УДК 621.391

СТАТИСТИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

Радзімовський Б.К.

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
65029, Україна, м. Одеса, вул. Ковальська, 1.
albrona@mail.ru

СТАТИСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Радзимовский Б.К.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,
65029, Украина, г. Одесса, ул. Кузнечная, 1.
albrona@mail.ru

STATISTICAL PROPERTIES OF TELEKOMMUNICATION SIGNALS BASED ON CHAOTIC FLUCTUATING

Radzimovskiy B.K.

O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,
1 Kovalska St., Odessa, Ukraine, 65029
albrona@mail.ru

Анотація. Запропоновано новий підхід до розробки методів нелінійного синтезу великих ансамблів шумоподібних сигналів із поліпшеними структурними та груповими властивостями на основі хаотичних коливань дискретних відображень нелінійних динамічних систем. Проведено дослідження статистичних властивостей як багаторівневих гауссівського типу, так і бінарних сигналів, синтезованих на основі хаотичних коливань. Обчислені коефіцієнти взаємної кореляції, визначені автокореляційні і взаємокореляційні функції, представлені графіки односторонньої спектральної щільності. Визначено кодову відстань і показано, що кодова відстань підвищується в міру збільшення довжини кодових послідовностей і прагне до величини, що дорівнює половині їх довжини, тобто є оптимальною кодовою відстанню за метрикою Хеммінга. Показано, що запропоновані сигнали при практичному застосуванні дозволяють без погіршення завадостійкості значно підвищити структурну й інформаційну прихованість функціонування телекомунікаційних і радіотехнічних систем на їх основі.

Ключові слова: хаотичні коливання, коефіцієнт кореляції, автокореляційна і взаємокореляційна функції, спектральна щільність, кодова відстань.

Аннотация. Предложен новый подход к разработке методов нелинейного синтеза больших ансамблей шумоподобных сигналов с улучшенными структурными и групповыми свойствами на основе хаотических колебаний дискретных отображений нелинейных динамических систем. Проведено исследование статистических свойств как многоуровневых гауссовского типа, так и бинарных сигналов, синтезированных на основе хаотических колебаний. Вычислены коэффициенты взаимной корреляции, определены автокорреляционные и взаимокорреляционные функции, представлены графики односторонней спектральной плотности. Определено кодовое расстояние и показано, что кодовое расстояние повышается по мере увеличения длины кодовых последовательностей и стремится к величине, равной половине их длины, т. е. является оптимальным кодовым расстоянием по метрике Хэмминга. Показано, что синтезированные сигналы при практическом применении позволяют без ухудшения помехоустойчивости значительно повысить структурную и информационную скрытность функционирования телекоммуникационных и радиотехнических систем на их основе.

Ключевые слова: хаотические колебания, коэффициент корреляции, автокорреляционная и взаимокорреляционная функции, спектральная плотность, кодовое расстояние.

Abstract. A new approach is suggested to the development of methods for the synthesis of large ensembles of noise-type signals with improved structural and group-based properties of chaotic fluctuating discrete representation of nonlinear dynamical systems.

The statistical properties as multilevel Gaussian type were researched and binary signals based on chaotic fluctuating. Correlation coefficients are calculated, autocorrelation and interrelation functions are determined, the spectral density graphs presented. Minimum distance was determined of Hamming metric.

It shows that the minimum distance increases as the length of the code sequences, and tends to the value equal to half their length, there is an optimal code distance of the Hamming metric. It is shown that the synthesized signals in the practice of permit without impairing noise immunity greatly increase the structural information and secrecy of telecommunications and the operation of radio systems based on them.

Key words: chaotic fluctuating, correlation coefficient, autocorrelation and interrelation functions, spectral density, code distance.

Бурхливий розвиток радіотехнічних та телекомунікаційних систем вимагає постійного удосконалювання створюваних технічних засобів, розширення їх можливостей і поліпшення якісних характеристик. Основні тактичні характеристики радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій, такі як прихованість дії, завадостійкість, швидкість передавання, достовірність, точність, швидкодія й роздільна здатність прийому для традиційних використовуваних детермінованих сигналів наближаються до граничних значень, і подальше їхнє поліпшення стає науково-технічною проблемою [1].

Одним із можливих шляхів вирішення цієї проблеми є удосконалення складних шумоподібних сигналів. На противагу простим сигналам, розширення спектра яких може бути досягнуто тільки скороченням імпульсу, складність структури імпульсу під час формування шумоподібних сигналів дозволяє керувати їхньою смугою незалежно від тривалості самого імпульсу, при цьому база сигналу $B=\Delta FT$ (де ΔF − смуга частот сигналу, T − його тривалість) набагато більше одиниці. Застосування шумоподібних сигналів у системах передавання інформації в умовах різноманітних завад дозволило підвищити їх завадостійкість і прихованість функціювання, забезпечити високу достовірність передавання при співвідношенні сигнал/шум менше одиниці, а також забезпечити електромагнітну сумісність спільно працюючих радіоелектронних засобів за рахунок передавання сигналів з дуже низькою спектральною щільністю [1].

Пошук шумоподібних сигналів, які мають підвищену інформаційну ємність є актуальним завданням під час розробки нових інформаційних технологій, засобів радіозв'язку й телекомунікацій. Подібні сигнали повинні мати покращені статистичні й спектральні властивості порівняно із існуючими, мати великий набір довжин, утворювати множини (ансамблі) сигналів великих обсягів і генеруватись нелінійними пристроями, що значно утруднить їхню передбачуваність і розпізнавання. Проблема розробки методів і алгоритмів побудови великих ансамблів нелінійних шумоподібних сигналів з покращеними авто та взаємокореляційними й структурними властивостями дотепер залишається невирішеною.

В статтях [2,3] автором запропоновано нелінійний метод синтезу шумоподібних сигналів, який ґрунтується на основі суми центрованих хаотичних коливань $\vec{x}_n$. Суть методу полягає у додатковому обробленні хаотичних послідовностей $\vec{x}_n$. Спочатку, підсумовуванням однойменних членів п'яти послідовностей $\vec{x}_n$ формується одна хаотична послідовність $\bar{y}_n$. Потім хаотична послідовність $\bar{y}_n$ перемішується шляхом десятикратного циклічного зсуву на різне число позицій l і наступного підсумовування членів послідовності, що знаходяться на однакових позиціях. Частина перших і останніх членів синтезованої в такий спосіб послідовності $\bar{z}_n$ не враховується для виключення впливу перехідних процесів і переходу системи у стійкий хаотичний стан. Наступні дослідження й аналіз хаотичної послідовності $\bar{z}_n$ показали, що послідовність $\bar{z}_n$ є дискретним представленням шумоподібного сигналу гауссівського типу з підвищеною інформаційною ємністю. **Метою статті** є дослідження й аналіз статистичних властивостей таких сигналів з погляду передавання їх по каналу зв'язку.

На рис. 1 показано гістограму розподілу ймовірностей амплітуд $N_i(A_i)$ хаотичної послідовності $\bar{y}_n$ ($\gamma_2 = -0{,}277$) та переміщуваної послідовності $\bar{z}_n$ ($\gamma_2 = -0{,}018$) і їх відповідність нормальній щільності ймовірності, де суцільною лінією позначена обвідна щільності ймовірності гауссівського закону.

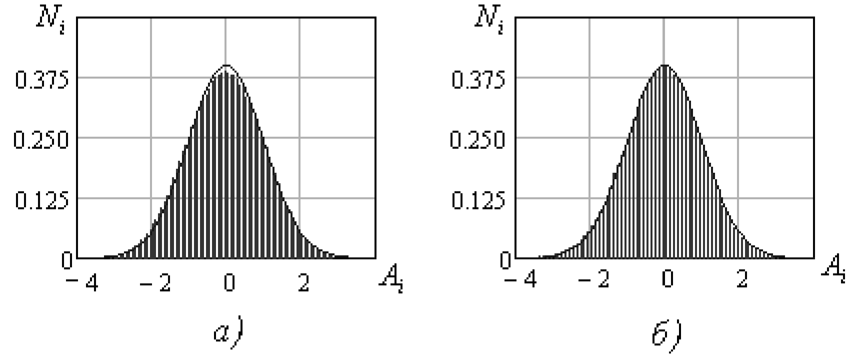

Рисунок 1 – Гістограми розподілу $N_i(A_i)$ хаотичних процесів до (*а*) і після (*б*) перемішування для довжини реалізації 500000 і 50 інтервалів розбиття

Ступінь близькості отриманого розподілу до нормальної щільності ймовірності визначаємо [4] за коефіцієнтами асиметрії

$$\gamma_1 = \frac{\mu_3}{\mu_2^{\frac{3}{2}}}, \tag{1}$$

де $\mu_2 = D$ – дисперсія; μ_3 – третій центральний момент
та ексцесу

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\mu_2^2} - 3, \tag{2}$$

де μ_4 – четвертий центральний момент.

Якщо модуль зазначених коефіцієнтів не перевищує значення $0{,}02$, то приймаємо, що розподіл має достатній ступінь близькості до нормальної щільності ймовірності, а якщо знаходиться в інтервалі значень від $0{,}02$ до $0{,}3$, то має близький, але не достатній ступінь близькості. Для послідовності $\bar{y}_n$ обчислений коефіцієнт асиметрії $\gamma_1 = -0{,}048$, а коефіцієнт ексцесу $\gamma_2 = -0{,}277$.

Твердження 1. Оскільки генеровані центровані хаотичні послідовності $\vec{x}_n$ слабко корельовані, а їх дисперсії D обмежені, то щоб їх сума $\bar{y}_n$ мала розподіл амплітудних значень близьких до нормальної щільності ймовірності, досить п'яти вихідних послідовностей генераторів хаотичних коливань.

Твердження 2. Для синтезу послідовності $\bar{z}_n$, що має достатній ступень близькості розподілу амплітудних значень до нормальної щільності ймовірності, необхідно не менше десяти перемішувань послідовності $\bar{y}_n$ шляхом її циклічного зсуву на різне число позицій l і наступного підсумовування членів послідовності, що знаходяться на однакових позиціях.

Оскільки для послідовності $\bar{z}_n$ обчислені коефіцієнти асиметрії $\gamma_1 = -0{,}009$ й коефіцієнт ексцесу $\gamma_2 = -0{,}018$ не перевищують поріг $0{,}02$, то розподіл ймовірностей амплітуд послідовності $\bar{z}_n$ має достатній ступінь близькості до нормальної щільності ймовірності.

Визначимо автокореляційну функцію (АКФ) отриманого сигналу $\bar{z}_n$ за формулою:

$$R(\tau) = \sum_{n=0}^{N-\tau-1} \bar{z}_n \cdot \bar{z}_{n-\tau}\ , \tag{3}$$

де τ − часовий зсув при одиничному часовому інтервалі.

Для наочності використовуємо нормовану автокореляційну функцію

$$r(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)}, \tag{4}$$

графік нормованої АКФ показано на рис. 2, *а*.

З графіка видно, що АКФ сигналу $\bar{z}_n$ аперіодична і має досить малий інтервал кореляції, що дорівнює двом τ.

Для повної оцінки належності синтезованого сигналу $\bar{z}_n$ до шумоподібних сигналів гауссівського типу розглянемо розподіл енергії за частотами. Дискретне представлення однобічного спектра потужності, обчислене за формулою:

$$S(k) = [\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} \bar{z}_n \cos(\frac{2\pi kn}{N})]^2 + [\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} \bar{z}_n \sin(\frac{2\pi kn}{N})]^2, \tag{5}$$

де k − інтерпретується як частота f, показане на рис. 2, *б*.

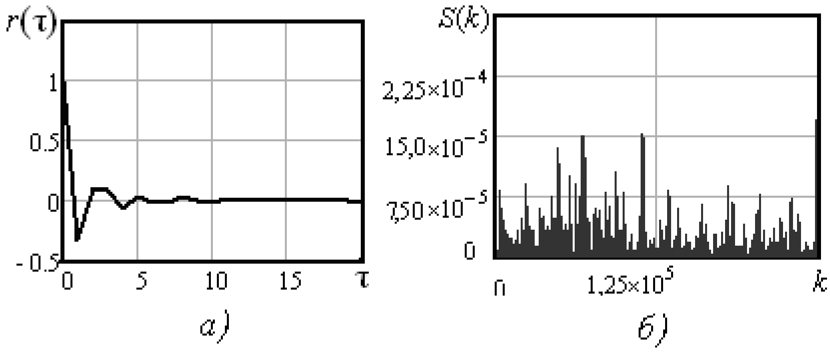

Рисунок 2 – Нормована автокореляційна функція (*а*) і однобічний спектр потужності (*б*) сигналу $\bar{z}_n$ для довжини реалізації 500000 N

Проведений аналіз показує, що отримано дискретне представлення суцільного й неперервного спектра зі спектральною щільністю потужності, розподіленою по всьому частотному діапазону. Таким чином, дослідження гістограми розподілення ймовірностей, АКФ і спектра потужності синтезованого хаотичного сигналу $\bar{z}_n$ дозволяє дійти висновку, що отримане дискретне представлення шумоподібного сигналу гауссівського типу.

Отримавши хаотичну послідовність сигналу $\bar{z}_n$ практично необмеженої довжини N можна сформувати ансамбль будь-якої величини, розбиваючи послідовність $\bar{z}_n$ на сегменти необхідної довжини, розглядаючи кожний із сегментів як самостійний сигнал. Якщо необхідно формувати великі ансамблі сигналів у реальному часі, то шляхом зміни окремих параметрів хаотичних генераторів або їх комбінацій, на виході запропонованого нелінійного пристрою перетворення сигналів кожен раз будемо отримувати хаотичну послідовність заданої довжини.

Використання в якості псевдовипадкових бінарних послідовностей (ПВП) лінійних М-послідовностей, послідовностей Голда, Касамі й низку інших у системах телекомунікацій та радіозв'язку не забезпечує необхідної структурної прихованості через їхню передбачуваність, тому розглянемо нелінійний метод синтезу бінарних послідовностей на основі сформованого шумоподібного сигналу (хаотичної послідовності $\bar{z}_n$). Відзначимо, що статистика перетинання нормованим та центрованим сигналом гауссівського типу нуля зберігає більшу частину статистичних властивостей самого сигналу. Тому, застосувавши знакову функцію до послідовності $\bar{z}_n$, отримуємо цифрову функцію, на основі якої формується нелінійна бінарна послідовність $\ddot{z}_n$. Синтезована в такий спосіб бінарна послідовність $\ddot{z}_n$ наперед заданої довжини є вихідною для генерування за допомогою процедури проріджування вибірки ПВП необхідної довжини.

Наприклад, подвійним проріджуванням з різним кроком l синтезуємо ансамбль бінарних послідовностей довжиною 50001 біт. Покажемо, що такі бінарні послідовності мають всі властивості псевдовипадкових послідовностей. Застосовувані в радіотехнічних і телекомунікаційних системах ПВП повинні мати великий розмір ансамблю, збалансованість структури, припустимі АКФ і взаємокореляційні функції послідовностей сигналів в ансамблі. Одночасно бінарні послідовності ансамблю повинні задовольняти критеріям випадковості та мати властивість урівноваженості й властивість серій.

Якщо через X позначити суму «1» і «−1» у бінарних послідовностях, то в синтезованих нами послідовностях довжиною 50001 біт $X=1$, що свідчить про урівноваженість послідовностей (число «1» відрізняється від числа «−1» у послідовності на одиницю).

В табл. 1 показані результати перевірки однієї із бінарних послідовностей довжиною 50001 біт на серійність.

Таблиця 1 – Кількість серій у бінарній послідовності довжиною 50001 біт

s / k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
−1	6338	3100	1596	789	392	185	100	45	18	12
1	6347	3172	1530	761	377	190	106	54	24	10

Аналіз таблиці показує, що бінарна послідовність, яка тестується, має властивість серійності (s − довжина «1» і «−1» у серії, k − кількість серій у послідовності).

Визначимо автокореляційну функцію бінарних послідовностей $\ddot{z}_n$ за формулами (3) і (4), а ненормовані (аперіодичні) взаємокореляційні функції (ВКФ) визначимо в такий спосіб:

$$R_{ij}(\tau) = \sum_{l=0}^{N-\tau-1} \ddot{z}_{i,l} \cdot \ddot{z}_{j,l-\tau} \qquad (6)$$

Графік нормованої АКФ бінарної послідовності довжиною 50001 біт показаний на рис. 3. На рис. 4 показано графіки ненормованих АКФ бінарних послідовностей довжиною 50001 біт і 901 біт.

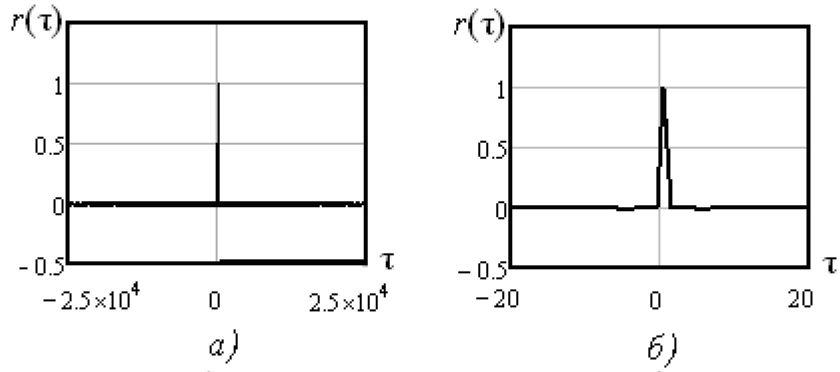

Рисунок 3 – Нормована АКФ бінарної послідовності довжиною 50001 біт (*а*)
і її локальна область максимуму основної пелюстки (*б*)

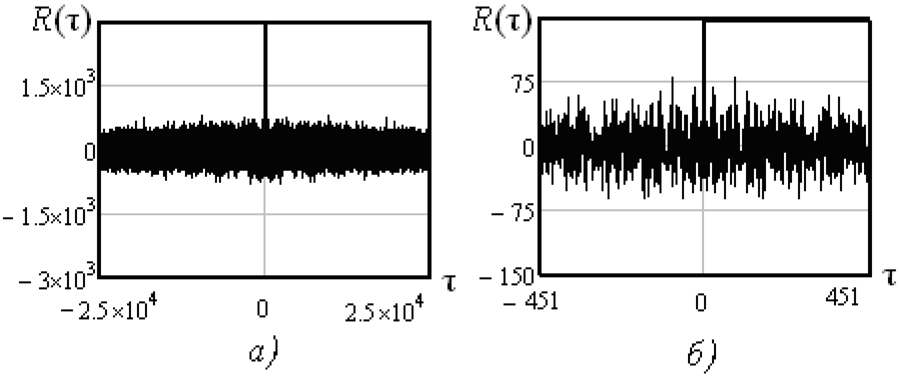

Рисунок 4 – Ненормовані АКФ бінарних послідовностй довжиною 50001 біт (*а*) і 901 біт (*б*)

Аналіз графіків і розрахунки показали, що величина максимальної бічної пелюстки послідовності довжиною 50001 склала $-40{,}35$ дБ, а для послідовності довжиною 901 біт $-21{,}4$ дБ.

Для довільно вибраних двох бінарних послідовностей довжиною 20001 біт їх ВКФ $-30{,}45$ дБ (рис. 5).

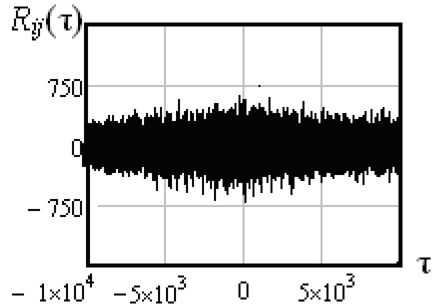

Рисунок 5 – Графік ВКФ бінарних послідовностей довжиною 20001 біт

Таким чином, показано, що синтезовані ансамблі бінарних послідовностей належать до класу псевдовипадкових послідовностей, тому їх доцільно використовувати у радіотехнічних пристроях та багатоканальних телекомунікаційних системах. До того ж, вони є нелінійними, що унеможливлює їхню передбачуваність.

Розглянемо метод синтезу максимальних за обсягом підмножин ортогональних, з точки зору взаємної статистичної незалежності, бінарних хаотичних послідовностей. Як було відзначено, АКФ синтезованої хаотичної послідовності практично необмеженої довжини спадає практично до нуля за час двох τ. Отже, узяті відрізки хаотичної бінарної послідовності зі зрушенням від 3τ дозволяють формувати великі ансамблі взаємно статистично незалежних хаотичних бінарних послідовностей необхідної довжини. Отриманий таким шляхом ансамбль хаотичних кодових послідовностей заданої довжини набагато перевищує кількість псевдовипадкових кодових послідовательностей тієї самої довжини із множин кодів Голда, Касами й інших кодів, формованих регулярними алгоритмами.

Після обчислення коефіцієнтів взаємної кореляції r_{ij} відбираються ті послідовності, коефіцієнти взаємної кореляції яких не перевищують заданий поріг. Або ж, якщо заздалегідь задається необхідна потужність підмножини ортогональних кодових послідовностей, то відбираються послідовності з мінімальними коефіцієнтами взаємної кореляції.

Установлено, що синтезована в такий спосіб підмножина квазіортогональних кодових послідовностей утворює багатомірний простір Хеммінга, кодові послідовності в якому розподіляються таким чином, що стають майже рівновіддаленими одна від іншої, а функція розподілу всіх пар наближається до нормального закону.

У загальному випадку кодова відстань підвищується в міру збільшення довжини кодових послідовностей і прагне до величини, що дорівнює половині їх довжини, тобто є оптимальною кодовою відстанню за метрикою Хеммінга.

Парний коефіцієнт кореляції Пірсона хаотичних кодових послідовностей $\dddot{z}_n$ визначений у такий спосіб:

$$r_{ij} = \frac{\sum\limits_n \dddot{z}_n^i \cdot \dddot{z}_n^j}{\sqrt{\sum\limits_n (\dddot{z}_n^i)^2}\sqrt{\sum\limits_n (\dddot{z}_n^j)^2}}. \tag{7}$$

У табл. 2 наведені коефіцієнти взаємної кореляції і відповідна їм кодова відстань d семи наздогад вибраних кодових послідовностей довжиною 2000 біт.

Аналіз таблиці показує, що побудований ансамбль з майже еквідистантних хаотичних кодів з відстанню по Хеммінгу між усіма кодами в інтервалі [954;1045] бінарних символів і з середньою відстанню 999 бінарних символів, рівною практично половині довжини коду.

Слід очікувати, що канальне кодування інформації на основі синтезованих ансамблів хаотичних квазіортогональних кодових послідовностей буде завадостійким до зовнішніх і міжканальних завад. А динамічною зміною хаотичних кодових послідовностей, наприклад, у процесі фазової маніпуляції радіосигналів, забезпечується конфіденційність переданої інформації.

Таблиця 2 – Коефіцієнти взаємної кореляції r_{ij} та кодова відстань d між послідовностями

			Номер хаотичної кодової послідовності					
			2	3	4	5	6	7
Номер кодової послідовності	1	r_{ij}	0,025	−0,008	−0,004	0,005	−0,003	0,023
		d	976	1010	1007	996	1002	977
	2	r_{ij}	–	−0,0007	−0,034	0,009	0,022	0,020
		d	–	1000	1033	990	980	979
	3	r_{ij}	–	–	0,024	0,055	0,012	−0,009
		d	–	–	973	954	990	1009
	4	r_{ij}	–	–	–	0,028	−0,022	0,003
		d	–	–	–	971	1027	996
	5	r_{ij}	–	–	–	–	−0,026	−0,054
		d	–	–	–	–	1028	1045
	6	r_{ij}	–	–	–	–	–	−0,025
		d	–	–	–	–	–	1027

Перевага синтезованих шумоподібних сигналів полягає в значному підвищенні їх структурної прихованості по відношенню, наприклад, до М-послідовностей. Хаотичні бінарні послідовності неперіодичні й створені нелінійними пристроями тому до них не можна застосувати алгоритм Берлекемпа-Мессі. Якщо сигнал виявлено, але невідомо алгоритм його оброблення, потенційну структурну прихованість можна визначити числом двійкових вимірів, які необхідно здійснити для розкриття структури сигналу. Загальна формула для потенційної прихованості має вигляд:

$$S = \log_2 A, \tag{8}$$

де A − множина реалізацій, обумовлена всіма можливими наборами значень параметрів сигналу.

Для синтезованих хаотичних бінарних послідовностей із випадковим чергуванням «1» і «−1» потенційна структурна прихованість в залежності від бази сигналу має значення $S = B$. Отже, для розкриття структури сигналу знадобиться паралельна робота 2^B вимірників, наприклад, для бази $B = 1000$ їх число не менше 10^{300}.

Таким чином, результати досліджень статистичних властивостей показують, що запропонований нелінійний метод синтезу багаторівневих і бінарних квазіортогональних кодових послідовностей на основі хаотичного сигналу має добрі кореляційні властивості та практично необмежений набір довжин, може формувати ансамблі сигналів значних обсягів, які є нелінійними, що ускладнює їх розпізнавання. Застосування таких бінарних послідовностей і багаторівневих гауссівського типу в алгоритмах передавання дозволить підвищити завадостійкість, структурну й інформаційну прихованість переданої інформації в телекомунікаційних системах.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / Ипатов В.П.; пер. с англ. – М.: Техносфера, 2007. – 487 с.
2. Радзимовский Б.К. Бинарные последовательности на основе систем с динамическим хаосом / Б.К. Радзимовский // Збірник наукових праць ОНАЗ ім. О. С. Попова. –2012. – № 2. – С. 82–86.
3. Захарченко Н.В. Метод синтеза шумового сигнала гауссова типа на основе систем с динамическим хаосом / Н.В. Захарченко, Б.К. Радзимовский, В.В. Корчинский // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – № 2/10(56). – С. 25–27.
4. Куликов Е. И. Прикладной статистический анализ / Куликов Е. И. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 464 с.

REFERENCES:

1. Ipatov V.P. (2007). Shirokopolosnie sistemi I kodovoe razdelenie signalov. Principi I prilogeniya. [Broadband systems, and code division signals. Principles and applications]. Texnocfera, 487.
2. Radzimovskiy B.K. Binarnie pocledovatelnocti na ocnove system c dinamicheckim xaocom / B.K. Radzimovskiy // Zbornik naukovix pratc. im.O.C.Popova. – 2012. - № 2. – C. 82-86.
3. Zaxarchenko N.V. Metodi cinteza wumovogo signala gaucovogo tipa na ocnove system c dinamicheckim xaocom / N.V. Zaxarchenko, B.K. Radzimovskiy, V.V. Korchinckiy // Vostochno-Evropeickiy gurnal peredovix texnologiy. – 2012. – № 2/10(56). – C. 25–27.
4. Kulikov E.I. (2008). Prikladnoi statistichecki analis [Applied statistical analysis]. Hot line, 464.