

Література

1. Модуль PC - Банкинг системы iBank 2 UA: полное руководство (Версия 2.14) / М.: ООО Бифит, 2012. - 93с.
2. Особенности функционирования модуля "PC-Банкинг для корпоративных клиентов в сетевом режиме / М.: ООО Бифит, 2012. - 12с.
3. Общая информация о системе iBank 2 UA / М.: ООО Бифит, 2012. - 18с.
4. PC-Банкинг / электронный ресурс <http://www.bifit.ua/decisions/pc-banking/index.html>
5. Системи ELECTRONIC-BANKING / электронный ресурс http://pidruchniki.ws/13290305/bankivska_sprava/sistemi_electronic-banking

Кореляційний метод зниження похибки вимірювання потужності сигналів

Гурман І.В.

Хмельницький національний університет

Суть запропонованого підходу полягає у використанні інформації, яка міститься в фазі прийнятих сигналів, для уточнення оцінки різниці часу надходження сигналів з невідомими параметрами і на цій основі уточнення потужності прийнятих сигналів в розподілених точках прийому. У методі вимірювання сигналів [1], за обвідною сигналу або обвідною взаємкореляційної функції, запропоновано момент формування часового інтервалу, внаслідок перевищення сигналом заданого порогу, використовувати в якості попереднього наближення оцінки параметру з наступним уточненням по фазі сигналу. При цьому одночасно на інтервалі автокореляційної функції сигналу вимірюється значення несучої частоти. Подальшим розвитком даного метода є використання отриманого уточнення параметра різниці часу прийому сигналів для уточнення параметра потужності прийнятих сигналів в розподілених точках. При здійсненні попередньої оцінки різниці часу надходження імпульсного радіосигналу по його обвідній, або по максимальному значенню взаємкореляційної функції з подальшим уточненням результату за даними вимірювання фази в точці попереднього наближення, в умовах апіорної невизначеності несучої частоти сигналу. Одночасно з вимірюванням фази сигналу додатково проводять оцінку середнього значення частоти спектру сигналу шляхом лінійного передбачення на інтервалі автокореляції сигналу [1; 2] і в подальшому визначають потужність сигналу, що відповідає уточненому значенню різниці часу.

Розвинутий метод, з врахуванням даних [1], реалізується наступним чином. Імпульсні радіосигнали, які поступають на входи вимірювача різниці часу прийому сигналу в розподілених точках прийому $U_a(t)$ і $U_b(t-\tau)$,

перемножуються у змішувачах з сигналом синтезатора опорних частот. Частота вихідного сигналу синтезатора опорних частот вибирається такою, щоб проміжна частота сигналу від приймачів розподілених точок прийому, після відповідної фільтрації і підсилення в своєму підсилювачі проміжної частоти відповідала умові [1]

$$f_{\text{ВПЧ}} \leq 2 \cdot f_o \quad (1)$$

де $f_{\text{ВПЧ}}$ – верхнє граничне значення спектру сигналу проміжної частоти опорного і затриманого сигналів; f_d – гранично можлива в технічній реалізації частота дискретизації сигналу.

Сигнали проміжної частоти приймачів у розподілених точках прийому з виходів підсилювача проміжної частоти перетворюються в аналого-цифровому перетворювачі в цифрову форму. З виходів аналого-цифрового перетворювача оцифровані квадратурні складові сигналу одного з приймачів, затримані в регістрі затримки сигналу, поступають на входи корелятора, на інші входи якого відповідно поступають квадратурні складові сигналу з іншого приймача. В кореляторі здійснюється визначення кореляційного інтегралу [1]

$$R_{ab}(\tau) = \int_0^T U_a(t) \cdot U_b(t - \tau) dt \quad (2)$$

де $U_b(t - \tau)$ і $U_a(t)$ – амплітуди сигналів в цифровій формі, прийняті в розподілених точках прийому, затриманими між собою на часовий інтервал τ ; T – час інтегрування.

Отримані в результаті перемноження і інтегрування в кореляторі відліки дійсних і уявних складових взаємнокореляційної функції, поступають на процесор оцінки початкового наближення різниці часу і далі з нього на процесор оцінки різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому $\tau_3 = \tau_0 - \Delta\varphi / \omega$, на який також подається сигнал з процесору оцінки несучої частоти ω і різниці фази сигналів $\Delta\varphi$, що забезпечує визначення поправки до оцінки різниці часу.

Отримане значення уточненого різниці часу поступає на процесор оцінки потужності прийнятого сигналу в двох розподілених точках прийому $P_a = U_a^2(t) / Z_a$, $P_b = U_b^2(t - \tau_3) / Z_a$.

Слід зазначити, що попередню оцінку можна здійснювати і по обвідній вхідного імпульсного радіосигналу. З точки зору простоти технічної реалізації, перевагу має спосіб вимірювання різниці часу надходження сигналів за їх обвідною. Але даний спосіб неможливо застосувати для оцінки різниці часу надходження псевдощумових та неперервних сигналів. Тому, перевагу слід віддати кореляційному способу, описаному вище.

Середньоквадратична похибка оцінки попереднього наближення залежить від інтервалу дискретизації і співвідношення сигнал/шум [1]

$$\sigma_o = \frac{1}{\Delta\omega_e \sqrt{q}} \quad (3)$$

де q – відношення енергії сигналу до спектральної густини шуму; $\Delta\omega_e$ – еквівалентна ширина смуги спектру сигналу, при умові, що

$$\sigma_o \leq \delta t \leq \frac{T_o}{2} \quad (4)$$

де δt – час дискретизації кореляційного інтегралу; $\frac{T_o}{2}$ – період несучої частоти сигналу.

За оцінюване значення різниці часу надходження сигналу приймають часовий інтервал появи максимального значення різниці функції $R_{ab}(\tau_o) = \max$ відносно максимального значення автокореляційної функції сигналу, прийнятого в одній точці прийому. Високочастотне заповнення цієї функції містить інформацію про різницю фаз між сигналами. Серед великого спектру можливих варіантів побудови кореляційних вимірювачів, найбільш простими в технічній реалізації є багатоканальний, матричний і спектральний кореляційні вимірювачі [1]. Серед них особливої уваги заслуговує спектральний кореляційний вимірювач, за допомогою якого реалізується просторово–часова селекція прийнятих реалізацій сигналу. В основі принципу його роботи лежить широко відома властивість перетворення Фур'є [1]:

$$R_{ab}(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} U_a(t) \cdot U_b(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S_a(\omega) \cdot S_b(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega \quad (5)$$

де $S_a(\omega)$ і $S_b(\omega)$ - пряме перетворення Фур'є часової реалізації сигналів $U_a(t)$, $U_b(t - \tau)$.

В силу короткої тривалості процесу випромінювання сигналу, границі інтегрування в (5) можна суттєво обмежити, що дозволить суттєво спростити технічну реалізацію кореляційного вимірювача. Час інтегрування T і смуга частот $\Delta f_{кор}$ сигналів, що обробляються, відносяться до основних параметрів кореляційних вимірювачів. Від часу інтегрування залежить співвідношення сигнал/шум на виході корелятора впливає на потенційну похибку вимірювання. Час інтегрування потрібно вибирати, виходячи із вимог забезпечення необхідних похибок вимірювання на максимальній дальності при слабких сигналах.

Для апріорно відомих джерел імпульсних радіосигналів немає необхідності час інтегрування вибирати більшим, ніж апріорно відоме максимальне значення різниці часу надходження сигналу до приймачів розподілених точок прийому або значення тривалості імпульсної послідовності радіосигналів, якщо воно перевищує максимальне значення

різниці часу надходження сигналу до приймачів. Отже, час інтегрування може знаходитись в межах від декількох десятків до сотень мікросекунд для об'єктів, які випромінюють надвисокочастотні сигнали.

За структурної схеми цифрового корелятора, який реалізує функцію (5), вибірки вхідних сигналів $U_b(t-\tau)$ і $U_a(t)$, що поступають в цифровому виді після адаптивної просторової фільтрації, накопичуються в оперативних запам'ятовуючих пристроях. Після накопичення N вибірок вхідних сигналів здійснюється швидке перетворення Фур'є, по результатах якого отримують коефіцієнти розкладу цього ряду S_{ak} і S_{bk} ($k = 1 \dots N$). Після перемноження коефіцієнтів з однаковими індексами k в процесорі оцінки різниці часу надходження сигналу здійснюється оцінка попереднього наближення по максимальному значенню взаємної кореляційної функції та уточнення по фазі.

Для оцінки попереднього наближення після отримання добутків S_{ak} і S_{bk} , необхідно здійснити швидке обернене перетворення Фур'є, обчислити модуль кореляційного інтегралу $|R_{ab}(\tau)|$ і по його максимальному значенню на осі τ визначити попереднє наближення τ_0 . Після цього, за даними оцінок проміжної частоти в підсилювачі проміжної частоти, несучої частоти в підсилювачі несучої частоти і по результатах вимірів різниці фази несучої частоти сигналу в процесорі оцінки проміжної частоти і процесорі оцінки фази сигналу, виконується уточнення попередньої оцінки різниці часу надходження сигналу [2]

$$\tau_3 = \tau_0 - \Delta\tau_\zeta \quad (6)$$

де τ_3 – оцінка різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому, виміряна за різницею фази сигналів в даних точках прийому; τ_0 – початкове наближення різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому, виміряна за обвідною або обвідною взаємкореляційної функції; $\Delta\tau_\zeta$ – похибка оцінки різниці часу надходження сигналу,

$$\Delta\tau_\zeta = \frac{\Delta\varphi}{\omega}, \quad (7)$$

де $\Delta\varphi$ – різниця фази сигналу, прийнятого в розподілених точках прийому; ω – оцінка значення несучої кругової частоти сигналу.

Сумарну дисперсію оцінки різниці часу надходження сигналу до приймальних пунктів по результатах оцінки несучої частоти сигналу та результатах фазових вимірів визначають за сумою дисперсій [1]

$$\sigma_{\Delta\tau_y}^2 = \left(\frac{\partial\tau_y}{\partial\omega}\right)^2 \cdot \sigma_\omega^2 + \left(\frac{\partial\tau_y}{\partial\Delta\varphi}\right)^2 \cdot \sigma_\varphi^2 = \frac{1}{\omega^2} \cdot (\tau_3^2 \cdot \sigma_\omega^2 + \sigma_\varphi^2) \quad (8)$$

де $\sigma_{\Delta\tau_{\delta}}$ – сумарна дисперсія оцінки різниці часу надходження сигналу по даних оцінки несучої частоти сигналу та результатах фазових вимірів; σ_{ω}^2 – дисперсія оцінки несучої частоти сигналу;

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{3}{q \cdot \tau_u^2} \quad (9)$$

де τ_u – інтервал автокореляції сигналу; σ_{φ}^2 – дисперсія оцінки фази.

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{q} \quad (10)$$

Підставляючи (10), (9) в (8) отримують:

$$\sigma_{\Delta\tau_{\delta}}^2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot q} \cdot \left(1 + \frac{3 \cdot \tau_{\xi}^2}{\tau_u^2} \right) \quad (11)$$

При $q \geq 10$, $\frac{\omega}{2 \cdot \pi} \geq 10^9$ Гц, $\tau_u \geq 10^{-7}$ с, що характерно для сигналів систем радіолокації і $\tau_{\xi} \leq 10^{-6}$, що характерно для когерентних малобазових радіотехнічних систем контролю, в формулі (11) складає

$$\left(\frac{3 \cdot \tau_{\xi}^2}{\tau_u^2} \right) \ll 1 \quad (12)$$

Це дозволило прийняти [1; 2]:

$$\sigma_{\Delta\tau_{\delta}} \approx \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{q}} \quad (13)$$

Отримані оцінки різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому використовуються на етапі вторинної обробки, при розрахунках дальності до об'єкта. Таким чином, розглянутий підхід дозволяє зменшити похибку вимірювання різниці часу надходження сигналу і наблизити її до потенційно можливого мінімального значення, яке в основному визначається відношенням сигнал/шум.

Література

1. Антонюк В. П. Методи підвищення ефективності пасивних радіотехнічних систем контролю джерел електромагнітного випромінювання : дис. канд. техн. наук : 05.12.17. – Львів, 2010. – 206 с.

2. Пат. UA 73253, МПК G01S 5/00, G01S 13/06, G01S 13/42. Спосіб вимірювання координат об'єктів, що випромінюють радіочастотні сигнали, та пристрій, що його реалізує / Антонюк В. П. та інші, власник Львівський наук.-досл. радіотехн. інститут. – № 20040806871; заявл. 16.08.2004; опубл. 15.06.2005.

3.Вершинин А. С. Экспериментальная оценка увеличения точности измерения задержки сигнала в наземных системах радиомониторинга при многоканальном приеме / А.С. Вершинин, Е.П. Ворошилин, В.П. Денисов / Доклады ТУСУРа, № 2 (22), часть 2, декабрь 2010. – С.32–35.

4.Мархакшинов А. Л. Корреляционное измерение навигационных параметров в сейсмической системе охраны /А.Л. Мархакшинов, М.А. Райфельд, А.А. Спектор/ Научный вестник НГТУ. – 2010. – № 3(40) С.161–166.

Метод планування дій в реальному масштабі часу

Жовнір С.М., Зацепіна О.О.

Науковий керівник: к.т.н. доц. Бойчук В.О.

Хмельницький національний університет

Системи реального часу – це системи, які повинні реагувати на події в зовнішньому по відношенню до системи середовищі або впливати на середовище в рамках необхідних часових обмежень. Кажуть, що система працює в режимі реального часу, якщо для опису роботи цієї системи потрібні кількісні часові характеристики.

Для відображення послідовності дій систем реального часу запропонована модель, яка описує дії направленим графом на основі ланцюга Маркова, де вершини відповідають елементарним діям, а ребра відповідають ступеню сили зв'язку між ними. Ознаки початкової умови прив'язані до першої вершини, з якої починається виконання послідовності дій. Ознаки цілі прив'язані до останньої вершини в послідовності дій. Сила зв'язку між вершинами відображає послідовність дій і може динамічно мінятися в залежності від початкових умов і досягнення цілі.

На основі даної моделі розроблений метод планування дій в реальному масштабі часу, який реалізований на прикладі планування дій в іграх стратегіях.

Ігри-стратегії в режимі реального часу мають кілька характеристик, які ускладнюють застосування традиційних методів планування:

- вони мають величезний набір різних дій, які можуть бути виконані та простір станів
- вони є неповними інформаційними іграми, де гравець може тільки побачити частину карти і включати непередбачуваних супротивників.
- вони функціонують в режимі реального часу. таким чином, поки система вирішує, які дії для виконання, гра продовжується виконуватись і стан гри змінюється постійно
- їх складно визначити, використовуючи класичні формальні методи планування, де постумови для дій легко визначити.