворюються в сигнали, форма яких відображає їхні миттєві спектри. Це завдання виконується послідовним спектралізатором (ЛЧМ-гетеродин, змішувач, ДЛЗ, що виконує роль вузькосмугового фільтра). Для виключення впливу різниці фаз, повинен використовуватися один гетеродин для обох каналів спектралізатора.

Характеристика групового запізнення дисперсійної лінії затримки (ДЛЗ) дзеркально погоджена з законом зміни частоти ЛЧМ гетеродина $f_r(t)$.

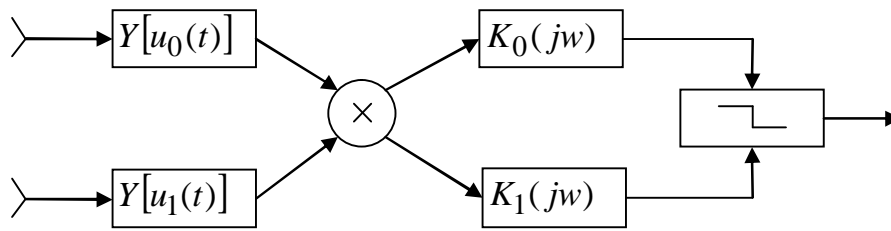


Рис. 1.

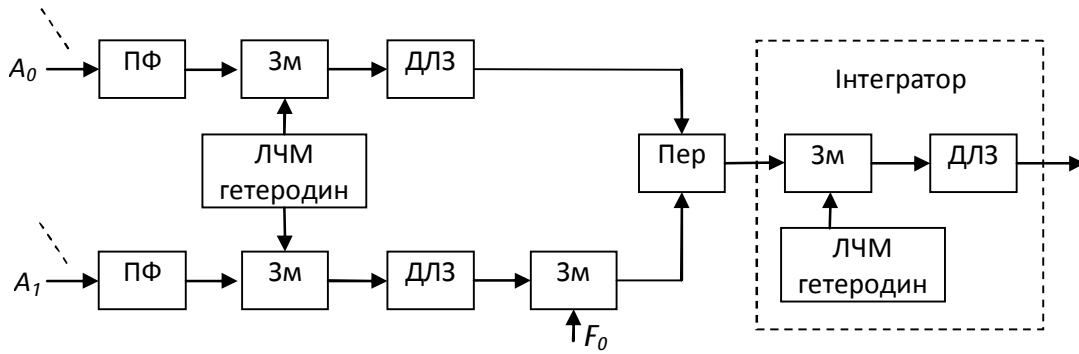


Рис. 2.

Перешкоди, що прийняті бічними пелюстками основної антени, мають відносне запізнення t_{01} , що обумовлене величиною бази й кутовим відхиленням ДВ від напрямку антени. При цьому спектри таких сигналів відрізняються на фазовий множник $\exp\{j2ft_{01}\}$. У результаті зжатий імпульс, що відповідає гармоніці f_1 в другому каналі буде відрізнятися по фазі від імпульсу першого каналу на $f_1 = 2pf_1t_{01}$. Аналогічно для гармоніки f_2 фазове запізнення буде $f_2 = 2pf_2t_{01}$ й так далі.

Спектральні складові f_1, f_2, \dots, f_n послідовно розгортаються за часом зі швидкістю зміни частоти гетеродина $g_r = \frac{df_r}{dt}$. Оскільки зміни фази в часі еквівалентні зсуву по частоті, то при безперервному спектрі вихідне коливання в другому каналі буде зміщено на різницеву частоту:

$$F_p = \frac{1}{2p} \frac{df}{dt} = t_{01} \frac{df_r}{dt} \quad (2)$$

Корелятор у схемі (рис. 2) являє собою аналізатор спектра різницевих частот, що виконаний у вигляді послідовного включення перемножувача й фільтра інтегрування, який складається з другого ЛЧМ-гетеродина, змішувача й ДЛЗ.

При впливі декількох джерел АПП з різноманітними просторовими положеннями (різноманітними t_{01}) на виході корелятора утворюються сигнали усіх джерел з різноманітними значеннями F_p .

Як відомо, t_{01} залежить від $|\Delta q_n|$ і не залежить від знаку кутового відхилення відносно q_a . З точки зору кращих умов виділення корисного (пеленгуемого) сигналу, його доцільно обробляти на частоті, відмінній від нульової. З цією метою в другий канал включений змішувач з генератором опорної частоти F_0 . При цьому сигнали помилкових пеленгів будуть відповідати частотам:

$$F_i = F_0 \pm F_p(t_{01}) \quad (3)$$

Вихідну напругу фільтра спектралізатора при впливі одного шумового сигналу можна представити виразом:

$$\mathcal{W}(t) = k \mathcal{U}_r \mathcal{U}_\phi \mathcal{G}[g(t-T_0)] \exp\{j2p[f_\phi t + 0,5g(t-T_0)]\}, \quad (4)$$

де

$$\mathcal{G}[g(t-T_0)] = \int_{-\left(1-\frac{\Delta f}{\Delta F_\phi}\right)T_\phi}^{\left(1-\frac{\Delta f}{\Delta F_\phi}\right)T_\phi} \mathcal{W}(s) \exp\{-j2pg(t-T_0)s\} ds, \quad (5)$$

$V(S)$ – комплексна амплітуда вхідного колювання,

$$g = \frac{\Delta F_r}{T_r} = \frac{\Delta F_\phi}{T_\phi} - \text{крутизна лінійної частотної модуляції, однакова для ЛЧМ-гетеродина й фільтра}$$

корелятора ($k = 1, 4$).

Смуга фільтра ΔF_ϕ при заданій ширині спектра сигналу Δf обирається з умови:

$$\Delta F_\phi \cong \Delta f + \Delta F_r = 2\Delta f, \tag{6}$$

а

$$T_p = 2T_r \tag{7}$$

Середнє значення напруги на виході при впливі стаціонарної перешкоди з відносним запізненням t_{01} визначається виразом:

$$M \{W_{\text{вих}}(t)\} = \frac{1}{g} k U_r r(t_{01} + 2T_0 - t) \exp\{j2p[(f_\phi + 0,5gt)t - 2gT_0(t - T_0)]\}, \tag{8}$$

де

$$r(t_{01} + 2T_0 - t) = \int_{-g\frac{T_r}{2}}^{g\frac{T_r}{2}} S(x) \exp\{j2p(t_{01} + 2T_0 - t)x\} dx. \tag{9}$$

Вираз $r(t_{01} + 2T_0 - t)$ визначає взаємну кореляційну функцію прийнятого сигналу.

Таким чином, спектрально-кореляційна обробка сигналів дозволяє трансформувати відносне запізнення в пропорційний йому зсув частоти вихідних сигналів корелятора. Завдяки цьому з'являється нова ступінь свободи при вирішенні завдань боротьби з перешкоджаючими сигналами в пеленгаційному пристрої. Таке завдання зводиться до селекції сигналів у частотній області й відкриває нові можливості боротьби з помилковими пеленгами.

Принципове розходження між стандартним каналом кореляційної обробки й каналом спектрального корелятора полягає в різноманітній структурі їх вихідних сигналів, які є взаємнокореляційною функцією прийнятих різними антенами колювань, але відрізняються частотним заповненням. Якщо стандартний корелятор забезпечує придушення вихідного сигналу залежно від відносного запізнення t_{01} , то спектральний корелятор "розставляє" вихідні сигнали пропорційно t_{01} на частотній осі. Завдяки цьому з'являється можливість роздільної обробки корисного й перешкоджаючих сигналів.

Структурна схема двопозиційного ПП, що реалізує частотну селекцію на виході корелятора представлена на рис. 3.

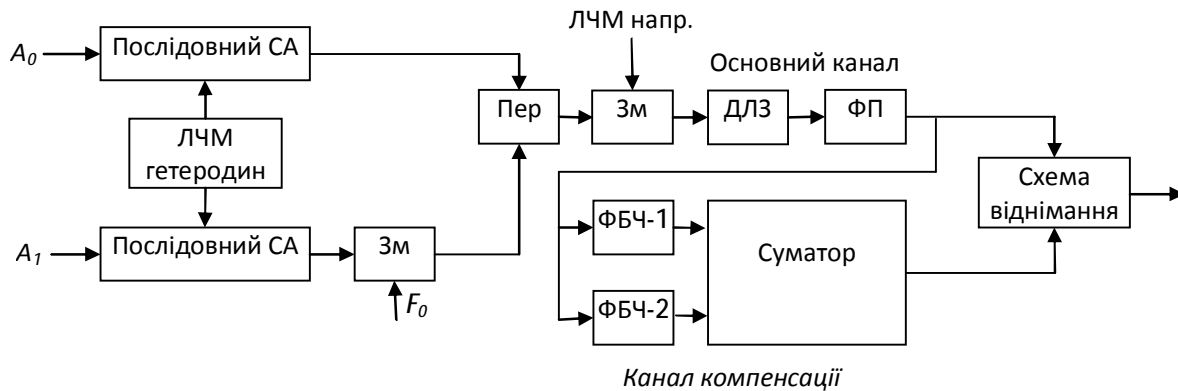


Рис. 3.

Виходом корелятора служить ДЛЗ. Форма вихідних сигналів відображає взаємнокореляційну функцію. Частота заповнення для корисного сигналу дорівнює опорній F_{p0} , а для перешкоджаючих сигналів бічного прийому $F_{p0} \pm gt_{01}(q)$.

Основний канал виділяє сигнал з частотою F_{p0} фільтром, погодженим з його параметрами, і здійснює придушення перешкоджаючих сигналів (на схемі використане позначення ФП – фільтр придушення).

Фільтри бічних частот (ФБЧ) повинні бути смуговими з АЧХ, що охоплює області частот $F_{p0} + \Delta F_{\text{max}}$ і $F_{p0} - \Delta F_{\text{max}}$. Значення ΔF_{max} відповідає відносній затримці, що обумовлена базою або

межами ДН допоміжної антени.

На виході суматора формується граничний сигнал компенсації залишкових сигналів помилкових пеленгів. На відміну від порогу компенсації, що формується енергетичним приймальним каналом, такий граничний рівень відображає в деякій мірі “радіолокаційний портрет” сигналів помилкових пеленгів і з цієї точки зору, може вважатися “спостережувачим” порогом. “Спостережувачий” пороговий рівень можна вважати з певним ступенем наближення еквівалентним гіпотетично ідеальному порогу компенсації, що повторює просторову характеристику бічного прийому основної антени.

Для технічної реалізації фільтрів селекції доцільно використовувати цифрову систему обробки. При цьому роль послідовних спектралізаторів виконують процесори ДПФ або БПФ. Результати обробки зберігають наведене вище трактування. Дійсно, у відповідності із однією з властивостей перетворення Фур’є спектр (огинаюча спектру) сигналу, затриманого на t_3 , відрізняється від спектру не затриманого сигналу на множник $\exp(-j2\pi ft_3)$. Це означає, що формулу теореми Парсевала (1) можна представити у вигляді:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} U_o(t)U_1^*(t)dt = k \int_{-\infty}^{+\infty} G_o(f)G_1^*(f)df = k \int_{-\infty}^{+\infty} |G_o(f)|^2 \exp(-j2\pi ft_3)df . \quad (10)$$

З (10) видно, що спектр на виході перемножувача спектрального корелятора модульований сигналом з частотою $F_p = ft_p$ та, якщо на виході векторного поелементного перемножувача включити аналізатор спектру, то дискретні частоти опиняться розставленими по осі частот у відповідності до їх відносного запізнення, тобто кутовою координатою. Аналітичний вид оператора $Y[\cdot]$ відповідає виразу:

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} u(k)W_N^{kn}; \quad W_N = \exp(-j\frac{2\pi n}{N}); \quad n \in [0, N-1], \quad (11)$$

де n – дискретна частота вихідного сигналу.

Структурна схема спектрального корелятора при цифровій реалізації представлена на рис. 4.

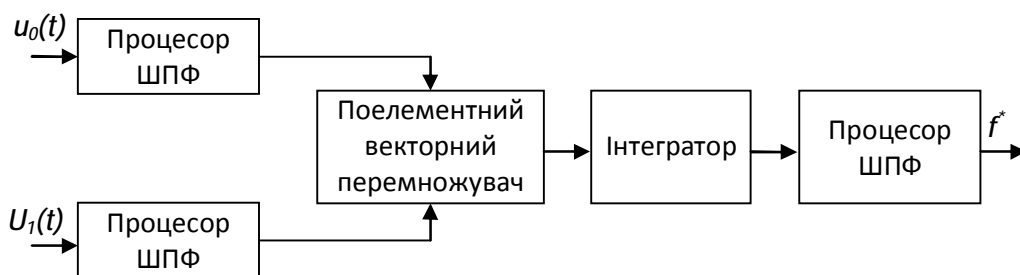


Рис. 4.

Поелементний перемножувач на рис. 4 множить кожний елемент одного вектора на відповідний елемент другого вектора. Інтегратор накопичує кожний з елементів вихідного вектора.

Висновок. Таким чином, запропонований метод побудови ПП, забезпечуючи придушення бічного прийому й формування сигналу компенсації, еквівалентного “слідкуючому” порого, дозволяє підвищити інформаційну здатність (ІЗ) системи пеленгації. Ступінь підвищення ІЗ залежить від величини бази між основною й допоміжною антенами й реалізуємих частотних характеристиках фільтрів селекції.

Аналітична оцінка ІЗ виходить за рамки даної роботи і є предметом окремого дослідження.

Література

1. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Левин Б. Р. – М. : Сов.радио, 1974. – 552 с.
2. Тверской В. И. Дисперсионно-временные методы измерения спектров радиосигналов / Тверской В. И. – М. : Сов. радио, 1974. – 296 с.
3. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация / Кузьмин С. З. – К. м: КВИЦ, 2000. – 428 с.

Надійшла 11.8.2011 р.