УДК 629.735.05:621.396.962 (043.2)

А.О.Юрчук, аспірантка, В.М.Шутко, д.т.н., проф., В.В. Конін, д.т.н., проф., О.О.Колганова, к.т.н., докторантка (Національний авіаційний університет, Україна, м. Київ)

МЕТОД ПОКРАЩЕНОГО ВИЯВЛЕННЯ СУПУТНИКОВИХ СИГНАЛІВ, ЯКИЙ БАЗУЄТЬСЯ НА ОСНОВІ МОДИФІКАЦІЇ ОПЕРАТОРА ЗГОРТКИ

Запропоновано метод покращеного виявлення супутникових сигналів, який базується на основі модифікації оператора згортки за допомогою поліноміальної апроксимації з аналітичним зв'язком. Побудовані характеристики виявлення меандрового сигналу класичним та запропонованим методами.

Важливу роль у вирішенні завдань сучасної радіолокації відіграють питання виявлення сигналів та характеристики виявлення. Виявленням називається процес прийняття рішення щодо наявності сигналу з допустимою ймовірністю помилкового рішення. В задачах числової обробки даних, що містять випадкові складові, часто необхідно оцінити тренди меандрових послідовностей, між якими існує деякий аналітичний зв`язок.

В реальній ситуації в амплітуді, частоті та фазі отриманого меандрового сигналу присутні природні завади, які залежать від стабільності передавача, моделі супутника, відстані до нього, погодних умов та іншого [1, 2]. Тому розглянемо узагальнену модель меандрового сигналу [3]:

$$s(t-t_0)=Ad(t-t_0)Cos[\omega_0(t-t_0)+\varphi(t)]+\gamma(t), \qquad (1)$$

де A – амплітуда сигналу, $\omega_0=2\pi f_0$ – кругова несуча частота, f_0 – несуча частота, $\varphi(t)$ – фаза сигналу, t_0 – початок відліку, $d(t)$ – меандрова ПВП далекомірного коду, $\gamma(t)$ - незалежні відліки нормального шуму з нульовими середніми та одиничними СКВ.

При розробці завадостійкого методу виявлення меандрових сигналів на фоні широкого спектру природних завад та наявності ефекту багатопроменевості використовується фізична закономірність – в разі відсутності завад сигнал представляє собою меандр.

Отже часова послідовність процесу (1) представлена відліками:

$$g(t)=\{g(0), g(1),..., g(N-1)\}.$$

Ці відліки в подальшому обробляються дискретною згорткою.

Розглянемо спостереження меандрового сигналу без присутності шумів:

$$s(t-t_0)=Ad(t-t_0)Cos[\omega_0(t-t_0)+\varphi(t)]. \qquad (2)$$

Помітимо, що при перемноженні вектора-стовпця, який складається з відліків $g(t)$, на кодову послідовність Galileo одержуємо відліки підінтегральної функції $y(t)$ із постійною амплітудою. Значення цієї амплітуди залежить від амплітуди A, але важливо, що: $y(t)=const1 \quad t=\overline{0, N-1}$.

Очевидно, що накопичення цих відліків відбувається за лінійними законами. При поступовому додаванні відліків $y(t)$ одержуємо відліки первісної функції $h(t)$, значення якої в точці $t = N-1$ дорівнює амплітуді згортки сигналу в своєму максимумі. Тоді незмінними є співвідношення [4]:

$$c(t) = \frac{h(t)}{y(t)} = t+1, \quad t = \overline{0, N-1} \tag{3}$$

Далі для узагальненої моделі меандрового сигналу (1) побудуємо метод поліноміального згладжування послідовностей $h(t)$ та $y(t)$ з накладанням умов зв'язку (3). Помітимо, що хоча відліки нормального шуму $\gamma(t)$ є незалежними, шумові складові послідовності $h(t)$ будуть корельованими. Поліноміальне оцінювання спочатку побудуємо для двох послідовностей без урахування кореляційних властивостей шумових складових $h(t)$, а потім за допомогою узагальненого методу найменших квадратів (УМНК) їх врахуємо.

Взаємна кореляція між відліками $y(t)$ і $h(t)$ швидко спадає до нуля, тому в даному методі вона не враховується. В реальній ситуації кореляційні властивості корисного випадкового сигналу врахувати неможливо через відсутність достатньої апріорної інформації, а кореляційну матрицю для фонових шумів завжди можна оцінити чисельно.

Складемо наступний функціонал:

$$\Phi_R = \sum_{t=0}^{N-1}\{h(t) - S_h(t)\}^2 + \sum_{t=0}^{N-1}\{y(t) - S_y(t)\}^2 + \lambda\sum_{t=0}^{N-1}\{S_h(t)] - (t+1)S_y(t)\}^2, \tag{4}$$

де: $S_h(t) = ZA_h$ та $S_y(t) = PA_y$ - кубічні поліноми, які апроксимують відліки первісної $h(t)$ та підінтегральної $y(t)$ функцій; Z, P - матриці планування (в загальному випадку вони можуть бути неоднаковими внаслідок різного розташування коефіцієнтів) для поліномів S_h, S_y; $A_h = \{a_{hl}\}_{l=1}^4$, $A_y = \{a_{yl}\}_{l=1}^4$ - вектори оцінюваних параметрів (коефіцієнти кубічних поліномів).

Мінімізуємо функціонал і запишемо його в матричному вигляді:

$$\begin{aligned}\Phi_R = {} & (H - ZA_h)^T(H - ZA_h) + \\ & + (Y - PA_y)^T(Y - PA_y) + \\ & + \lambda(ZA_h - \widetilde{P}A_y)^T(ZA_h - \widetilde{P}A_y),\end{aligned}$$

λ має зміст ваги (в даному прикладі $\lambda = 1$),

де: матриця

$$\widetilde{P} = \begin{bmatrix} -1p_{11} & -1p_{12} & \dots & -1p_{1s} \\ -2p_{21} & -2p_{22} & \dots & -2p_{2s} \\ . & . & . & \\ -Np_{N,1} & -Np_{N,2} & \dots & -Np_{N,s} \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Позначимо: $R = \begin{bmatrix} H \\ Y \\ D \end{bmatrix}$, $H = [h(0), h(1), ..., h(N-1)]^T$, $Y = [y(0), y(1), ..., y(N-1)]^T$ - вектори, які складаються з відліків первісної та підінтегральної функцій; $D = [0,0,...,0]^T$, розмірності $(N*1)$;

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

Далі позначимо:

$W = \begin{bmatrix} Z & \mathrm{O} \\ \mathrm{O} & P \\ Z & \widetilde{P} \end{bmatrix}$, Z, P - матриці планування поліному, стовпцями яких є функції форми поліному ${}^m z(t)$, ${}^m p(t)$, $m = 1 \div 4$; O - нульова матриця, розмірності $N*r$; $\widetilde{P}$ - матриця (5). Розмірність матриці W - $(3N*8)$.

Тоді вимоги МНК: $(R - WA)^T (R - WA) = \min$,

Далі класичний розв'язок: $A = (W^T W)^{-1} W^T R$, а з урахуванням кореляції розв'язки узагальненого МНК: $\widetilde{A} = (W^T \widetilde{M} W)^{-1} W^T \widetilde{M} R$, де:

$\widetilde{M} = \begin{bmatrix} M^{-1} & \mathrm{O} & \mathrm{O} \\ \mathrm{O} & E & \mathrm{O} \\ \mathrm{O} & \mathrm{O} & E \end{bmatrix}$, M^{-1} - матриця, зворотна до кореляційної матриці шумових складових $h(t)$; E - одинична матриця, O - нульова матриця, розмірностей $(N*N)$.

Знаходимо $\widetilde{S}_h = Z\widetilde{A}_h$, $\widetilde{S}_y = P\widetilde{A}_y$ - кубічні поліноми, які побудовані вже з урахуванням аналітичних зв'язків (4).

Ці оцінки одержані шляхом поліноміального вирівнювання часових послідовностей $h(t)$ і $y(t)$ з виконанням умов (3), що відповідають моделі меандрового сигналу (2). Зазначимо, що вирівнюючи послідовності корисних сигналів, спотворених завадами, ми також "вирівнюємо" послідовності шумових складових в разі відсутності корисної інформації.

Для визначення ймовірності правильного виявлення сигналу та побудови характеристик виявлення потрібно задати фіксоване значення ймовірності хибної тривоги, приймемо це значення $F_{\text{хт}} = 10^{-3}$. Тобто програмно підбираємо число, щоб виконувалась умова наявності як мінімум 30 виявлень з 30000. Вичислюємо поріг, тобто таке значення вище якого сигнал є, а менше якого – немає.

Побудуємо характеристики запропонованого методу та класичного методу, одержані за допомогою комп'ютерного моделювання.

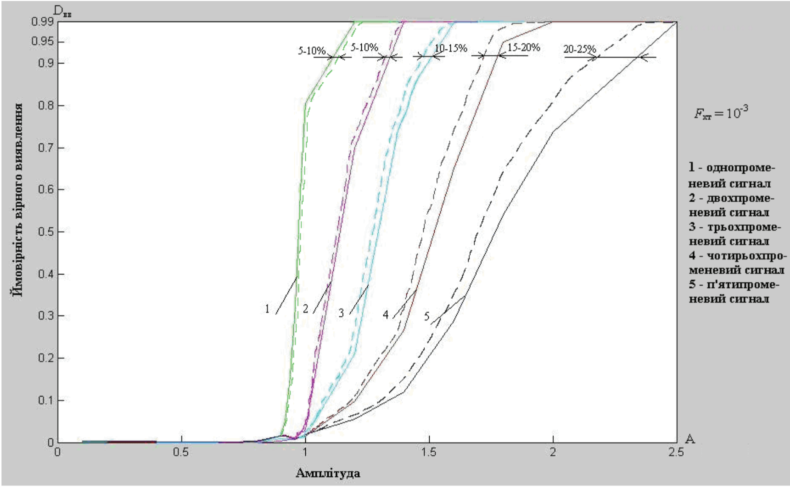

Рис. 1. Характеристики виявлення меандрових сигналів на основі: запропонованого (пунктирні лінії) та класичного (суцільні лінії) методів.

Висновки

Таким чином, розроблений метод являється конкурентоспроможним по відношенню до класичного методу виявлення супутникових сигналів супутникових радіонавігаційних систем в складній завадовій ситуації. В даній роботі вирішується науково-технічна задача – розробка методу поліноміальної апроксимації з аналітичними зв’язками, яка дозволяє підвищити ймовірність вірного виявлення супутникових сигналів та співвідношення сигнал/шум в умовах багатопроменевого розповсюдження сигналів на 5 - 25%.

Список літератури

1. *Ярлыков М. С.* Меандровые радиосигналы (ВОС–сигналы) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения / *М. С. Ярлыков* // Новости навигации. – 2007. – № 3. – С.10–23.

2. *Вейцель А. В.* Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем / *А. В. Вейцель* // Электроника, радиотехника и связь. – 2009. – Т.16, №7. – С.43–48.

3. *Ярлыков М. С.* Характеристики меандровых сигналов (ВОС–сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения / *М. С. Ярлыков* // Радиотехника. – 2008. – № 8. – С.61–75.

4. *Касьянов В. О.* Сплайн-апроксимація аналітично зв’язаних часових послідовностей/ *В. О. Касьянов, В. М. Шутко, І. В. Шелевицький* // Вісник НАУ. – 2001. – № 4(11). – С. 117–120.