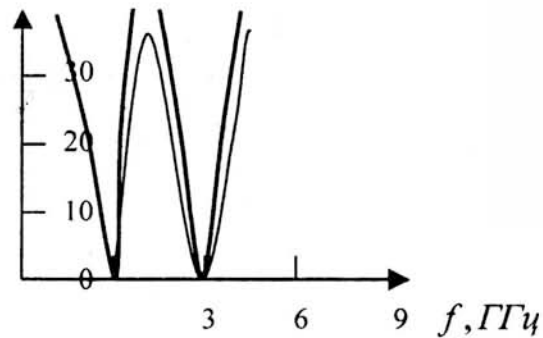


пропускания у двумерного фильтра будет меньше по сравнению с фильтром на полуволновых линиях.

$L_A, \text{дБ}$



$L_A, \text{дБ}$

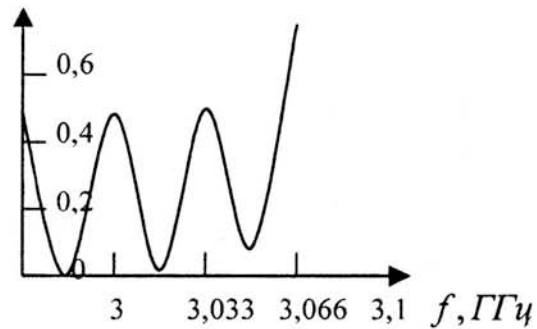


Рис.1. Трёхрезонаторный планарный фильтр

Список литературы

- 1.Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн.-М.:Наука, 1973.-605с.
- 2.Корн Г.,Корн Т. Справочник по математике.-М.:Наука,1974.-831с.
- 3.Современная теория фильтров и их проектирование/Под ред. Г.Темеша, С.Митра.- М.:Мир,1977.-560с.

Поступила 30.10.2001

УДК 621.372

В.М. Шутко

ЗАВАДОСТІЙКИЙ МЕТОД ВИЯВЛЕННЯ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ДОПЛЕРІВСЬКИХ СИГНАЛІВ

При розв'язанні задач виявлення вузькосмугових сигналів на фоні білого шуму в класичній літературі використовують таку модель: сигнал, відбитий від цілі, - випадковий процес з енергетичним спектром, який описується резонансною кривою із відносною

шириною $\Delta f_c T = 0.05$ (T - період спостереження сигналу). Допплерівський зсув частоти сигналу співпадає з однією з базових частот фільтру дискретного (ДПФ) або швидкого (ШПФ) перетворень Фур'є [1].

В реальній ситуації доплерівська частота випадковим чином розташована між каналами процесору ДПФ, а в амплітуді, частоті та фазі гармонійного сигналу присутні природні завади, які залежать від стабільності передавача, моделі літака, відстані до нього, погодних умов та ін.. Тому в даній роботі розглядається узагальнена модель доплерівського сигналу:

$$g(k) = [A + \Delta A(k)] \exp \left\{ i \left(\frac{2\pi}{N} [f_d + \Delta f_d(k)] k + [\varphi + \Delta \varphi(k)] \right) \right\} + \gamma(k), \quad (1)$$

де A - амплітуда коливання, k - номер відліка сигналу, $i = \sqrt{-1}$, N - об'єм вибірки, f_d - частота гармонійного сигналу, φ - випадкова початкова фаза з рівномірним розподілом на інтервалі $[0; 2\pi]$, $\gamma(k)$ - незалежні відліки нормального комплексного шуму з нульовими середніми та одиничними СКВ в дійсній та уявній площинах, $\Delta A(k)$, $\Delta f_d(k)$, $\Delta \varphi(k)$ - відліки незалежних нормальних амплітудних, частотних і фазових завад з нульовими середніми та середньоквадратичними відхиленнями (СКВ) σ_A , σ_f і σ_φ відповідно.

Зазначимо, що статистичні розподіли шуму та завад можуть бути іншими.

Очевидно, що при апріорно відомих законах розподілів шуму та суміші корисного сигналу і шуму задачу виявлення доплерівського сигналу можна розв'язати оптимально, використовуючи відношення правдоподібності. Так, метод ДПФ являє собою частковий випадок узгодженої фільтрації. Тому для розв'язання задачі виявлення комплексного гармонійного сигналу з частотою, співпадаючою з частотою процесора ДПФ, на фоні білого шуму цей алгоритм є оптимальним. В природній ситуації ймовірність отримання такого сигналу, відбитого від літака, дорівнює нулю. У випадку присутності завад в амплітуді, частоті, фазі (або все ідеально, але частота сигналу не співпадає з частотою процесора ДПФ), метод ДПФ не є оптимальним. Це призводить до значного падіння амплітуд спектральних складових в інформаційній області.

В реальній ситуації закон розподілу корисного сигналу апріорно невідомий, він залежить від багатьох факторів (див. вище), але всі радіолокаційні сигнали об'єднує одна фізична особливість – вони мають деякий коливальний характер, інакше б вони не розповсюджувалися у просторі. Тому в даній роботі будується не оптимальний алгоритм для апріорно відомих розподілів, а завадостійкий метод, використання якого дає змогу отримувати якісні характеристики виявлення доплерівських вузько-смугових сигналів для широкого спектру природних завад. Для розробки цього методу використовується фізична закономірність – в разі відсутності завад сигнал представляє собою комплексну гармоніку.

Розглянемо задачу в такій постановці. Часова послідовність деякого комплексного гармонійного процесу представлена відліками:

$$g(t) = \{g(0), g(1), \dots, g(N-1)\}, \quad (2)$$

отриманими, як результат вимірювань за схемою (1). Ці відліки в подальшому обробляються процесором ДПФ.

Спочатку розглянемо спостереження гармонійного сигналу із випадковою початковою фазою без присутності шумів:

$$g(k) = A \exp \left\{ i \left(\frac{2\pi}{N} f_d k + \varphi \right) \right\} \quad (3)$$

Частота f_d співпадає з однією з базових частот фільтру ДПФ. Помітимо, що при перемноженні вектора-стовпця, який складається з відліків $g(k)$, на строку матриці ДПФ із відповідною частотою отримуємо відліки підінтегральної функції $y(k)$ із постійними амплітудами в уявній та дійсній частинах. Значення цих амплітуд залежить від A та φ , але важливо, що:

$$\operatorname{Re}[y(k)] = \operatorname{const}1, \operatorname{Im}[y(k)] = \operatorname{const}2, k = \overline{0, N-1}. \quad (4)$$

Очевидно, що накопичення цих відліків відбувається за лінійними законами в уявній та дійсній частинах. При поступовому додаванні відліків $y(k)$ отримуємо відліки первісної функції $h(k)$, абсолютне значення якої в точці $k = N-1$ дорівнює амплітуді спектру на даній частоті. Незалежно від φ та A в (3) (крім $A = 0$) незмінним є співвідношення:

$$c(k) = \frac{h(k)}{y(k)} = k+1, \quad k = \overline{0, N-1}. \quad (5)$$

Далі для узагальненої моделі доплерівського сигналу (1) побудуємо метод сплайнового згладжування послідовностей $h(k)$ та $y(k)$ з накладанням умови зв'язку (5). Помітимо, що хоча відліки нормального шуму $\gamma(k)$ є незалежними, шумові складові послідовності $h(k)$ будуть корельованими. Сплайнове оцінювання спочатку побудуємо для двох послідовностей без урахування кореляційних властивостей шумових складових $h(k)$, а потім за допомогою узагальненого методу найменших квадратів (МНК) їх врахуємо. Взаємна кореляція між відліками $y(k)$ і $h(k)$ швидко спадає до нуля, тому в даному методі вона не ураховується. В реальній ситуації кореляційні властивості корисного випадкового сигналу врахувати не представляється можливим через відсутність достатньої апіорної інформації, а кореляційну матрицю для фонових шумів завжди можна оцінити чисельно.

Складемо наступний функціонал у вигляді:

$$\begin{aligned} \Phi = & \sum_{k=0}^{N-1} [h(k) - S_h(k)]^2 + \sum_{k=0}^{N-1} [y(k) - S_y(k)]^2 + \\ & + \lambda \sum_{k=0}^{N-1} [S_h(k) - (k+1)S_y(k)]^2 \end{aligned} \quad (6)$$

де $S_h(k) = ZA_h$ та $S_y(k) = PA_y$ - комплексні кубічні ермітові сплайни, які апроксимують відліки первісною $h(k)$ та підінтегральної $y(k)$ функцій, Z, P - матриці планування (в загальному випадку вони можуть бути неоднаковими внаслідок різного розташування вузлів "склейки") для сплайнів S_h, S_y , $A_h = \{a_{hl}\}_{l=1}^s$, $A_y = \{a_{yl}\}_{l=1}^s$ - вектори оцінюваних параметрів (ординати точок "склейки" ділянок сплайнів).

Значення локального ермітового кубічного сплайна в довільній точці обчислюється, як і раніше [4], за формулою:

$$S(\omega) = a_{l-1}^1 x(\omega) + a_l^2 x(\omega) + a_{l+1}^3 x(\omega) + a_{l+2}^4 x(\omega) \quad (7)$$

для $\omega \in [\omega_{ul}, \omega_{u_{l+1}}]$, де ${}^m x(\omega)$ - локальні функції форми, $\overline{m} = \overline{1 \div 4}$,

a_l - комплексні значення ординат вузлів "склейки", $l = 1, 2, \dots, s$.

Вимагатимемо виконання умови методу найменших квадратів:

$$\Phi = \min.$$

Для цього потрібен розв'язок системи рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial \Phi}{\partial a_{hl}} = 0, & l = \overline{1, s} \\ \frac{\partial \Phi}{\partial a_{yl}} = 0, & l = \overline{1, s} \\ S_h(k) = (k+1)S_y(k), & k = \overline{0, N-1}. \end{cases} \quad (8)$$

Розв'язати цю систему доцільніше у матричному вигляді. Тоді:

$$\Phi = (H - ZA_h)^T (H - ZA_h) + (Y - PA_y)^T (Y - PA_y) + \lambda (ZA_h - \tilde{P}A_y)^T (ZA_h - \tilde{P}A_y) \quad (9)$$

де матриця

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} -1p_{11} & -1p_{12} & \dots & -1p_{1s} \\ -2p_{21} & -2p_{22} & \dots & -2p_{2s} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -Np_{N,1} & -Np_{N,2} & \dots & -Np_{N,s} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

А вимоги МНК:

$$(\tilde{R} - WA)^T (\tilde{R} - WA) = \min,$$

$$\text{Де } \tilde{R} = \begin{bmatrix} H \\ Y \\ D \end{bmatrix}, \quad H = [h(0), h(1), \dots, h(N-1)]^T,$$

$Y = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T$ - вектори, які складаються з відліків первісної та підінтегральної функції, $D = [0, 0, \dots, 0]^T$, розмірністю $(N * 1)$;

$$A = \begin{bmatrix} A_h \\ A_y \end{bmatrix}, \quad A_h = [a_{h1}, a_{h2}, \dots, a_{hs}]^T, \quad A_y = [a_{y1}, a_{y2}, \dots, a_{ys}]^T - \text{вектори}$$

ординат вузлів "склейки" сплайнів,

$$W = \begin{bmatrix} Z & \emptyset \\ \emptyset & P \\ Z & \tilde{P} \end{bmatrix}, \quad Z, P - \text{блочно діагональні матриці планування,}$$

стовпцями яких є локальні функції форми сплайну ${}^m z(t)$, ${}^m p(t)$, $m = 1 \div 4$ [2], \tilde{P} - матриця (10).

Розмірність матриці W - $(3N * 2s)$.

Далі класичний розв'язок МНК:

$$A = (W^T W)^{-1} W^T \tilde{R}, \quad (11)$$

а з урахуванням кореляції розв'язок узагальненого МНК:

$$A = (W^T \tilde{M} W)^{-1} W^T \tilde{M} \tilde{R}, \quad (12)$$

$$\text{де } \tilde{M} = \begin{bmatrix} M^{-1} & \emptyset & \emptyset \\ \emptyset & E & \emptyset \\ \emptyset & \emptyset & E \end{bmatrix}, \quad M^{-1} - \text{матриця, зворотна до кореляційної матриці шумових}$$

складових $h(k)$, E - одинична матриця, розмірністю $(N * N)$.

Та $S_h = Z A_h$, $S_y = P A_y$ - комплексні сплайни, які побудовані вже з урахуванням аналітичного зв'язку (5).

Далі розраховуємо оцінки амплітуд спектру на кожній частоті процесору ДПФ:

$$\hat{S}(n) = \left| \sum_{k=0}^{N-1} S_y(n, k) \right|, \quad n = \overline{0, N-1}. \quad (13)$$

Ці оцінки отримані шляхом сплайнового вирівнювання часових послідовностей $h(k)$ і $y(k)$ з виконанням умови (5), що відповідає моделі гармонійного сигналу (3).

Зазначимо, що вирівнюючи послідовності корисних сигналів, спотворених завадами, ми також "вирівнюємо" послідовності шумових складових в разі відсутності корисної інформації. Це призводить до підвищення порогу прийняття рішення про виявлення сигналу для забезпечення однакової з класичним методом імовірності хибної тревоги.

Далі наводяться характеристики запропонованого методу та методу класичного прямого перетворення Фур'є, отримані за допомогою комп'ютерного моделювання. Порівнюємо амплітуди сигналів A (1), необхідні для досягнення імовірності правильного виявлення $P_{pv} = 0.9$ для обох методів при імовірності хибної тревоги $F_{ht} = 10^{-3}$ для різних завадових ситуацій.

$$g(k) = [A + \Delta A(k)] \exp \left\{ i \left(\frac{2\pi}{N} [f_d + \Delta f_d(k)] k + [\varphi + \Delta \varphi(k)] \right) \right\} + \gamma(k).$$

Об'єм вибірки сигналу $N = 256$.

1) $\sigma_A = \sigma_f = \sigma_\varphi = 0$, частота f_d співпадає з однією з базових частот процесора ДПФ (ідеальний випадок). Для досягнення $P_{pv} = 0.9$ при $F_{ht} = 10^{-3}$ амплітуда сигналу A для запропонованого методу повинна бути на 1.9 дБ більшою ніж при використанні ДПФ.

2) $\sigma_A = \sigma_f = \sigma_\varphi = 0$, зсув частоти сигналу f_d знаходиться рівно між базовими частотами процесора ДПФ. Характеристики виявлення однакові.

3) $\sigma_A = \sigma_\varphi = 0$, $\sigma_f = 0.002T$, тобто СКВ частотної завади дорівнює половині одного частотного каналу. Амплітуда сигналу A для запропонованого методу повинна бути на 2 дБ меншою ніж при використанні ДПФ.

4) $\sigma_A = \sigma_\varphi = 0$, $\sigma_f = 0.002T$, зсув частоти сигналу f_d знаходиться рівно між базовими частотами процесора ДПФ. A для запропонованого методу на 3 дБ менше ніж при використанні ДПФ.

5) $\sigma_A = 0.1A$, $\sigma_\varphi = 0.05(2\pi)$, $\sigma_f = 0.004T$, зсув частоти сигналу f_d знаходиться рівно між базовими частотами процесора ДПФ. A для запропонованого методу на 3.75 дБ менше ніж при використанні ДПФ.

Таким чином, розроблений метод виявив конкурентну спроможність до класичного методу ДПФ при виявленні вузькосмугових сигналів в складній завадовій ситуації.

Список літератури

1. С.З. Кузьмин. Цифровая радиолокация. – Киев.: Изд-во «КВІЦ», 2000. – 428 с.
2. С. Л. Марпл-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Изд-во «Мир», 1990. – 584 с.
3. В.А. Касьянов, В.М. Шутко, І.В. Шелевицький Сплайн-апроксимація аналітично зв'язаних часових послідовностей Вісник КМУЦА №4. -К.: КМУЦА, 2001, с.
4. І.Ф. Бойко, І.В. Шелевицький, В.Н. Шутко Рекурентный алгоритм построения сплайнов методом наименьших квадратов. Статистические методы обработки информации в авиационных радиоэлектронных системах: Сб.научн.тр. - Киев: КМУГА, 1995. С. 82-89.

Надійшла 01.10.2001.