

Системи телекомунікації, зв'язу і захисту інформації

УДК 681.325

М.І. Козленко, С.І. Мельничук, канд. техн. наук

Дослідження завадостійкості способу передавання та приймання інформації на основі широкосмугових сигналів зі змінною ентропією для дискретних повідомлень

Проведено дослідження помехостійкості передачі дискретних інформаційних повідомлень з допомогою широкополосних сигналів з перемінною ентропією розподілення ймовірностей станів.

The noiseproof feature of a data exchange by a spread spectrum signals with variable entropy is considered.

Вступ

Умовою створення якісних автоматизованих комплексів у розподілених системах контролю та керування є побудова простих та надійних систем обміну даними, у тому числі й бездротових. Найчастіше задачі створення згаданих систем вирішуються шляхом побудови традиційних каналів обміну даними, у яких застосовуються прості сигнали-носії з малою базою, найпоширенішими з яких є сигнали безпосередньо низькочастотного представлення дискретних повідомлень (CANbus, EIA/TIA-485-A, Ethernet, та ін.) та гармонійні сигнали, модульовані чи маніпульовані у відповідності до вихідного повідомлення (комутовані та виділені лінії, радіоканали, та ін.). Проте не завжди такий підхід задовольняє сучасним вимогам, зокрема, за такими показниками як надійність, простота апаратної реалізації, стабільність характеристик, можливість обміну даними при малих співвідношеннях сигнал/завада тощо. Одним з перспективних шляхів розвитку систем обміну даними є використання сигналів з великою базою (зокрема, з розширеним спектром), що може стати основою забезпечення надійності функціонування каналоутворюючого обладнання та високої стабільності характеристик приймально-передавальних пристроїв у експлуатаційних умовах.

Необхідність організації обміну даними у розподілених мережах контролю та керування зумовлює задачу створення простих, надійних та недорогих приймально-передавальних каналоутворюючих пристроїв. Результативне вирішення цього завдання можливе за умови успішного розв'язання наукових проблем пов'язаних зі створенням та розвитком нових ефективних способів передавання та приймання інформації, зокрема, способів формування та обробки широкосмугових сигналів.

заних зі створенням та розвитком нових ефективних способів передавання та приймання інформації, зокрема, способів формування та обробки широкосмугових сигналів.

Аналіз досліджень та публікацій

На цей час запропоновано багато способів передавання та приймання інформації з використанням широкосмугових сигналів. Більшість з них базується на використанні додаткового сигналу, що розширює спектр, при передаванні та на подальшій кореляційній обробці на стороні приймання (Stored Reference System). Суть такої обробки полягає у порівнянні форми розширюючого спектр сигналу із взірцем, що зберігається у приймальному пристрої. Такий підхід дозволяє забезпечити ефективність роботи системи обміну даними та отримати інші переваги, що є характерними для систем, які реалізуються на основі цього способу [1]. Проте реалізація згаданих систем є складною технічною задачею, а приймально-передавальні пристрої, як правило, потребують значного апаратного та програмного ресурсу. Доцільно зазначити, що сигнали, які використовуються для розширення спектру в таких випадках, наприклад, псевдовипадкові послідовності, мають характеристики, які лише наближаються до випадкових, що не дозволяє використати усі можливості випадкових сигналів і приводить до необхідності зберігання відповідних взірців форми сигналів на стороні приймання. Крім того, необхідність зменшення ймовірності помилок у процесі обміну даними зумовлює зростання бази широкосмугових сигналів, і як наслідок, призводить до зростання апаратних затрат, що не завжди є виправданим [2].

Існують також інші варіанти реалізації згаданих систем. Зокрема такі, у яких взірець псевдовипадкового сигналу, що розширює спектр не зберігається постійно на стороні приймання, а передається в приймач окремим паралельним каналом до початку основного сеансу обміну (Transmitted Reference System) [3]. Значний розвиток мають способи обміну даними в основі розширення спектру яких лежить використання

негармонійних форм сигналів–носіїв [4]. Також відомі способи, в яких широкосмугові сигнали–носії формуються та обробляються за допомогою явищ динамічного хаосу [5].

Існує можливість використання й повністю випадкових сигналів для розширення спектру. У цьому випадку вірець форми сигналу, як такий, відсутній, а сигнали можуть бути описані у статистичному розумінні [3]. Для організації процесу передавання та приймання інформації використовується певна ймовірнісна характеристика випадкового процесу–носія, яка на стороні передавання поставлена у відповідність до сигналу інформаційного повідомлення [6]. Такий підхід дозволяє звести обробку на приймальній стороні до статистичного оцінювання цієї характеристики [6].

Започаткування розв'язання проблеми шляхом використання у якості такої характеристики ентропії розподілу ймовірностей станів випадкових сигналів міститься в роботах [7, 8]. На даний час проведено дослідження на якісному рівні впливу завад, що діють у каналі, на такі сигнали [9].

Формулювання цілей даної роботи

Одним з невіршених раніше питань щодо способу передавання та приймання інформації за допомогою сигналів зі змінною ентропією розподілу є дослідження показників його завадостійкості. Отже, об'єктом дослідження є завадостійкість способу, а отримання її кількісних показників основною метою роботи.

Спосіб обміну даними сигналами зі змінною ентропією

Суть способу полягає у формуванні широко-смугового сигналу–носія, який є випадковим процесом, таким чином, що його ентропія розподілу ймовірностей станів поставлена у відповідність до символів інформаційного повідомлення. Для випадку двійкового базису сигналу повідомлення це відбувається таким чином, що один з дискретних символів, наприклад, логічна "1", представлено випадковим сигналом $s_1(t)$ з певним значенням ентропії, а другий, відповідно, логічний "0", випадковим сигналом $s_2(t)$ з іншим значенням ентропії.

Значення ентропії довільного сигналу $x(t)$ визначається наступним чином [10]:

$$H_{x(t)} = - \sum_{j=1}^m p(X_j) \cdot \log_2(p(X_j)), \quad (1)$$

де j – порядковий номер стану сигналу; m – загальна кількість дискретних станів сигналу; X_j – значення стану з порядковим номером j ; $p(X_j)$ –

ймовірність стану X_j . При цьому вважається, що $0 \cdot \log_2(0) = 0$.

Сигнал у каналі є неперервним, але формується та обробляється у цифровому представленні з використанням відповідних перетворень. Під станами сигналу у даному випадку слід розуміти його квантовані значення. У межах проведеного дослідження використовувались 16-ти бітові АЦП та ЦАП, отже сигнал розглядається як такий, що має $m = 65536$ станів. Ентропія таких сигналів може приймати значення від 0 до 16 біт/відлік.

Проведені раніше дослідження [11, 12] показують ефективність застосування сигналів–носіїв для запропонованого способу у вигляді випадкового процесу з розподілом ймовірностей станів, близьким до нормального та рівномірною спектральною щільністю потужності у межах робочої смуги частот.

При прийманні відбувається обробка прийнятого сигналу $r(t)$. Сигнал $r(t)$ є сумою згортки переданого сигналу ($s_1(t)$ або $s_2(t)$) з імпульсною характеристикою каналу $h_c(t)$ та завади $n(t)$, джерелом якої є канал зв'язку. Обробка полягає у статистичному оцінюванні ентропії його послідовних фрагментів $^k r(t)$, що відповідають k -му символному інтервалу повідомлення, які можна розглядати як k -ту реалізацію випадкового процесу, яким є прийнята суміш сигналу та завади. Оцінювання, у найпростішому випадку, відбувається за кінцевим проміжком часу (часу символного інтервалу) на підставі однієї реалізації, що є обґрунтованим для випадку стаціонарних та ергодичних процесів [10], згідно наступної формули

$$\hat{H}^k_{r(t)} = - \sum_{j=1}^m h(R_j) \cdot \log_2(h(R_j)), \quad (2)$$

де j – порядковий номер стану; m – загальна кількість дискретних станів сигналу; R_j – значення стану з порядковим номером j ; $h(R_j)$ – відносна частота стану R_j .

$$h(R_j) = \frac{n_j}{n}, \quad j = \overline{1, m}, \quad (3)$$

n_j – кількість разів прийняття значення сигналу стану R_j ; n – загальна кількість відліків сигналу на протязі символного інтервалу, що використовуються для оцінювання.

Згідно з виразом [3], демодуляцією вважається виділення низькочастотного представлення повідомлення з сигналу–носія, а детектуванням – процес прийняття рішення відносно значення прийнятого інформаційного символу. При прийманні сигналу у моменти часу $t = T$, тобто у моменти закінчення символного інтервалу, на

виході демодулятора (у переддетекторній точці) формується сигнал $z(T)$, значення якого є випадковою величиною. Для запропонованого способу значення сигналу $z(T)$ визначається як статистична оцінка ентропії $\hat{H}^k_{r(t)}$ суміші корисного сигналу та завади на вході демодулятора за кінцевим проміжком часу. У випадку, коли передається сигнал $s_1(t)$ математичне очікування $z(T)$ дорівнює a_1 , а дисперсія – σ_{01}^2 , в іншому випадку, коли передається сигнал $s_2(t)$, математичне очікування $z(T)$ дорівнює a_2 , а дисперсія – σ_{02}^2 відповідно. Таким чином, a_1 та a_2 – це бажані сигнальні компоненти на виході демодулятора, а дисперсії σ_{01}^2 та σ_{02}^2 характеризують потужність шумової компоненти–завади $n_{01}(T)$ або $n_{02}(T)$ після демодулятора [3].

Процес детектування інформаційних символів полягає у визначенні приналежності

прийнятого сигналу до однієї з двох (для випадку двійкового базису повідомлень) областей. Це відбувається шляхом порівняння сигналу $z(T)$ у момент закінчення символного інтервалу з порогом γ_0 , який розраховується виходячи з критерію мінімізації ймовірності прийняття хибного рішення щодо значення прийнятого символу і дорівнює

$$\gamma_0 = \frac{a_1 + a_2}{2}. \quad (4)$$

Таке значення порогу є оптимальним за умови рівної ймовірності появи інформаційних символів та симетрії функцій правдоподібності сигналів [3].

На рис. 1, 2 схематично подано процес формування сигналу при передаванні та виділення корисного повідомлення при прийманні.

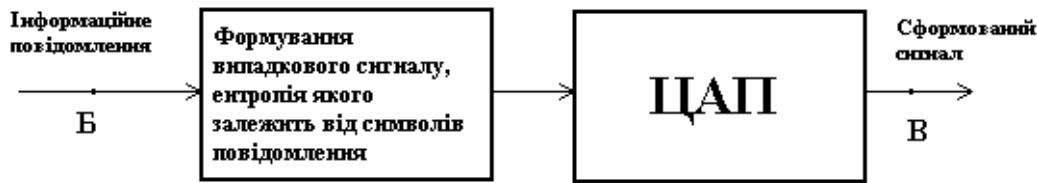


Рис. 1. Процес формування сигналу

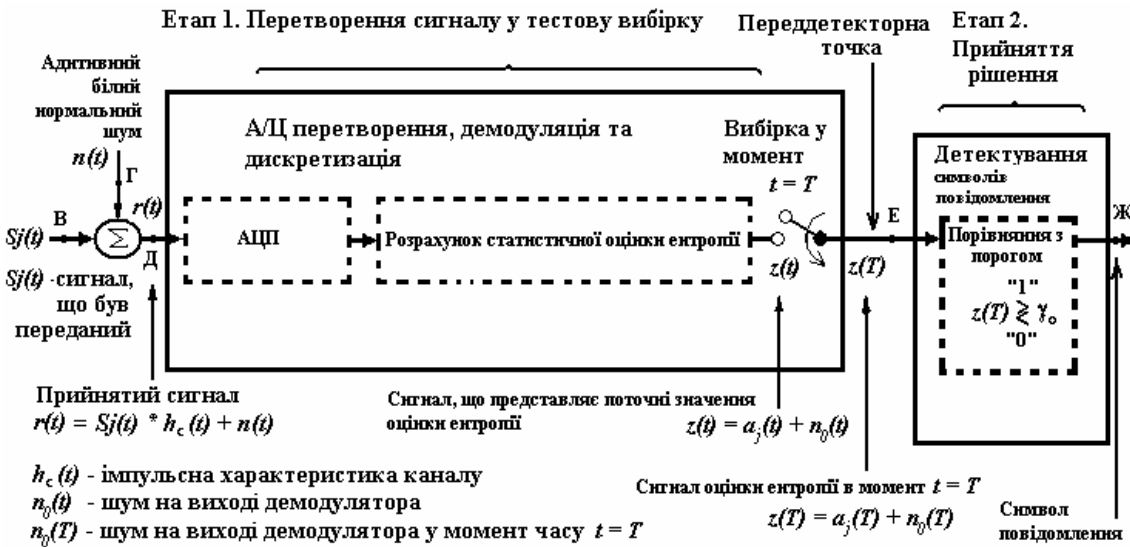


Рис. 2. Процес обробки сигналу

На рис. 3 наведено вигляд сигналів у деяких точках формування та обробки у графічному представленні. Більш детально даний спосіб описано в роботах [7, 8].

Помилки оцінювання ентропії

Процес формування сигналу $z(T)$, тобто процес розрахунку статистичної оцінки ентропії $\hat{H}^k_{r(t)}$ вхідної суміші сигналу та завади $k_{r(t)}$, супроводжується виникненням помилки

оцінювання. Ця помилка має дві складові. Перша з них – систематична складова, яка є постійною і залежить, в основному, від розміру масиву даних, що використовуються для розрахунку оцінки – кількості відліків сигналу. Її прояв полягає у зміщенні значень математичних очікувань a_1 та a_2 оцінок ентропії відносно істинних значень ентропії H_1 та H_2 (значень ентропії суміші сигналу та завади на вході демодулятора при

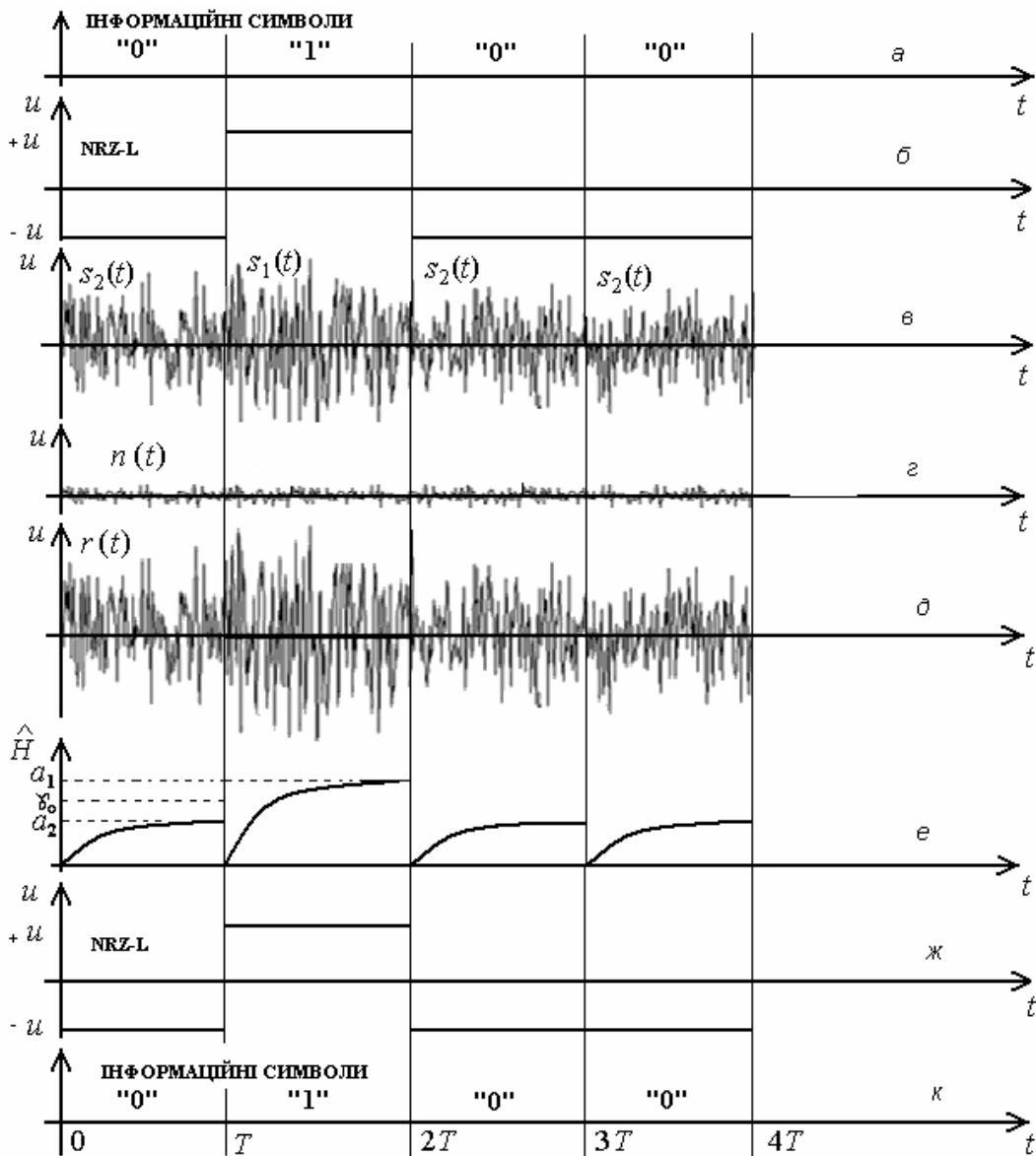


Рис. 3. Основні етапи формування та обробки сигналів: а – інформаційні символи повідомлення, що передаються, б – низькочастотне представлення NRZ-L сигналу повідомлення, в – переданий у канал сигнал, г – завада, що діє у каналі, д – суміш сигналу та завади на вході демодулятора, е – сигнал на виході демодулятора, ж – низькочастотне представлення NRZ-L повідомлення на виході детектора, к – прийняті інформаційні символи повідомлення

передаванні «1» та «0» відповідно), переважно у бік зниження результату, що зумовлює зменшення відстані між сигнальними компонентами a_1 та a_2 . Із збільшенням кількості відліків ця складова зменшується. Друга складова є випадковою, яка у нашому випадку вважається причиною виникнення завади після демодулятора $n_0(t)$ ($n_{01}(t)$ або $n_{02}(t)$ при передаванні «1» або «0» відповідно), а її дисперсія σ_0^2 (σ_{01}^2 або σ_{02}^2 при передаванні «1» або «0» відповідно) характеризує потужність цієї завади. Випадкова складова помилки статистичного оцінювання також зменшується із збільшенням кількості відліків, які використовуються для розрахунку оцінки ентропії.

Вплив завад каналу на сигнал на виході демодулятора

Вплив стаціонарної завади у вигляді AWGN полягає у зменшенні відстані між істинними значеннями ентропії H_1 та H_2 суміші сигналів та завади і, як наслідок, у зменшенні відстані між математичними очікуваннями оцінок ентропії a_1 та a_2 . Тобто із збільшенням потужності завади на вході зменшується потужність корисного сигналу на виході демодулятора. Безпосереднього впливу потужності такої завади на вході на потужність завади на виході немає. Проте вплив локальних нестационарностей AWGN завади до демодулятора, приводить до випадкового розкиду значень ентропії H_1 та H_2 , а отже і до збі-

льшення дисперсії σ_0^2 завади після демодулятора (σ_{01}^2 та σ_{02}^2 при передаванні «1» або «0» відповідно). Але в цьому випадку причиною збільшення дисперсії є не помилка оцінювання величин H_1 та H_2 , а їх випадковий характер. Локальні нестационарності в експлуатаційних умовах можуть бути викликані, наприклад, тимчасовими завмираннями сигналів у радіоканалах, впливом атмосферних явищ, впливом імпульсних техногенних завад, роботою систем автоматичного регулювання підсилення у попередніх лінійних трактах приймального пристрою тощо.

Умови дослідження завадостійкості

Дослідження проведено шляхом моделювання. З метою спрощення розгляду вибір сигналів для дослідження проведено у один з найбільш наочних варіантів, коли перший інформаційний символ, логічна «1» – випадковий сигнал $s_1(t)$ з розподілом ймовірностей близьким до нормального, рівномірною спектральною щільністю потужності і відповідним сталим рівнем ентропії, а другий інформаційний символ, логічний «0» – детермінований сигнал $s_2(t)$ з нульовим рі-

внем ентропії, значення якого на протязі символічного інтервалу не змінюються і дорівнюють нулю.

Завада, що діє у каналі, розглядається як стаціонарний адитивний білий гаусів шум – AWGN.

Сигнали та завади, у межах даного дослідження, формувались, оброблялись та зберігались у цифровому вигляді з такими параметрами: кількість рівнів квантування - 65536 (16 біт), частота дискретизації – 48 кГц, ширина частотної смуги сигналів та завад 24 кГц. Дослідження проводилось для швидкостей передавання інформації від 2 до 4800 біт/с, що відповідає тривалості символічного інтервалу від $2,08(3) \cdot 10^{-4}$ до 0,5 с.

Характер функцій правдоподібності сигналів

Для визначення ймовірності появи помилкового біту необхідно побудувати функції правдоподібності у вигляді щільностей ймовірностей сигналу $z(T)$, відповідно при передаванні сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$ [3].

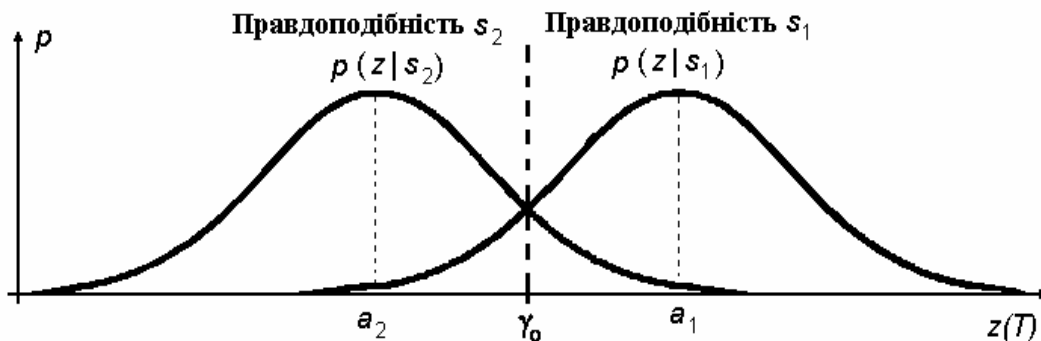


Рис. 4. Загальний вигляд функцій правдоподібності

Для побудови функцій правдоподібності необхідно визначити розподіли ймовірностей сигналу $z(T)$. Математичні очікування цих розподілів є, відповідно, a_1 та a_2 – бажані сигнальні компоненти на виході демодулятора, дисперсії цих розподілів, а також характер розподілів визначається характером завади на виході демодулятора, точніше, його випадковою змінною складовою.

Визначення характеру розподілу ймовірностей завади після демодулятора проведено шляхом багаторазового оцінювання ентропії згідно виразів (2) та (3) змодельованого тестового сигналу з визначенням відносних частот попадання оцінки ентропії в межі інтервалів. Розглянуто два випадки із різною мірою деталізації оцінки: у

одному ширину інтервалу обрано 0,001, у другому – 0,01. У першому випадку оцінювання ентропії відбувалось на підставі 1024 відліків сигналу 95000 разів. У другому, відповідно, ці параметри склали 2048 відліків та 234 рази. Розподіли відносних частот результатів оцінки ентропії \hat{H} для цих випадків наведено на рис. 5 та 6. На горизонтальній вісі відкладено значення які приймала оцінка ентропії під час досліджень, а на вертикальній – відносна частота появи цього значення. Дослідження отриманих результатів за допомогою критерію χ^2 , при розбивці отриманих відносних частот на 11 класових інтервалів, показало, що статистична гіпотеза про нормальність цих розподілів може бути прийнятною при рівні значущості 0,1.

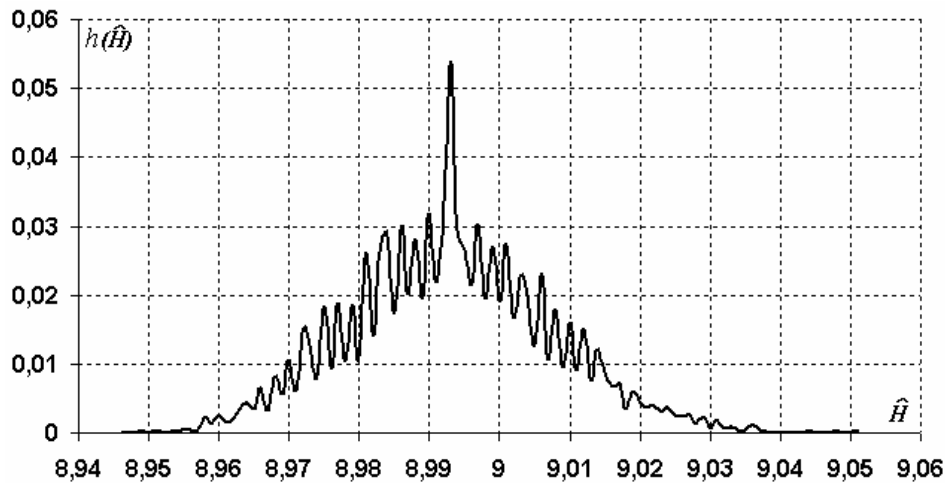


Рис. 5. Розподіл відносних частот результатів оцінки ентропії. Кількість відліків 1024, кількість оцінок 95000, інтервал 0,001

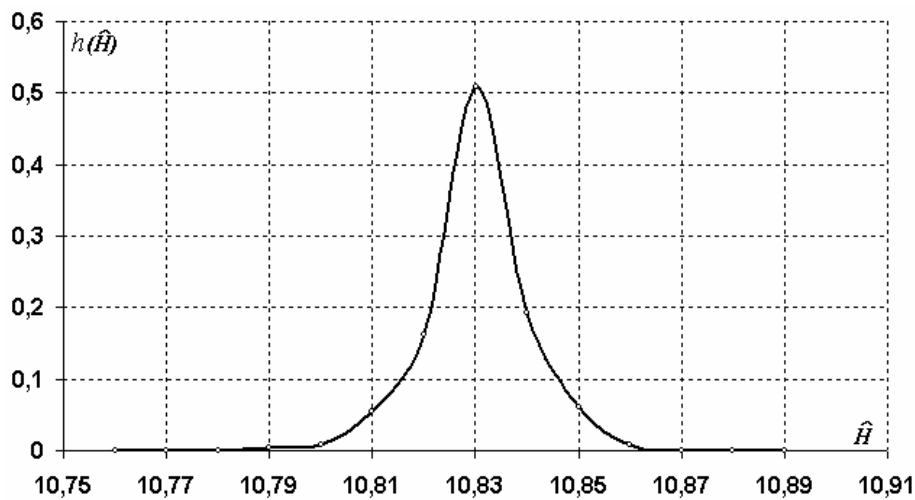


Рис. 6. Розподіл відносних частот результатів оцінки ентропії, кількість відліків 2048, кількість оцінок 234, інтервал 0,01

Отже, надалі доцільно вважати, що функції правдоподібності сигналів мають дзвоноподібний гаусів вигляд, що не суперечить відомим теоретичним положенням [13].

Симетрія функцій правдоподібності

Для визначення симетрії функцій правдоподібності необхідно оцінити залежність параметрів розподілів, зокрема, дисперсій сигналу $z(T)$, від математичних очікувань $z(T)$. Відсутність такої залежності показує, що при зсуві функції правдоподібності вздовж горизонтальної вісі (див. рис. 4) не змінюється характер та дисперсія розподілу, отже функції правдоподібності для обох сигналів можна вважати симетричними відносно умовної вертикальної лінії, що проходить через точку їх перетину. Навпаки, наявність такої залежності показує асиметрію. Симе-

трія чи асиметрія враховується при розрахунку ймовірності помилок.

Для цього досліджено залежність дисперсії $D_{\hat{H}}$ оцінки ентропії \hat{H} від математичного очікування $M_{\hat{H}}$ цієї оцінки (ця дисперсія для даного способу залежить від процедури та параметрів оцінювання ентропії, в т. ч. від кількості відліків, що використовуються для розрахунку оцінки ентропії \hat{H}). Для дослідження цієї залежності проведено багаторазове оцінювання ентропії трьох змодельованих тестових сигналів з різними значеннями ентропії (1024 рази для кожного сигналу, на підставі 2048 відліків сигналу) з подальшим статистичним аналізом. На підставі отриманих масивів розраховані оцінка \hat{H} математичного очікування $M_{\hat{H}}$ та оцінка $s_{\hat{H}}^2$ дисперсії

$D_{\hat{H}}$ для оцінки ентропії \hat{H} :

$$\bar{\hat{H}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \hat{H}_i, \quad (5)$$

де i – порядковий номер значення \hat{H} ; n – розмір

вибірки значень \hat{H} ; \hat{H}_i – значення \hat{H} з порядковим номером i ;

$$s_{\hat{H}}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{H}_i - \bar{\hat{H}})^2. \quad (6)$$

Результати статистичного аналізу оцінок ентропії наведені у табл. 1.

Таблиця 1. Залежність дисперсії $D_{\hat{H}}$ від математичного очікування $M_{\hat{H}}$ для змодельованих сигналів

Кількість відліків	Сигнал № 1		Сигнал № 2		Сигнал № 3	
	$\bar{\hat{H}}$	$s_{\hat{H}}^2$	$\bar{\hat{H}}$	$s_{\hat{H}}^2$	$\bar{\hat{H}}$	$s_{\hat{H}}^2$
Істинне значення ентропії	8,313		10,638		13,390	
1000	7,974	$4,114 \cdot 10^{-3}$	9,345	$1,407 \cdot 10^{-3}$	9,861	$2,133 \cdot 10^{-4}$
10000	8,273	$5,779 \cdot 10^{-4}$	10,462	$4,873 \cdot 10^{-4}$	12,434	$1,861 \cdot 10^{-4}$
100000	8,308	$6,691 \cdot 10^{-5}$	10,618	$6,727 \cdot 10^{-5}$	13,277	$5,815 \cdot 10^{-5}$
131072	8,309	$5,548 \cdot 10^{-5}$	10,623	$5,584 \cdot 10^{-5}$	13,304	$4,964 \cdot 10^{-5}$

Як можна побачити з табл. 1, дисперсія $D_{\hat{H}}$ залежить від математичного очікування $M_{\hat{H}}$, тому функції правдоподібності, в загальному випадку, не можна вважати симетричними. Проте із збільшенням кількості відліків, що використовуються для розрахунку \hat{H} , ця залежність зменшується. З табл. 1 видно, що, для сигналів № 1 та № 2, ентропія яких відрізняється більше ніж на 2 біт/відлік, різниця оцінок дисперсій $s_{\hat{H}}^2$ не перевищує 0,64 % при 131072 відліках. Отже, з практичних міркувань, можна вважати функції правдоподібності сигналів з різними значеннями ентропії симетричними за достатньо великої кількості відліків на символний інтервал. Для подальшого розгляду вважається, що параметри розподілів шумових компонент $n_{01}(T)$ та $n_{02}(T)$ сигналу $z(T)$ при передаванні «1» та «0» рівні між собою і випадкова компонента розглядається як $n_0(T)$, яка не залежить від переданого символу з дисперсією $\sigma_0^2 = \sigma_{01}^2 = \sigma_{02}^2$. Також це підтверджує обґрунтованість розрахунку порогу детектування згідно виразу (4).

Показники завадостійкості

Як відомо з роботи [3], мірою завадостійкості обміну дискретними повідомленнями, є залежність ймовірності помилково прийнятих символів від співвідношення енергії сигналу та спектральної щільності потужності завади. У випадку використання двійкового базису повідомлень – це залежність ймовірності помилково прийнято-

го біта P_b від співвідношення E_b/N_0 , де E_b – середня енергія, що приходить на один прийнятий біт, на вході пристрою демодуляції, $N_0/2$ – двобічна спектральна щільність потужності завади на вході демодулюючого пристрою.

Ймовірність появи помилкового біту для випадку AWGN завади після демодулятора, визначається згідно виразу [3]:

$$P_b = Q\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0}\right), \quad (7)$$

де a_1 – математичне очікування сигналу $z(T)$ у випадку передавання сигналу $s_1(t)$; a_2 – математичне очікування сигналу $z(T)$ у випадку передавання сигналу $s_2(t)$; σ_0^2 – дисперсія AWGN завади $n_0(T)$ у переддетекторній точці; $Q(x)$ – гаусів інтеграл помилок, що визначається наступним чином:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du. \quad (8)$$

Статистична оцінка ймовірності бітової помилки визначається шляхом підстановки у вираз (7) значень відповідних статистичних оцінок замість істинних значень a_1 , a_2 , σ_0 :

$$\hat{P}_b = Q\left(\frac{\hat{a}_1 - \hat{a}_2}{2s_0}\right), \quad (9)$$

де \hat{a}_1 – статистична оцінка величини a_1 ; \hat{a}_2 – статистична оцінка величини a_2 ; s_0^2 – оцінка дисперсії AWGN завади $n_0(T)$.

Визначення ймовірності помилок та її оцінки згідно виразів (7), (9) буде коректним за умови симетрії функцій правдоподібності, що було доведено вище.

В свою чергу, співвідношення E_b/N_0 визначається наступним чином:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{W}{R}, \quad (10)$$

де S – потужність сигналу; N – потужність шуму; W – ширина частотного спектру; R – швидкість передавання даних.

Побудова залежності P_b від E_b/N_0 проведено

шляхом розрахунку оцінки \hat{P}_b згідно виразу (9) зі змінним співвідношенням S/N при фіксованих значеннях бази сигналу W/R . Для кожного розглянутого значення S/N розраховувалась залежність різниці оцінок \hat{a}_1 та \hat{a}_2 математичних очікувань a_1 та a_2 , а також оцінки s_0 середньоквадратичного відхилення σ_0 сигналів у переддетекторній точці від кількості відліків n на один символний інтервал, що використовувались для формування цих сигналів. Приклад цих залежностей для співвідношення S/N на вході демодулятора мінус 3 дБ наведено на рис. 7 та 8.

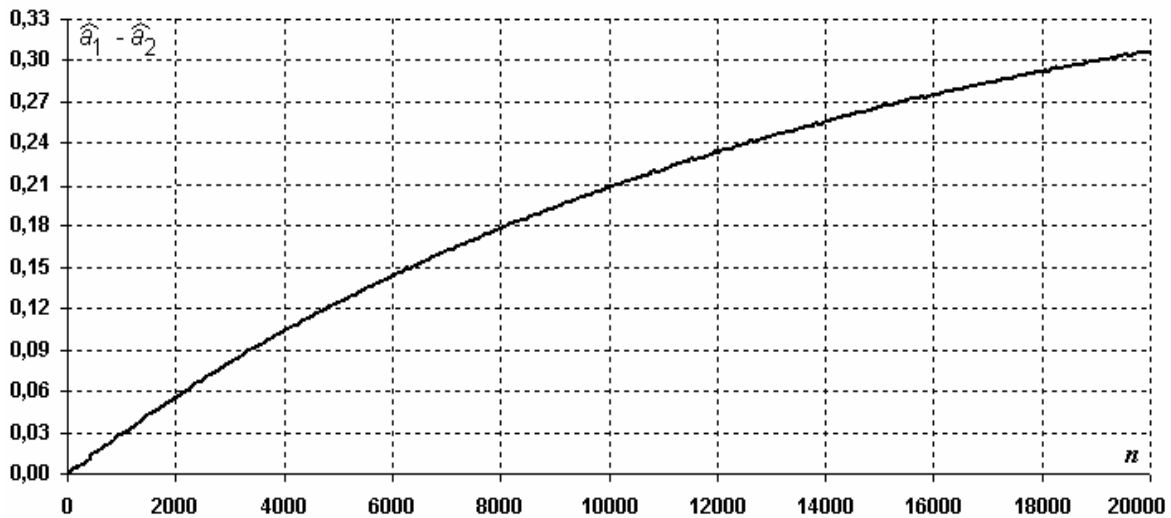


Рис. 7. Залежність різниці оцінок математичних очікувань сигналів у переддетекторній точці від кількості відліків

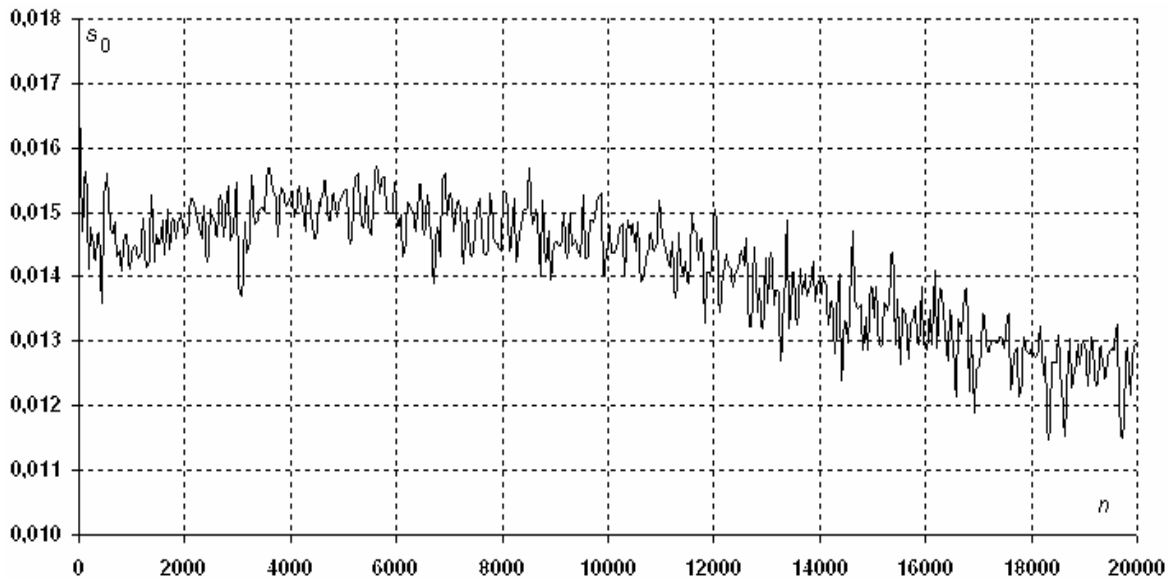


Рис. 8. Залежність оцінки середньоквадратичного відхилення сигналів у переддетекторній точці від кількості відліків

Кількість відліків протягом символного інтервалу пов'язана з тривалістю символного інтервалу і швидкістю передавання даних при заданій частоті дискретизації. Отже, при заданій ширині частотного спектру W , кількість відліків прямо пов'язана з базою сигналу.

На основі отриманих залежностей побудовані криві завадостійкості для даного способу (рис. 9).

Для оцінки вкладу систематичної та випадкової складових помилки побудована крива завадостійкості за умови відсутності систематичної складової (крива 2, рис. 9) для бази сигналу 33 дБ.

Для цього при розрахунку оцінки ймовірності помилки згідно виразу (9) в чисельнику використовувалась не різниця емпірично отриманих оцінок \hat{a}_1 та \hat{a}_2 , а різниця істинних значень H_1 та H_2 ентропії, яка визначається згідно роботи [9] наступним чином:

$$H_1 - H_2 = \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S_1}{N} \right), \quad (11)$$

де S_1 – потужність сигналу при передаванні $s_1(t)$.

Як видно з рис. 9 вплив систематичної складової є суттєвим і складає близько 9 дБ.

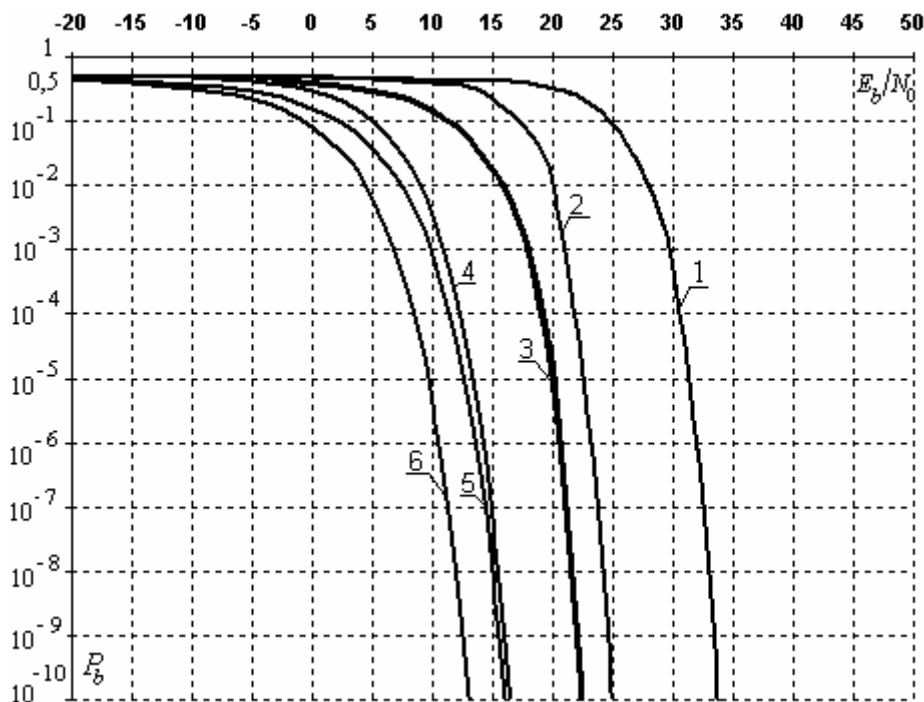


Рис. 9. Залежність бітової помилки P_b від співвідношення E_b/N_0 : 1 – завадостійкість запропонованого способу ($W/R = 33$ дБ), 2 – завадостійкість за відсутності систематичної складової помилки, 3 – завадостійкість при використанні сигналу з паузами та інтерполяції при оцінюванні, 4 – завадостійкість некогерентної демодуляції FSK, 5 – завадостійкість когерентної демодуляції FSK, 6 – завадостійкість когерентної демодуляції PSK

Також проведено дослідження шляхів покращення завадостійкості способу, зокрема, включення у сигнал $s_1(t)$ пауз різної тривалості, та використання інтерполяції при оцінюванні ентропії. Отримані результати показують перспективність таких шляхів. Завадостійкість способу при використанні лінійної інтерполяції для збільшення кількості відліків при оцінюванні ентропії та наявності пауз у сигналі $s_1(t)$, що складають 50 процентів тривалості сигналу $s_1(t)$, для бази сигналів 24 дБ (512 відліків на символний інтервал), подана на рис. 9 (крива 3). Покращення завадостійкості згаданими шляхами складає близько 12 дБ.

Для порівняння на рис. 9 також подано залежності завадостійкості традиційних типів модуляції (криві 4 – 6).

Завадостійкість в умовах дії завад в експлуатаційних умовах

Для оцінки завадостійкості запропонованого способу в експлуатаційних умовах проведено оцінювання дисперсії \hat{H} (яка є завадою після демодулятора, для даного способу) за наявності на вході демодулятора не змодельованої завади, а такої, яка характерна для роботи приймально-передавальних пристроїв в експлуатацій-

них умовах. Взірці таких завад було отримано з голосових радіоканалів у різних ділянках УКХ діапазону з модульованими частотами в смузі 30...470 МГц, смугою модулюючих частот 2,4...15 кГц, АМ, NFM та WFM типами модуляції, за наявності у каналі модульованої частоти та відсутності модулюючого сигналу. Проведені

дослідження [14] показують, що не завжди згадані завади можна вважати стаціонарними та такими, що мають нормальний розподіл. Результати наведено у табл. 2. Для коректності порівняння, середній рівень потужності сигналів перед оцінюванням приводився у відповідність до аналогічних сигналів, розглянутих у табл. 1.

Таблиця 2. Залежність дисперсії $D_{\hat{H}}$ від математичного очікування $M_{\hat{H}}$ для реальних завад

К-сть відліків	Сигнал № 1		Сигнал № 2		Сигнал № 3	
	\bar{H}	$s_{\hat{H}}^2$	\bar{H}	$s_{\hat{H}}^2$	\bar{H}	$s_{\hat{H}}^2$
Істине значення ентропії	7,747		11,054		12,920	
1000	7,516	$3,109 \cdot 10^{-3}$	9,481	$9,550 \cdot 10^{-4}$	9,820	$3,012 \cdot 10^{-4}$
10000	7,720	$1,760 \cdot 10^{-3}$	10,818	$1,327 \cdot 10^{-3}$	12,179	$6,345 \cdot 10^{-4}$
100000	7,743	$1,560 \cdot 10^{-3}$	11,025	$1,510 \cdot 10^{-3}$	12,820	$1,391 \cdot 10^{-3}$
131072	7,744	$1,520 \cdot 10^{-3}$	11,030	$1,490 \cdot 10^{-3}$	12,840	$1,390 \cdot 10^{-3}$

Порівняння впливу завад, що діють до демодулятора, у випадку змодельованих завад та завад, зафіксованих у каналах в експлуатаційних умовах, на потужність завади після демодулятора (дисперсії випадкової складової похибки оцінки ентропії) показує, що в останньому випадку потужність завади на виході демодулятора більша у 1,5...30 разів (1,7...14,7 дБ).

Висновки

1. Завадостійкість запропонованого способу є нижчою від теоретичної завадостійкості оптимального приймання гармонійного носія, промодульованого у традиційні способи модуляції, проте реалізація апаратної частини приймально-передавального обладнання є значно простішою. Однією з позитивних властивостей способу є також збереження працездатності при низьких співвідношеннях сигнал/завада.

2. Основними напрямками подальшого дослідження є вдосконалення процедури оцінювання ентропії з метою мінімізації помилки, пошук типів сигналів, які забезпечують вищу ефективність демодуляції, розробка ефективних способів демодуляції, зокрема, з врахуванням енергії сигналів, реалізація способу ефективної бітової синхронізації тощо.

Література

1. *Варакін Л.Е.* Системи зв'язи з шумоподібними сигналами – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

2. *Прокус Дж.* Цифровая связь / Пер. с англ. Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 598 с.
3. *Скляр Бернард.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. / Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1004 с.
4. *Terrence W. Barrett.* History of Ultra-WideBand (UWB) // Radar & Communications: Pioneers and Innovators. Progress in Electromagnetics Symposium (PIERS 2000, July). – Cambridge, Massachusetts, 2000. – P. 36.
5. *Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С.* Передача информации с помощью детерминированного хаоса // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38, № 7. – С. 1310–1315.
6. *Козленко М.І., Мельничук С.І.* Аналіз сучасного рівня розробки статистичних методів обміну даними на основі шумоподібних сигналів // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки “Галицька академія”. – 2006. – № 2(10). – С. 33–38.
7. *Козленко М.І., Мельничук С.І.* Формування та обробка широкосмугових сигналів на основі випадкових процесів зі змінною ентропією розподілу ймовірностей станів // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки “Галицька академія”. – 2006. – № 1(9). – С. 28–31.
8. *Пат. № а200508893* Україна, МПК Н 04 В 1/69. Спосіб передавання та приймання інформації на основі широкосмугових сигналів, що формуються процесами зі змінною

- ентропією розподілу ймовірностей станів / Мельничук С. І., Козленко М. І. (Україна).
9. Мельничук С.І., Козленко М.І. Дослідження впливу шумів каналу при передаванні даних способом зміни ентропії розподілу ймовірностей станів // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2006. – № 40. – С. 163–166.
 10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1977. – 832 с.
 11. Козленко М.І. Дослідження ефективності застосування різних типів сигналів в інформаційних каналах систем керування та контролю // Методи та прилади контролю якості. – 2006. – № 16. – С. 91–93.
 12. Козленко М.І., Мельничук С.І. Оцінка ефективності застосування різних сигналів при реалізації обміну даними на основі способу зміни ентропії сигналів інформаційного каналу в низових мережах // Вестник Херсонского национального технического университета. – 2006. – № 2(25). – С. 231–234.
 13. Зубков А.М. Предельные распределения статистической оценки энтропии // Теория вероятностей и ее применение. – 1973. – XVIII: 3. – С. 643–650.
 14. Мельничук С.І., Козленко М.І. Дослідження статистичних характеристик випадкових сигналів провідникових та радіоканалів обміну даними розподілених систем контролю // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4, Ч. 1, Т 2. – С. 62–65.

Институт менеджмента и экономики «Галицкая академия», г. Ивано-Франковск

Поступила в редакцию 20 февраля 2007 г.