

РОЗВИТОК КОРЕЛЯЦІЙНОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ЧАСУ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ ТРИПОЗИЦІЙНОЮ ПАСИВНОЮ СИСТЕМОЮ РАДІОТЕХНІЧНОГО КОНТРОЛЮ ОБ'ЄКТІВ

У роботі розвинений кореляційний метод контролю різниці часу прийому сигналів. Метод відрізняється введенням поправки визначення потужності прийнятих сигналів за рахунок додаткових вимірів значень несучої частоти сигналів на інтервалі їх автокореляції і різниці фаз між ними. Вказане забезпечує додатково до зниження погрішності виміру різниці часу отримання зниження погрішності виміру потужності прийнятих сигналів.

Ключові слова: вимір різниці часу, вимір потужності сигналу.

In process got further development cross-correlation method of control of difference of time of reception of signals. A method differs in introduction of amendment of determination of power the accepted signals due to the additional measuring of values bearing frequency of signals on the interval of their autocorrelation and difference of phases between them. The marked provides additionally to the decline of error measuring of difference time to get the decline of error measuring of power the accepted signals.

Keywords: measurement of the time difference, measurement signal.

Вступ. Вирішення завдання щодо зменшення неоднозначності рішення координатометричної задачі при контролі параметрів сигналу в трьох розподілених точках прийому потребує підвищення точності вимірювання амплітудно-часових параметрів. В свою чергу підвищення точності вимірювання потребує інтенсивного пошуку нових методів оцінки параметрів. Так, наприклад, в пасивній радіолокації [1; 2] при застосуванні різницево-дальномірного методу визначення місцеположення отримано, на основі прогнозування значення несучої частоти сигналу, зменшення похибки оцінки різниці часу затримки сигналу в рознесених приймальних пристроях. У роботі [3] розглянуто два метода багатоканальної обробки сигналів у пасивних радіопеленгаторах. Аналогічне завдання вирішується в сейсмолокації [4], де запропоновано метод попередньої обробки сейсмічних сигналів, суть якого полягає у вибілюванні й послідуочого формування спеціальних сигналів для вимірювання різниць часових затримок кореляційним методом на фоні шуму високої інтенсивності. Тому, у подальшому актуальним є розгляд шляхів зменшення похибок вимірювання різниці часу прийому сигналів, а також потужності прийнятих сигналів в рознесених точках прийому при когерентній обробці сигналів у трипозиційній пасивній системі радіотехнічного контролю об'єктів.

Результати дослідження. Суть запропонованого підходу до вирішення поставленого завдання полягає у використанні інформації, яка міститься в фазі прийнятих сигналів, для уточнення оцінки різницю 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 методу є використання отриманого уточнення параметра різниці часу прийому сигналів для уточнення параметра потужності прийнятих сигналів в розподілених точках.

Суть даного методу полягає в тому, що 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 апріорної 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. На рис. 1 приведена структурна схема вимірювача різниці часу і потужності прийнятого сигналу в розподілених точках прийому, що забезпечує технічну реалізацію розвинутого методу.

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]

$$f_{\text{ВПЧ}} \leq 2 \cdot f_0 \quad (1)$$

де $f_{\text{ВПЧ}}$ – верхнє граничне значення спектру сигналу проміжної частоти опорного і затриманого сигналів;



Рис. 1. Структурна схема вимірювання різниці часу і потужності прийнятого сигналу в розподілених точках прийому

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 $U_b(t-t)$ 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 $\tau_3 = \tau - \Delta\phi / \omega$, на який також подається сигнал з процесору оцінки несучої частоти ω і різниці фази сигналів $\Delta\phi$, 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 $P_a = U_a^2(t) / Z_a$, $P_b = U_b^2(t - \tau_s) / Z_a$.

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 псевдошумових 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]:

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

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 сигналу.

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, приведеній на рис. 1, 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, за результатами 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_o . 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]

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

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; $\Delta\tau_3$ – похибка оцінки різниці часу надходження сигналу,

$$\Delta\tau_3 = \frac{\Delta\phi}{\omega}, \quad (7)$$

де $\Delta\phi$ – 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]

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

де $\sigma_{\Delta\tau_y}$ – сумарна дисперсія оцінки різниці часу надходження сигналу за даними 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;

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

σ_ϕ^2 – дисперсія оцінки фази.

Підставляючи (10), (9) в (8) отримують [1]

$$\sigma_{\Delta\tau_y}^2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot q} \cdot \left(1 + \frac{3 \cdot \tau_3^2}{\tau_u^2}\right) \quad (11)$$

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 $\tau_3 \leq 10^{-6}$, що характерно для когерентних малобазових радіотехнічних систем контролю, в формулі (11) складова

$$\left(\frac{3 \cdot \tau_3^2}{\tau_u^2}\right) \ll 1 \quad (12)$$

Це дозволило прийняти [1; 2]

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

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.

Використання фазової інформації для уточнення різниці часу надходження сигналу до приймальних пунктів при базовій відстані між приймальними пунктами набагато більший від довжини хвилі сигналу може призвести до неоднозначності оцінок. При великих відношеннях сигнал/шум проблема неоднозначності рішається за рахунок проведення вимірювання в характерних точках часового інтервалу існування імпульсного радіосигналу, які визначаються в процесі аналізу його тонкої структури в межах інтервалу дискретизації. При малих відношеннях сигнал/шум в радіонавігаційних системах здійснюють когерентне накоплення по обвідній, або по радіосигналу. Для реалізації першого способу необхідні апріорні дані про період і кодове розміщення сигнальних імпульсів. Для реалізації другого способу, крім цього, необхідно знати ще і фазу несучої частоти імпульсного радіосигналу.

В радіонавігаційних системах, де сигнал апріорі відомий, а тривалості імпульсів знаходиться в

межах від сотень мкс до одиниць с, інформацію про фазу сигналу отримують в режимі автоматичного слідування за фазою несучої. В застосуванні когерентних пасивних трипозиційних радіотехнічних систем контролю дані про параметри сигналу, як правило, відсутні. Крім цього, підконтрольні тривалості радіоімпульсів значно менші ніж в радіонавігаційних системах. Цей факт суттєво ускладнює можливість автоматичного слідування за фазою несучої частоти радіоімпульсів. Тому, при роботі по сигналах навігаційних систем, для яких відомі закони зміни кодів і часові міжімпульсні інтервали для когерентної обробки можна застосовувати перший метод шляхом квадратурного детектування прийнятих радіоімпульсів.

Також, неоднозначність розв'язання координатометричної задачі може виникнути через отримання декількох рішень системи гіперболічних рівнянь, що описують координати об'єкта. Рішення проблеми зменшення неоднозначності вбачається за рахунок додаткового контролю крім параметра різниці часу також і потужності сигналу в рознесених точках. Введення додаткової оцінки частоти сигналу методом лінійного передбачення дозволило визначити уточнене значення різниці часу прийому сигналу. З метою уточнення оцінки параметра потужності прийнятого сигналу в двох розподілених точках прийому, визначення потужності здійснюють за уточненими значеннями різниці часу прийому сигналу

$$P_a = U_a^2(t) / Z_a, \quad P_b = U_b^2(t - \tau_3) / Z_a, \quad (14)$$

де $U_a(t)$, $U_b(t - \tau_3)$ – середнє значення амплітуди сигналів в цифровій формі, прийняті в розподілених точках прийому $A(-a, 0)$, $B(a, 0)$ і затриманими між собою на часовий інтервал τ_3 ; Z_a – вхідний опір приймача.

Визначення середнього значення амплітуди сигналів в цифровій формі, прийнятих в розподілених точках прийому $A(-a, 0)$, $B(a, 0)$ і затриманими між собою на часовий інтервал τ_3 , здійснюється за формулами

$$\begin{cases} U_a(t) = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=1}^N U_{i/a} \right]; \\ U_b(t - \tau_3) = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=M}^{M+N} U_{i/b} - \sum_{i=M}^{M+K} U_{i/b} + \sum_{i=M+N}^{K+N} U_{i/b} \right] = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=K}^{K+N} U_{i/b} \right], \end{cases} \quad (15)$$

де $U_{i/a}, U_{i/b}$ – значення амплітуди i -го відліку сигналів в цифровій формі, прийнятих в розподілених точках прийому $A(-a, 0)$, $B(a, 0)$; N – кількість цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $A(-a, 0)$;

M – кількість цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $B(a, 0)$, які відповідають початковому наближенню різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому τ_0 ; K – кількість цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $B(a, 0)$, які відповідають оцінці різниці часу надходження сигналу до розподілених точок прийому τ_3 при врахуванні похибки оцінки різниці часу надходження сигналу $\Delta\tau_3$.

На рис. 2 надано графіки цифрових сигналів, що обробляються в двох розподілених точках прийому.

Відповідно до графіків рис. 2.б відносна похибка визначення середнього значення амплітуди сигналу в цифровій формі $U_b(t - \tau_3)$, прийнятого в точці $B(a, 0)$ становитиме

$$\Delta U_b(t - \tau_3) = \frac{\sum_{i=M}^K U_{i/b} - \sum_{i=M+N}^{K+N} U_{i/b}}{\sum_{i=K}^{K+N} U_{i/b}}.$$

Відносна похибка визначення потужності сигналу, прийнятого в точці $B(a, 0)$ становитиме

$$\Delta P_b(t - \tau_3) = \left[\frac{\sum_{i=M}^K U_{i/b} - \sum_{i=M+N}^{K+N} U_{i/b}}{\sum_{i=K}^{K+N} U_{i/b}} \right]^2 \cdot 100, \%. \quad (16)$$

Залежність відносної похибки визначення потужності сигналу від кількості цифрових відліків сигналу подано на рис. 3.

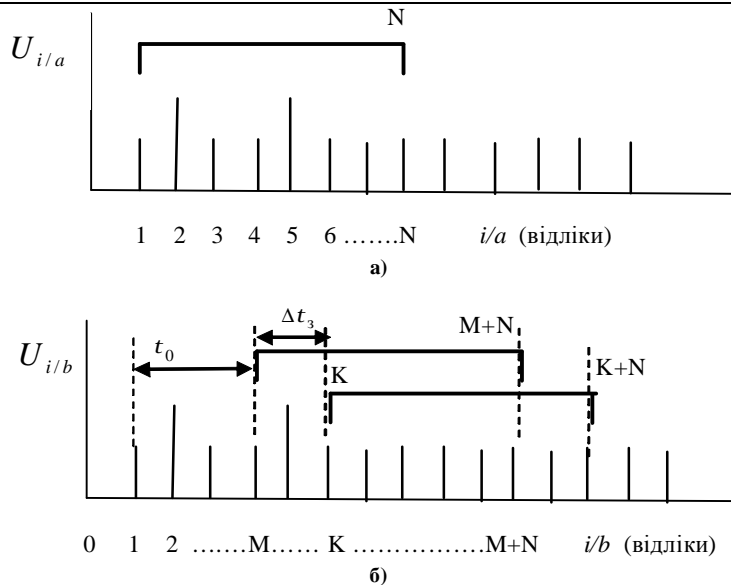


Рис. 2. Графіки цифрових сигналів, що обробляються в двох розподілених точках прийому $A(-a, 0)$, $B(a, 0)$: а) множина цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $A(-a, 0)$ (N – кількість цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $A(-a, 0)$); б) множина цифрових відліків сигналу, прийнятого в точці $B(a, 0)$

При отриманні графіків рис. 3 прийнято такі припущення: кількість цифрових відліків сигналу K , прийнятого в точці $B(a, 0)$, відповідають одному періоду сигналу. Відповідно до графіків рис. 3 відносна похибка визначення потужності сигналу для 5-и і більше періодів сигналу не перевищує 5%. Зі збільшенням кількості відліків, тобто прийому імпульсу більшої тривалості, похибка визначення потужності зменшується. При однакових значеннях сумарних напруг відліків сигналу, які відповідають похибці оцінки різниці часу надходження сигналу $\Delta\tau_3$, відносна похибка визначення потужності сигналу не залежить від кількості цифрових відліків і дорівнює нулю.

Вимірювання різниці часу затримки радіосигналу з обмеженим інтервалом кореляції, в умовах апріорної невизначеності несучої частоти сигналу здійснено шляхом визначення взаємної кореляційної функції, додаткової оцінки частоти і фази сигналу на інтервалі його автокореляції за даними вимірювання дійсної і уявної частоти високочастотної складової взаємнокореляційної функції опорного і затриманого сигналів та уточнення значення різниці часу затримки сигналу за даними оцінок частоти і фази сигналу на момент часу, що відповідає максимальному значенню огинаючої взаємнокореляційної функції. Зазначене забезпечило підвищення точності вимірювання потужності сигналу на основі підвищення точності вимірювання різниці часу затримки прийому сигналу в розподілених точках прийому.

Висновок. В роботі дістав подальшого розвитку кореляційний метод контролю різниці часу прийому сигналів. Сутність новизни методу полягає в додатковій оцінці прийнятих сигналів за обвідною їх взаємнокореляційної функції. Метод відрізняється введенням поправки визначення потужності прийнятих сигналів за рахунок додаткових вимірювань значень несучої частоти сигналів на інтервалі їх автокореляції та різниці фаз між ними. Зазначене забезпечує додатково до зниження похибки вимірювання різниці часу отримати зниження похибки вимірювання потужності прийнятих сигналів.

Література

1. Антонюк В. П. Методи підвищення ефективності пасивних радіотехнічних систем контролю джерел електромагнітного випромінювання : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.17 / Антонюк В. П. – 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

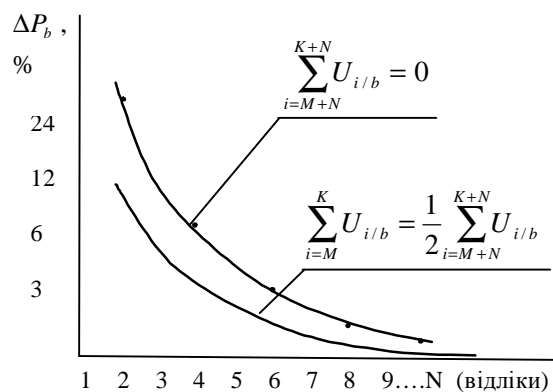


Рис. 3. Графік залежності відносної похибки визначення потужності сигналу від кількості цифрових відліків

наземних системах радіомоніторингу при многоканальному прийомі / А.С. Вершинин, Е.П. Ворошилин, В.П. Денисов // Доклади ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), частина 2. – С. 32– 35.

4. Мархакшинов А. Л. Корреляційне вимірювання навігаційних параметрів в сейсмічній системі охорони / А.Л. Мархакшинов, М.А. Райфельд, А.А. Спектор // Научний вестник НГТУ. – 2010. – № 3 (40). – С. 161– 166.

Надійшла 27.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 004.056

В.Ю. КОРОЛЬОВ, В.В. ПОЛІНОВСЬКИЙ
Інститут кібернетики ім. В.М. Глушкова НАН України, м. Київ

ТАЙМЕРНЕ КОДУВАННЯМ З ВИКОРИСТАННЯМ ПРИХОВАНОВОГО КАНАЛУ АВТЕНТИФІКАЦІЇ СТОРІН ДЛЯ УКРАЇНСЬКОГО КЛЮЧА-АВТЕНТИФІКАТОРА

Представлено систему автентифікації користувачів інформаційних систем на базі українського ключа-автентифікатора (УАК). Запропоновано нову таймерну систему передачі інформації з обмеженим доступом з використанням прихованого каналу автентифікації відправника.

Ключові слова: український ключ-автентифікатор, таймерне кодування, комбінаторна модель.

Presented system for authenticating users of information systems based on Ukrainian-key authenticator (UAC). A new timer system classified information transmission with the use of covert channel sender authentication is described.

Keywords: Ukrainian-key auth timer encoding combinatorial model.

Вступ. Сьогодні кіберзлочинність стала складовою загальносвітового організованого кримінального бізнесу, а у ЗМІ постійно поступають повідомлення про злам і крадіжку як корпоративних, так і персональних даних. Тому надійність комп'ютерної безпеки займає найперші позиції у переліку вимог до інформаційних систем. Суттєва кількість випадків несанкціонованого доступу пов'язана з недосконалістю систем автентифікації і протоколів передачі секретних даних. Отже, сучасні складні інформаційні і технічні системи потребують постійного вдосконалення системи автентифікації користувачів і системи передачі інформації з обмеженим доступом.

Постановка задачі. Відомі методи автентифікації мають технічні та експлуатаційні недоліки [1-4]. Більшість способів ідентифікації права доступу до об'єктів та ідентифікаторів передбачають використання постійного коду. Очевидно, що надійність таких способів умовна, особливо у випадку крадіжки та несанкціонованого копіювання або втрати користувачем ідентифікатора і тому потребують вдосконалення. Запропонована система дозволяє отримати кращі технічні і експлуатаційні показники. Ця стаття є продовженням циклу робіт [1-12] з захисту складних технічних систем і інформаційних джерел на базі таймерних методів персоналізації.

Аналіз останніх досліджень і публікацій.

Виділення раніше не вирішених частин проблеми. Як було показано у попередніх публікаціях [1– 13] відомі способи автентифікації мають наступні недоліки:

- використання невеликої кількості кодових комбінацій;
- використання двійкової системи запам'ятовування коду, що не зовсім зручно пересічному користувачеві;
- код, набраний на ідентифікаторі, досить легко зчитати (підглядіти) третіми особами будь-якими оптичними пристроями реєстрації інформації (фото, відео) під час користування ідентифікатором;
- використання багатозначних кодів (порядку 10– 14 знаків), які не просто запам'ятовувати пересічному користувачеві.

Перелічені недоліки доводиться компенсувати організаційними методами безпеки організації, що ускладнює її роботу і потребує додаткового навчання та регулярних тренувань працівників.

Формулювання цілей статті. Запропонована система дозволяє вирішити технічну задачу, яка полягає у створенні більш досконалого способу автентифікації і введення кодової інформації та створенні автентифікатора зі зчитувачем кодової інформації для здійснення цього способу.

Технічним результатом є збільшення ємності кодової інформації за рахунок зміни форми автентифікатора, збільшення кількості положень секретних елементів відносно зчитувача з одночасним збільшенням кількості видів секретних елементів, а також підвищення зручності користування автентифікатором за рахунок впровадження 10– 12-значної літерно-цифрової системи запам'ятовування коду та зменшення довжини коду до 4-8 знаків.

Визначена задача та технічний результат досягаються завдяки набиранию коду на механічному носії кодової інформації, у нашому випадку на автентифікаторі, шляхом вибіркового обертання секретних елементів з кодовими символами на визначений кут навколо осі, згідно з винаходом [13] та періодичній зміні форми автентифікатора, що є додатковою зовнішньою ознакою коду. Завдяки переліченим