

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
дипломної роботи

магістра
(назва освітнього рівня)

| | |
|-----------------|--|
| галузь знань | <u>17 Електроніка та телекомунікації</u> (шифр і назва галузі знань) |
| спеціальність | <u>172 Телекомунікації та радіотехніка</u> (код і назва спеціальності) |
| освітній рівень | <u>магістр</u> (назва освітнього рівня) |
| кваліфікація | <u>магістр з телекомунікацій та радіотехніки</u> (код і назва кваліфікації) |

На
тему: «Обґрунтування використання цифрових хаотичних
послідовностей в CDMA системах зв'язку»

Виконавець: студент 6 курсу, групи 172М-19-1

Рибка Роман Миколайович
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

| Керівники | Прізвище, ініціали | Оцінка | Підпис |
|---------------|-----------------------------|--------|--------|
| проекту | к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю. | | |
| розділів: | | | |
| спеціальний | к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю. | | |
| економічний | к.е.н., доц. Романюк Н.М. | | |
| Рецензент | | | |
| Нормоконтроль | к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю. | | |

Дніпро
2020

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
д.т.н., професор _____ Корнієнко В.І.
« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу магістра

спеціальність _____ *172 Телекомунікації та радіотехніка*
(код і назва спеціальності)

студента _____ *172М-19-1* _____ *Рибка Роман Миколайович*
(група) (прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Обґрунтування використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку»

Наказ ректора НТУ "ДП" від _____ № _____

| Розділ | Зміст | Термін виконання |
|--|---|------------------|
| <i>Стан питання. Постановка задачі</i> | Аналітичний огляд літератури по темі проекту | Вересень 2020 |
| <i>Спеціальна частина</i> | Принцип роботи систем передачі даних на базі використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку. Розробка моделі в середі MATLAB. Оформлення пояснювальної записки. | Жовтень 2020 |
| <i>Економічний розділ</i> | Розрахунок капітальних витрат | Листопад 2020 |

Завдання видав _____
(підпис)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Рибка Р.М.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 03 вересня 2020 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: с., рис., табл., додатків, джерел.

Об'єкт розробки: системи прийому-передачі даних.

Предмет розробки: моделювання систем прийому-передачі даних на базі технології використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку.

Мета дипломного проекту: розробка імітаційної моделі, дослідження та обґрунтування використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку.

В першому розділі виконаний аналітичний огляд літературних джерел по темі дипломного проекту. Здійснено постановку задачі роботи.

У другому розділі розроблено структуру та імітаційну модель системи прийому-передачі даних на базі технології використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку. Виконано модельний експеримент і проведено аналіз результатів

У третьому розділі виконано розрахунок капітальних витрат на розробку моделі системи прийому-передачі даних.

СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМИ, ІМІТАЦІЙНЕ
МОДЕЛЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: с., рис., табл., приложений, источников.

Объект разработки: системы приема-передачи данных.

Предмет разработки: моделирование систем приема-передачи данных на базе технологии использования цифровых хаотических последовательностей в CDMA системах связи.

Цель дипломной работы: разработка имитационной модели, исследование и обоснование применения цифровых хаотических последовательностей в CDMA системах связи.

В первом разделе выполнен аналитический обзор литературных источников по теме дипломного проекта. Осуществлена постановка задачи работы.

Во втором разделе разработаны структура и имитационная модель системы приема-передачи данных на базе технологии использования цифровых хаотических последовательностей в CDMA системах связи. Выполнен модельный эксперимент и проведен анализ результатов

В третьем разделе выполнен расчет капитальных затрат на разработку модели системы приема-передачи данных.

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ, ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, МОДУЛЯЦИЯ, МАНИПУЛЯЦИЯ

ABSTRACT

Explanatory note: pp., fig., table, applications, sources.

Development object: data reception and transmission systems.

Subject of development: modeling of data reception and transmission systems based on the technology of using digital chaotic sequences in CDMA communication systems.

The purpose of the thesis: development of a simulation model, research and justification of the use of digital chaotic sequences in CDMA communication systems.

The first section contains an analytical review of literary sources on the topic of the diploma project. The task of the work was formulated.

In the second section, a structure and a simulation model of a data reception and transmission system are developed based on the technology of using digital chaotic sequences in CDMA communication systems. A model experiment was carried out and the results were analyzed.

In the third section, the calculation of capital costs for the development of a model of a data reception and transmission system is performed.

DATA TRANSMISSION SYSTEMS, SYSTEM MODEL, SIMULATION, MODULATION, MANIPULATION

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

AWGN - (Additive White Gaussian Noise) Аддитивний білий гаусівський шум;

BER - (Bit Error Ratio) Імовірність помилки на біт;

BPSK - (Binary phase-shift keying) Двійкова фазова модуляція;

DSSS - ((Direct Sequence Spread Spectrum) Розширення спектру
прямою послідовністю;

СРЗ - Системи радіозв'язку;

FSK - (Frequency Shift Keying) Частотна маніпуляція;

FHSS - ((Frequency Hopping Spread Spectrum) Розширення спектру
стрибками частоти;

THSS - ((Time Hop Spread Spectrum) Розширення спектру
часовими перескоками;

MSK - (Minimum Shift Keying) Частотна модуляція з
мінімальним зрушенням;

MCSS - (Multi Carrier Spread Spectrum, MCSS) Розширення спектру
множиною несучих частот;

РЕБ - Радіоелектронна боротьба;

SNR - (Signal to Noise Ratio) Відношення сигнал/шум;

РЕП - Радіоелектронне придушення.

ЗМІСТ

| | |
|--|--|
| ВСТУП | |
| 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ | |
| 1.1. Математичні моделі систем зв'язку з дискретним часом, що використовують хаотичні цифрові послідовності в якості переносника сигналу. | |
| 1.1.1 Передача і відновлення інформації в системах, що використовують поділ хаотичних послідовностей початковими умовами | |
| 1.1.2 Передача і відновлення інформаційних повідомлень в системах, що використовують явище синхронізації хаотичних генераторів | |
| 1.1.3 Передача і відновлення інформаційних повідомлень в системах з нелінійним підмішуванням сигналу | |
| 1.1.4 Передача і відновлення інформації в CSK-системах | |
| 1.2 Короткий огляд сучасних систем багатостанційного доступу | |
| 1.3 Постановка завдання | |
| 1.4 Висновки | |
| 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА | |
| 2.1 Вибір джерела хаотичних коливань | |
| 2.1.1 Відображення поліноміального виду | |
| 2.1.2 Порівняльний аналіз поліноміальних відображень | |
| 2.1.3 Ортогональність дискретизованих хаотичних цифрових | |

| | |
|---|--|
| послідовностей | |
| 2.2 Використання цифрових хаотичних послідовностей в системах CDMA | |
| 2.3 Моделювання процесу формування та обробки хаотичних сигналів | |
| 2.4 Аналіз результатів застосування дискретизованих хаотичних послідовностей для систем CDMA | |
| 2.5 Висновки | |
| 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА | |
| 3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі приймально-передавальної системи..... | |
| 3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі | |
| 3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі | |
| 3.1.3 Розрахунок капітальних витрат | |
| 3.2 Висновки | |
| ВИСНОВКИ | |
| ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ | |
| Додаток А | |
| Додаток Б | |
| Додаток В | |

ВСТУП

Незабаром після відкриття динамічного хаосу в детермінованих системах стало ясно, що сигнали, що формуються нелінійними динамічними системами, можуть докорінно змінити вигляд існуючих телекомунікаційних систем. Єдиним і досить істотним недоліком хаосу є висока чутливість формувачів до точності повторення їх параметрів, наприклад, на приймальній стороні. Така надчутливість також визначає труднощі для систем зв'язку, що використовують радіоканал, де мають місце як адитивні, так і частотно-селективні завмирання.

Однак зазначена проблема не знизилася кількість публікацій, присвячених використанню детермінованого хаосу в системах передачі інформації. Це обумовлено в першу чергу певними властивостями хаосу, які в загальному можна виразити таким:

- 1) незважаючи на детермінованість власне генератора, хаос-сигнал при деяких умовах може повністю відповідати випадковому процесу;
- 2) генератори хаос-сигналів мають виняткову гнучкість і простотою при формуванні процесів із заданими характеристиками;
- 3) хаос допускає безліч різних варіантів модуляції інформаційним сигналом - в цьому випадку сам сигнал і схема його обробки часто виявляються цікавими до до з точки зору теорії, так і практики. Слово «модуляція» взято в лапки в силу того, що в багатьох випадках інформація закладається в хаос відмінним від класичного шляхом, і по суті випадкове інформаційне повідомлення безпосередньо визначає вид хаотичного коливання, таким чином, звичайної модуляцією це назвати не можна.

В даний час вже є результати експериментів щодо застосування хаос-сигналів в провідних системах зв'язку, в той же час використання нових сигналів в радіоканалах на даний момент широкого поширення отримати не може, т. к. їх ефективність виявляється нижче, ніж у відомих сигналів. З

метою вирішення цієї проблеми необхідно створити пристрої, які, з одного боку, формували б стійкі до різного роду внутрішнім і зовнішнім нестабільності коливання, а з іншого сторони, зберігали б основну властивість хаосу - неперіодичних і складність фазових траєкторій, що безпосередньо впливають на захищеність каналу зв'язку . В цьому напрямку бачиться кілька шляхів вирішення проблеми, загальний задум яких передбачає використання цифрових методів формування хаотичних процесів.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Математичні моделі систем зв'язку з дискретним часом, що використовують хаотичні цифрові послідовності в якості переносника сигналу.

Метою даного розділу є короткий огляд методів передачі і відновлення інформаційних повідомлень із хаотичних несучих з числа відомих дискретних моделей передачі інформації, викладених в роботах [1-5]. На підставі отриманих якісних і кількісних оцінок будуть зроблені висновки про переваги та недоліки наявних моделей для використання в реальних системах зв'язку, вироблені основні положення, що характеризують сучасний підхід до використання хаотичних коливань в дискретному часі для передачі інформації.

1.1.1 Передача і відновлення інформації в системах, що використовують поділ хаотичних послідовностей початковими умовами.

Один з методів передачі інформації заснований на зіставленні кожному переданому інформаційному символу своєї хаотичної послідовності, що формується однією і тією ж функцією відображення $f(\dots)$. Даний метод докладно вивчений в роботах [5, 6].

Послідовності мають фіксовану довжину L дискретних відліків і відрізняються одна від одної початковими умовами, а саме, значенням $x(0)$:

$$\{x_i\}: x_i(k+1) = f(a, x_i(k), x_i(0)); \quad i = 0 \dots V-1, \quad (1.1)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots$ - дискретний час, $f(\dots)$ - нелінійна функція, яка визначає тип відображення, a - постійний у часі керуючий параметр, $x_i(k)$ - значення послідовності в k -й момент дискретного часу, $x_i(0)$ - початкові умови.

Число V використуваних послідовностей визначається числом необхідних для передачі символів. Наприклад, $V = 33$, якщо передавати всі літери російського алфавіту.

В [5, 6] показано, що при відповідному виборі початкових умов хаотичні послідовності можуть бути ортогональними, тобто, для них виконується умова:

$$\overline{\{x_i\}\{x_j\}} = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} x_i(k) \cdot x_j(k) = 0, \quad i \neq j, \quad (1.2a)$$

де i, j – номери послідовностей (символів).

Іноді в реальних системах використовують послідовності $\{x_i\}$ та $\{x_j\}$, для яких вираз (1.2a) виконується приблизно, і взаємна кореляція не перевищує деякого максимального значення.

$$\overline{\{x_i\}\{x_j\}} = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} x_i(k) \cdot x_j(k) \leq \varepsilon, \quad i \neq j, \quad (1.2b)$$

В результаті, на приймальній стороні може бути проведена когерентна кореляційна обробка прийнятих сигналів (рис.1.1), про що було зазначено в [5, 6].

На приймальній стороні також є V джерел хаотичних послідовностей. Джерелом послідовностей служить нелінійне відображення, аналогічне відображенню на передавальній стороні. У загальному випадку, приймальний пристрій містить V комірок пам'яті, в яких заздалегідь закладені V початкових умов Z_i , що визначають вид кожної послідовності (1.3):

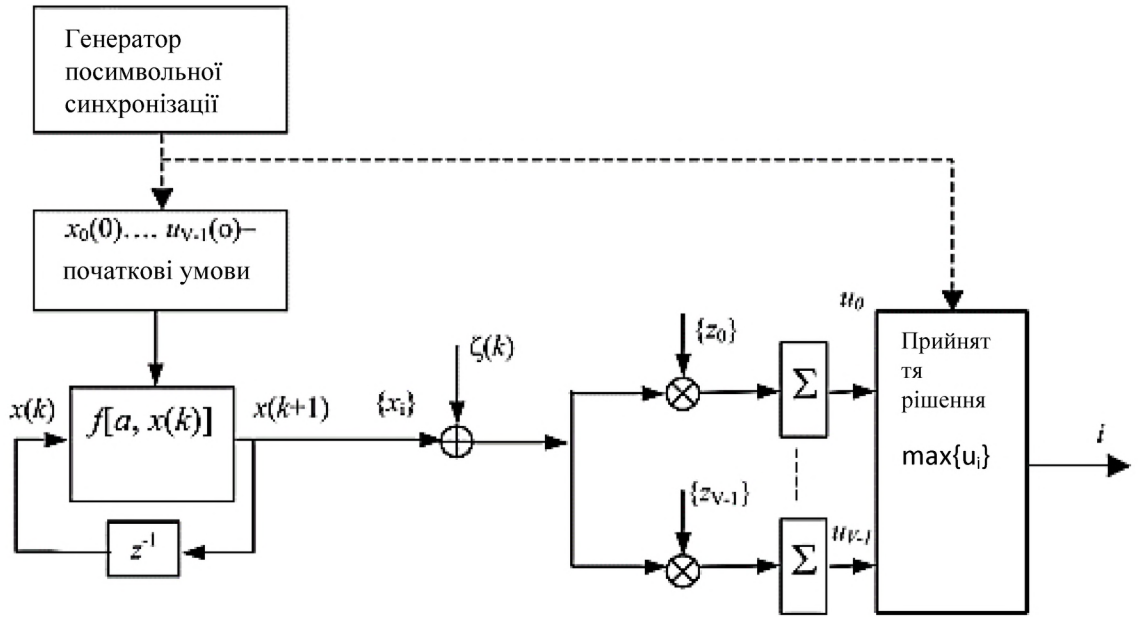


Рисунок 1.1 – Структурна схема передаючої та приймальної частин системи зв'язку, що використовує поділ хаотичних послідовностей початковими умовами

$$\{z_i\} : z_i(k+1) = f(a, z_i(k), z_i(0)); \quad i = 0 \dots V-1, \quad (1.3)$$

Відповідно до [5, 6] обробка вхідних послідовностей $\{x_i\}$ складається в їх кореляційному накопиченні. Ухвалення рішення про те, що передана i -та послідовність (i -ий символ), проводиться в порівнювальному пристрої, який вибирає, на якому з виходів багатоканального коррелятора приймача з'явилося максимальне значення перемноження u_i (рис.1.1).

$$\begin{cases} i : u_i = \max(u_0 \dots u_V) \\ u_i : \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=k-L+1}^k (x_i(n) + \zeta(k)) \cdot z_i(k) = \frac{E_i}{\sigma^2} \end{cases} \quad (1.4)$$

де L – довжина ХЦП (хаотичної цифрової послідовності), що передається,

$$E_i = \sum_{n=1}^L (x_i(n))^2 = \sum_{n=1}^L x_i(n) \cdot z(n) - \text{енергія } i\text{-ої послідовності, } \sigma^2 - \text{дисперсія}$$

шуму.

В роботах [5, 6] показано, що передача двійкового повідомлення можлива навіть при співвідношенні сигнал/шум, що дорівнює 1. При цьому довжина послідовності L , необхідна для відновлення двійкового інформаційного повідомлення, становить близько 15 дискретних відліків. В якості вирішального критерію використовувався не максимум порогового значення u , а диференційне значення $u_1 - u_0$, де $u_{0,1}$ - результати накопичення на виходах, відповідних логічним «0» і «1».

Оскільки для відновлення інформаційного повідомлення використовується процедура когерентного накопичення, то даний метод прийому і обробки інформаційних повідомлень є оптимальним з точки зору максимуму правдоподібності прийнятого повідомлення.

Роботи [5,6] проводилися для випадку найпростішого квадратичного відображення вигляду

$$f(a, x) = 1 - ax^2. \quad (1.5)$$

Схему рис.1.1 можна віднести до систем багатостанційного доступу із кодовим розділенням (CDMA), основу яких становить використання ортогональних псевдовипадкових послідовностей (як правило, M-послідовностей) для передачі цифрової інформації. Подібні системи впевнено зарекомендували себе в сучасних системах стільникової телефонії [7]. Передані в середу одночасно і в одному частотному діапазоні, кілька послідовностей, будучи ортогональними, не відчують взаємовпливу, дозволяючи, таким чином, організувати одночасний зв'язок декількох пар абонентів між собою. Крім того, поширені в середу, такі послідовності мають широкий спектр. В результаті енергія сигналу розподілена по всьому частотному спектру, що робить можливим передачу сигналів нижче рівня шумів [7].

Альтернативою таких послідовностей цілком можуть виступати хаотичні послідовності з різними початковими умовами, а в якості приймача

можуть бути використані пристрої, побудовані за принципом, аналогічним рис.1.1.

Разом з тим, схема рис. 1.1 має низку недоліків. Один з них полягає в неможливості використання довгих послідовностей.

З (1.3) очевидно, що збільшення довжини послідовності L дозволить відновлювати сигнал при ще більшому рівні шуму. Оскільки довжина послідовності не може бути збільшена нескінченно, то енергія кожного з переданих символів не може бути нескінченно збільшена, а мінімальне відношення сигнал/шум в середовищі поширення сигналу не може бути менше деякої ненульової величини. Неможливість збільшення довжини послідовностей викликана фізичною нереалізованістю ідеальних схем генераторів хаосу з абсолютно ідентичними значеннями початкових умов і керуючих параметрів. Для схеми рис.1.1 навіть надзвичайно малі неточності призводять до неможливості функціонування схеми відновлення інформаційних повідомлень. Так, в [5, 6] показано, що навіть при відносній помилці початкових умов 10^{-8} , «розбігання» послідовностей настає вже після 25-30 відліків дискретного часу.

Ілюстрація подібного розбігання дана на рис.1.2, де видно вплив неточності завдання початкових умов для квадратичного відображення (1.5).

Ще один недолік схеми рис.1.1 з когерентною обробкою послідовності полягає в необхідності наявності каналу посимвольної синхронізації. У роботах [8, 9] показано, що для відновлення інформаційних повідомлень з хаотичних несучих механізм посимвольної синхронізації повинен існувати одночасно з синхронізацією самих хаотичних коливань між приймачем і передавачем. Порушення посимвольної синхронізації приведе до того, що когерентний приймач буде обробляти хаотичне коливання, зрушене по часу щодо еталонного коливання, що генерується самим приймачем. Через експоненціально спадаючу автокореляційну функцію зрушення коливань відносно одне одного приведе до появи на виході кореляційного приймача в

кінці періоду кореляційного накопичення помилкового (близького до нуля) відгуку, відповідного відсутності в середовищі сигналу, що приймається.

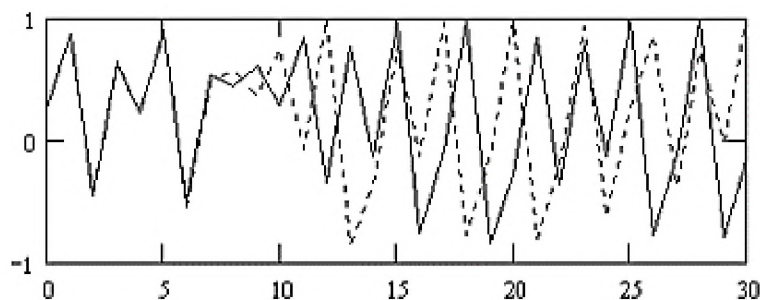


Рисунок 1.2 – «Розбігання» двох хаотичних послідовностей, що почалися з близькими початковими умовами ($x(0) = 0,256$ і $0,257$)

Порушення хаотичної синхронізації приведе до того, що еталонне коливання не співпадатиме з коливанням, отриманим з середовища, що також приведе до появи помилкового відгуку на виході кореляційного приймача.

На відміну від гармонійних сигналів, для хаотичних послідовностей з поділом початковими умовами неможлива реалізація алгоритму некогерентної обробки послідовності, оскільки для таких послідовностей неможливо виділити прямокутний базис, щодо якого вони можуть бути розкладені і щодо якого може бути виділений вихідний тип послідовності.

Отже, для реалізації алгоритму оптимальної обробки для систем, де внесення інформації здійснюється шляхом варіації початкових умов хаотичних послідовностей, необхідний додатковий канал посимвольної синхронізації, що дозволяє на приймальній стороні визначити моменти чергування символів і відповідних їм послідовностей.

1.1.2 Передача і відновлення інформаційних повідомлень в системах, що використовують явище синхронізації хаотичних генераторів

В процесі розвитку теорії хаотичних коливань стало ясно, що два хаотичних генератора можуть синхронізуватися між собою подібно до того, як синхронізуються два генератора синусоїдальних коливань. Одними з перших робіт в області синхронізації хаотичних коливань стали роботи L.Pecora, T.Carol, які також показали експериментальну можливість синхронізації двох хаотичних генераторів в безперервному часі. У дискретних системах використанню явища синхронізації для систем зв'язку присвячені роботи [1-5].

Розглянемо структурну схему передачі даних на рис.1.3.

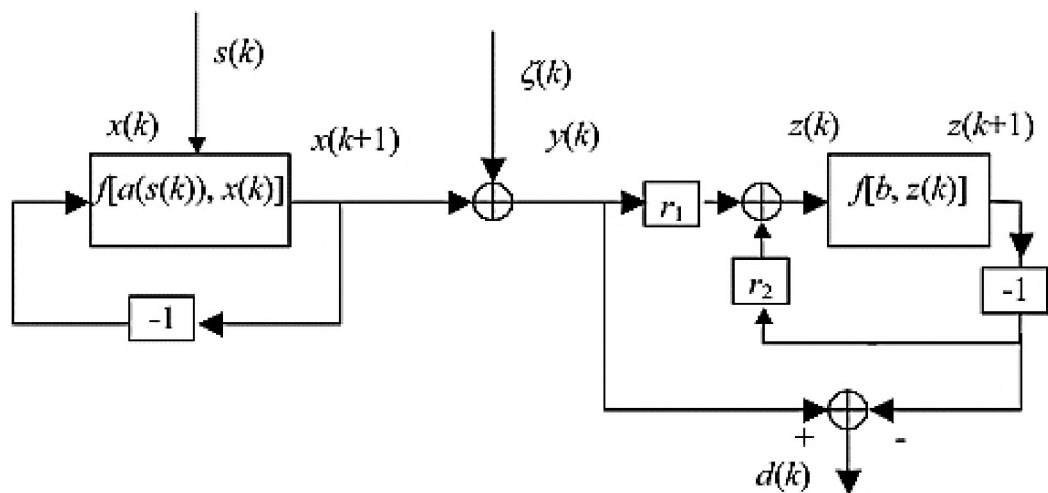


Рисунок 1.3 – Структурна схема обробки хаотичного сигналу в режимі синхронізації двох хаотичних генераторів

Схема на рис.1.3 функціонує наступним чином. Хаотична послідовність $\{x\}$, породжена на передавальній стороні, змінює свої властивості відповідно до інформаційного закону $s(k)$, який змінює значення керуючого параметра сторони, яка передає. Потрапляючи в середу поширення, послідовність $\{x\}$ зазнає впливу аддитивного шуму (k) , присутнього в середовищі. Тут і далі будемо вважати, що будь-який шум, присутній в середовищі, можна перетворити до еквівалентного аддитивному

шуму в середовищі поширення. В результаті, аддитивна суміш $y(k)=x(k) + \zeta(k)$ потрапляє на вхід приймаючого пристрою, де здійснюється її обробка.

Приймальний пристрій на рис.1.3 - блок обчислення рекурентної послідовності, аналогічний блоку на передавальній стороні. На вхід цього блоку надходить сума вхідної послідовності $y(k)$ і послідовності $z(k)$, породженої самим блоком обчислення. Обидві послідовності потрапляють на вхід пристрою обчислення нелінійної функції з ваговими коефіцієнтами r_1 та r_2 відповідно. Математичний опис системи приведено в системі рівнянь (1.6):

$$\begin{cases} x(k+1) = 1 - a(s(k)) \cdot x(k)^2 \\ z(k+1) = 1 - b \cdot [r_1 \cdot (x(k) + \zeta(k)) + r_2 \cdot z(k)] \\ a_0 \equiv b \end{cases} \quad (1.6)$$

В (1.6) передбачається, що в якості джерела хаотичних коливань виступає квадратичне відображення (1.5).

При точному виконанні третього рівняння в (1.6) і відсутності шуму $\zeta(k)$, різностне коливання $d(k)=y(k)-z(k)$ буде тотожно дорівнювати нулю (рис.1.4), тобто, реалізація процесу $z(k)$ при відсутності шуму в середовищі поширення буде в точності співпадати з реалізацією процесу $x(k)$.

Інформаційне повідомлення, внесене в варіації керуючого параметра a на передавачі, може бути зафіксовано за наявності нерегулярного процесу $d(k)$ (рис.1.4в) при $s(k) = 0,2$ і його відсутності, тобто, синхронізації, при $s(k)=0$.

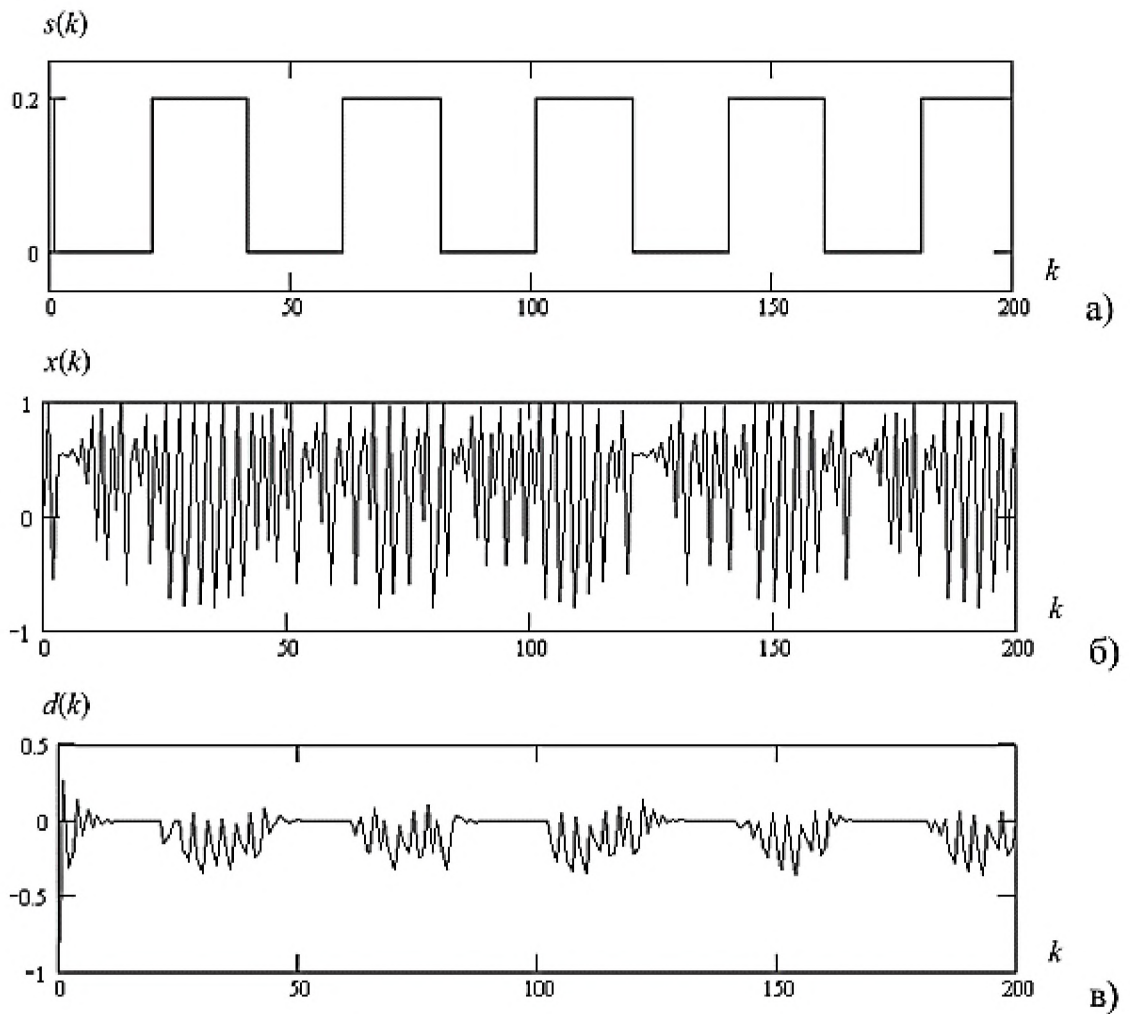


Рисунок 1.4 – Реалізації процесів в схемі рис.1.3.

Прийняття рішення про наявність логічної «1» або логічного «0» здійснюється відповідно до (1.6а), а саме, шляхом порівняння дисперсії процесу $d(k)$ з граничним значенням D :

$$\hat{s}(k) = \begin{cases} "1", & \overline{d^2(k)} \geq D \\ "0", & \overline{d^2(k)} < D \end{cases} \quad (1.6a)$$

Розглянемо залежність дисперсії процесу $d(k)$ від величини неузгодженостей керуючого параметра a (рис.1.5).

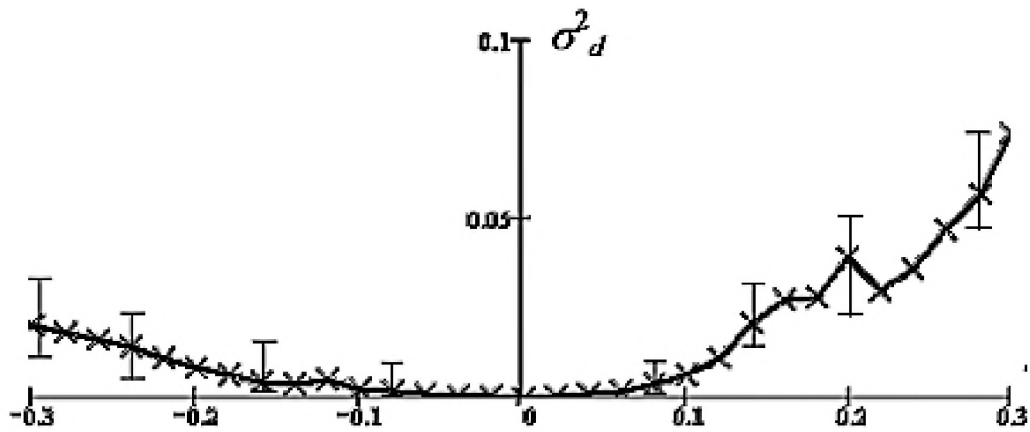


Рисунок 1.5 – Залежність дисперсії процесу $d(k)$ від величини зміни параметра a нелінійного відображення

Залежність на рис.1.5 отримана шляхом усереднення значень процесу $d(k)$. В усьому діапазоні Δa спостерігається розкид в значеннях дисперсії σ_d^2 . Такий порядок свідчить про те, що результат вимірювання дисперсії σ_d^2 не дає уявлення про величину неузгодженості, тобто, про неможливість використання методу на рис.1.3 для точного відновлення гладких варіацій керуючого параметра і передачі гладких інформаційних повідомлень $s(k)$.

Неможливість оцінки амплітуди збурення $s(k)$ обмежує сферу застосування даної схеми передачею двійкових повідомлень.

Синхронізація систем порушується, якщо значення керуючих параметрів передавальної і приймальної сторін відрізняються хоча б на 0,5%, або коли в середовищі поширення присутній навіть незначний шум. В роботі [10] показано, що мінімальне відношення сигнал/шум, при якому система ще функціонує, дорівнює близько 23 дБ.

Крім варіації керуючого параметра, в схемі з синхронізацією можлива і адитивна добавка інформаційного повідомлення $s(k)$ до хаотичної послідовності $x(k)$ (рис.1.6).

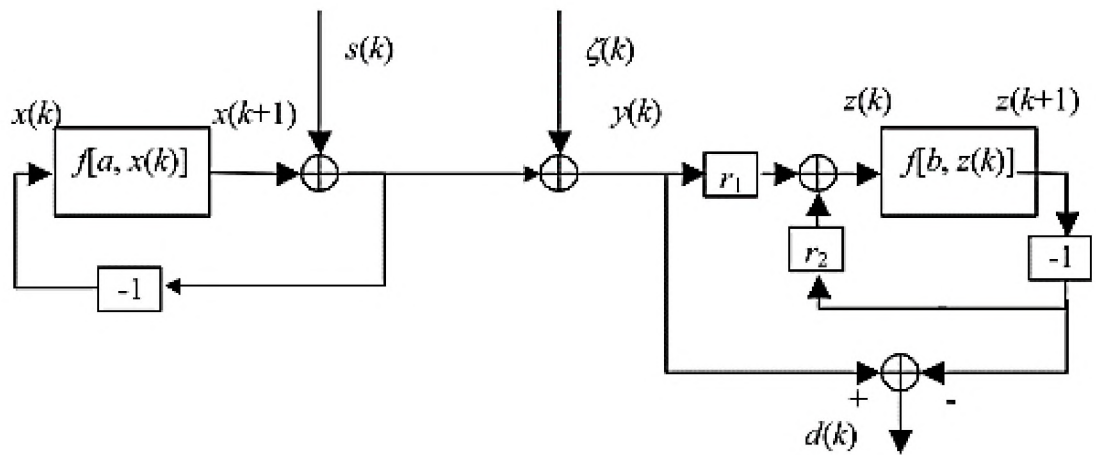


Рисунок 1.6 – Структурна схема обробки хаотичного сигналу в режимі синхронізації двох хаотичних генераторів і внесення повідомлення шляхом адитивної добавки сигналу $s(k)$.

Математичний опис схеми рис.1.6 приведено в (1.7):

$$\begin{cases} x(k+1) = 1 - a \cdot (x(k) + s(k))^2 \\ z(k+1) = 1 - b \cdot (r_1 \cdot y(k) + r_2 \cdot z(k))^2 \\ a_0 \equiv b \end{cases} \quad (1.7)$$

Неважко бачити, що схеми на рис.1.6 і рис.1.3 практично ідентичні, відмінність полягає лише в способі внесення інформації $s(k)$.

Результати відновлення повідомлення $s(k)$ показані на рис.1.7, звідки видно, що даний спосіб за своїми наслідками практично не відрізняється від попереднього способу, коли інформаційне повідомлення було внесено шляхом варіації керуючого параметра.

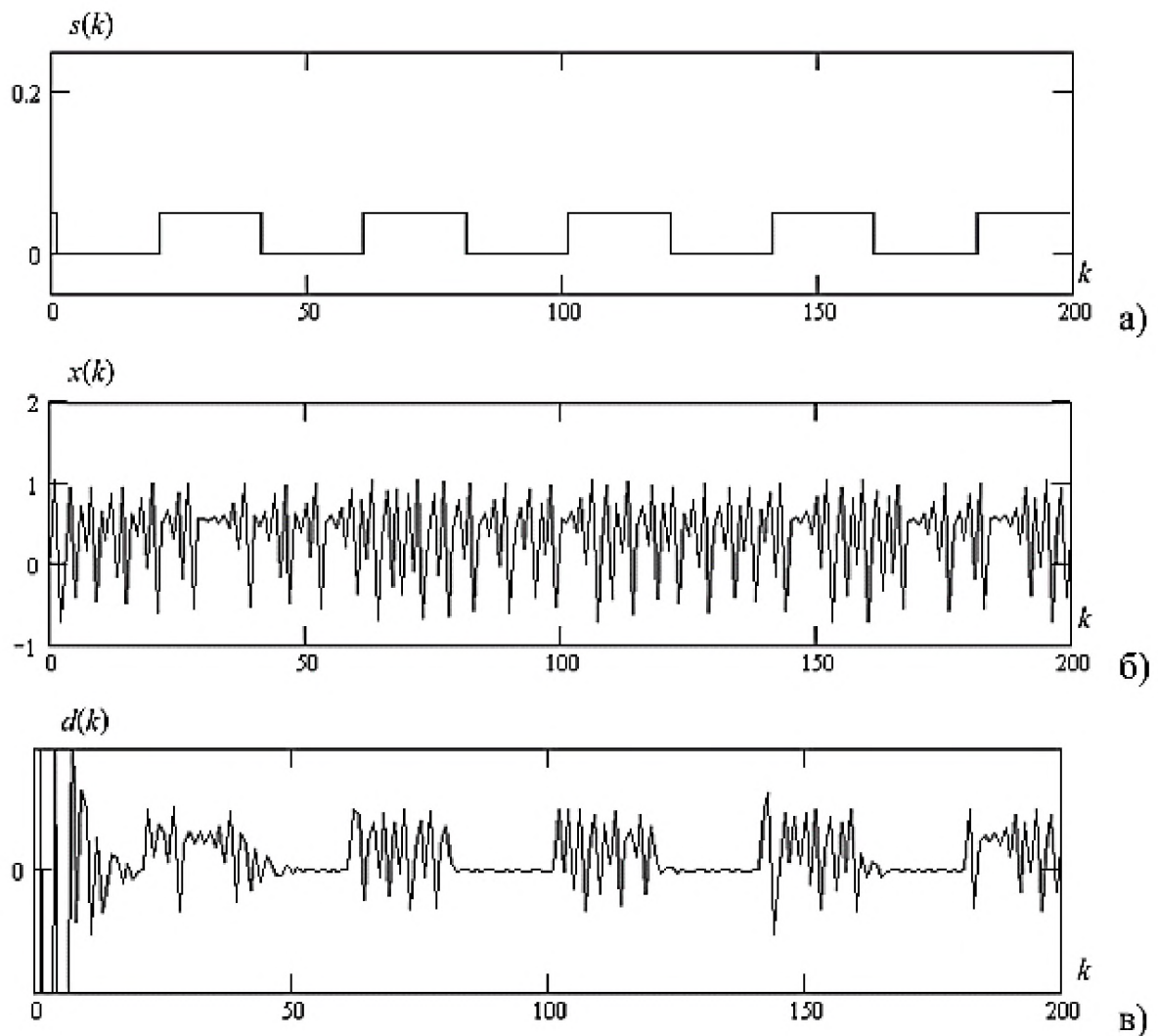


Рисунок 1.7 – Реалізації процесів в схемі на рис. 1.6

На рис. 1.7в видно, що аж до значень $k \approx 20$ амплітуди варіацій процесу $d(k)$ відображають процеси переходу приймальної сторони в режим синхронізації з передавальною.

Недоліки даної схеми точно такі ж, як і у схемі з внесенням повідомлення шляхом варіації параметра: вимога до відносної помилки узгодження керуючих параметрів становить не більше 0,5%, відношення сигнал/шум, необхідне для відновлення повідомлення, не менше 23 дБ. Дана схема також не дозволяє відновлювати гладкі або багатопозиційні інформаційні повідомлення $s(k)$.

1.1.3 Передача і відновлення інформаційних повідомлень в системах з нелінійним підмішуванням сигналу

Розглянемо схему передачі інформації шляхом аддитивної добавки сигналу $s(k)$ до хаотичного процесу. В роботі [2] така схема отримала назву схеми з хаотичним маскуванням інформаційного повідомлення, оскільки добавка $s(k)$ до хаотичного процесу бере участь у формуванні кожного наступного значення хаотичної послідовності.

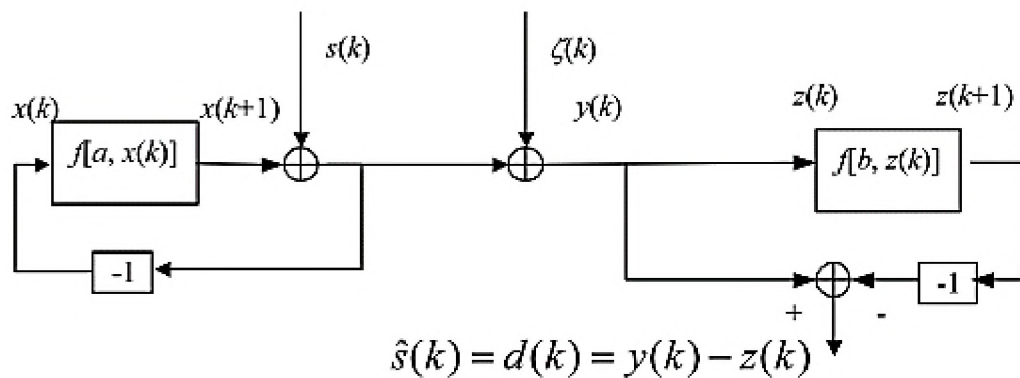


Рисунок 1.8 – Структурна схема обробки хаотичного сигналу в режимі синхронізації двох хаотичних генераторів

Схема на рис. 1.8 є виродженим випадком схеми на рис.1.6, коли ваговий коефіцієнт r_2 стає рівним нулю, що і підтверджується рівняннями (1.8):

$$\begin{cases} x(k+1) = 1 - a \cdot (x(k) + s(k))^2 \\ z(k+1) = 1 - b \cdot y^2(k) \\ a_0 \equiv b \end{cases} \quad (1.8)$$

Внесення інформаційного збурення в даній схемі здійснюється шляхом добавки інформаційного повідомлення $s(k)$ до хаотичної послідовності $x(k)$. Відновлення здійснюється шляхом порівняння процесу $y(k)$, отриманого з середовища, і процесу $z(k)$, утвореного як результат обчислення нелінійного відображення на приймальній стороні.

Тоді, в разі ідеального збігу керуючих параметрів a_0 і b на приймальній і передавальній стороні, в якості оцінки інформаційного сигналу може виступати процес $d(k)$.

Відмінність такої схеми полягає в можливості відновлення не тільки бінарних інформаційних повідомлень, а й повідомлень з гладкими змінами амплітуди коливань. Більш того, дана схема дозволяє змінювати значення сигналу $s(k)$ на кожному такті дискретного часу k , що продемонстровано на рис.1.9.

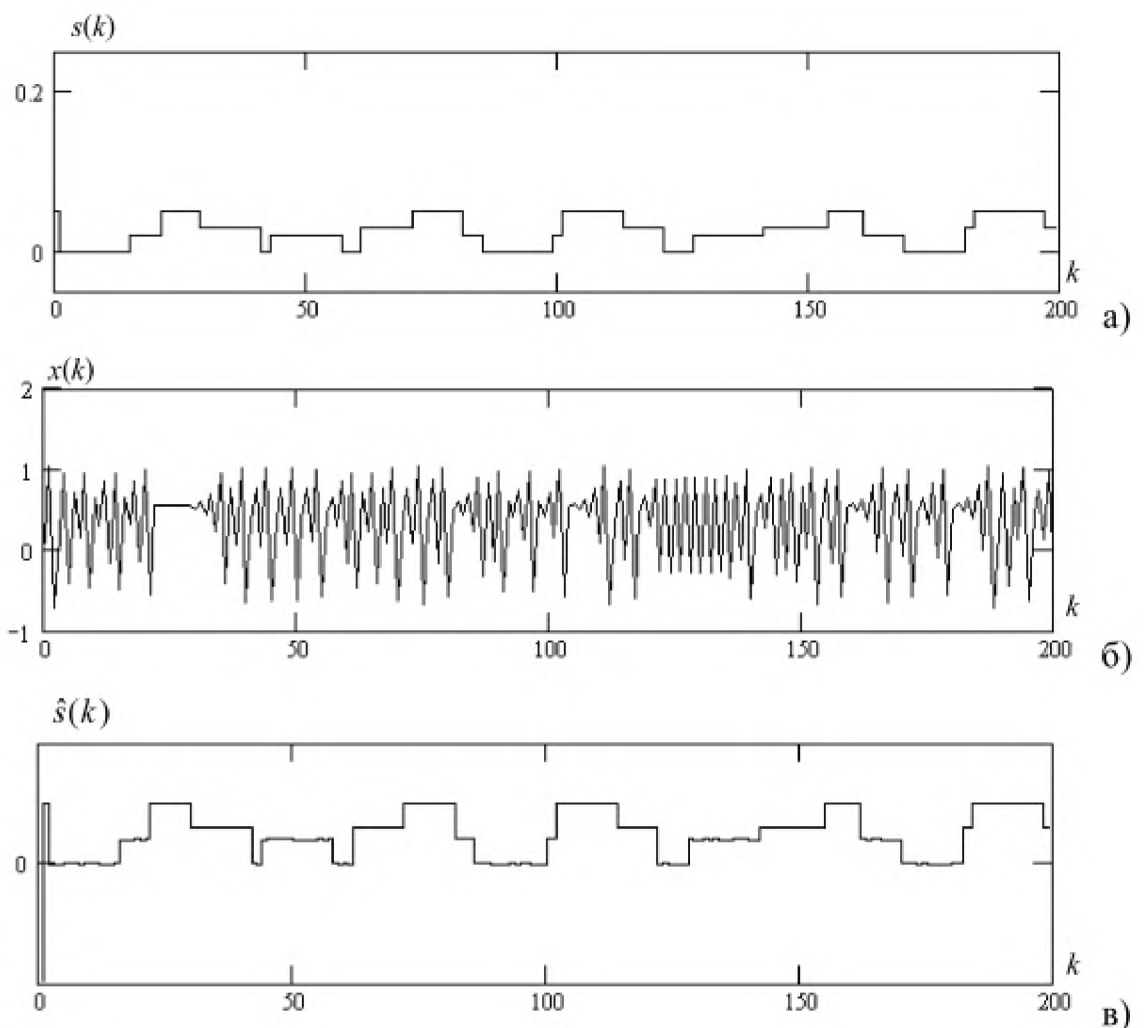


Рисунок 1.9 – Реалізація процесів в схемі з адитивною добавкою повідомлення $s(k)$

З реалізацій процесів на рис. 1.9 видно, що схема з нелінійним підмішуванням сигналу, так само, як і схема з синхронізацією, забезпечує конфіденційну передачу повідомлень. А саме, безпосереднє спостереження реалізацій процесу $x(k)$ (рис. 1.4б, 1.7б, 1.9б) не дає можливості визначити не тільки форму повідомлення $s(k)$, але і виявити сам факт його передачі.

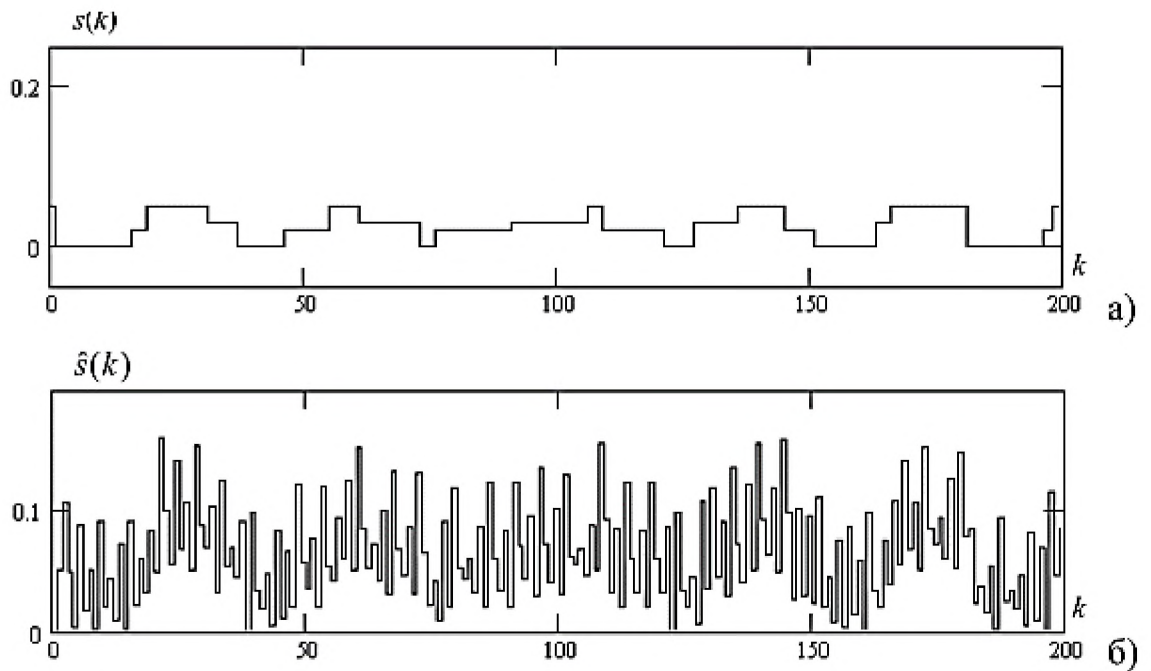


Рисунок 1.10 – Реалізація процесу оцінки $\hat{s}(k)$ сигналу $s(k)$ в разі неузгодженості керуючих параметрів на 0,6%. Вихідне повідомлення $s(k)$ (а) та його оцінка $\hat{s}(k)$ (б)

Точно так, як і для приведених вище схем, помилка узгодження керуючих параметрів приймальної і передавальної сторін не повинна перевищувати 0,5%. На рис. 1.10 показані реалізації процесів в разі неузгодженості керуючих параметрів на 0,6%. З реалізацій видно, що процес $d(k)$, який використовується в якості оцінки інформаційного повідомлення $\hat{s}(k)$, не дозволяє не тільки виміряти амплітуду вихідного повідомлення $s(k)$, але і не повторює форму інформаційного повідомлення.

1.1.4 Передача і відновлення інформації в CSK-системах

У роботах [11, 12] показано можливість відновлення інформаційних повідомлень шляхом дослідження різницевого процесу $d(k)$ між прийнятою послідовністю і послідовністю, що стала результатом обчислення нелінійної функції $f(b, y(k))$ на приймальній стороні (рис. 1.11). Подібні схеми отримали назву CSK-систем (Chaotic Shift Keying - хаотичне кодування зрушенням).

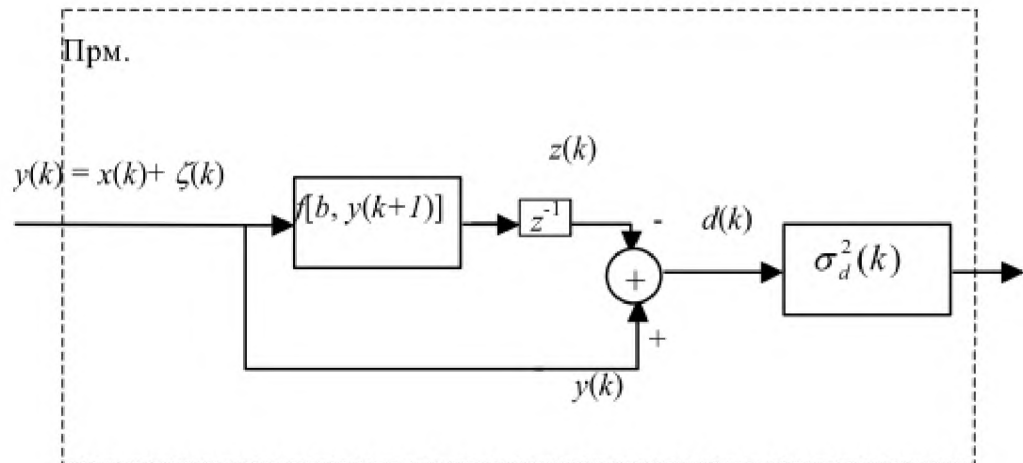


Рисунок 1.11 – Структурна схема приймача CSK-системи

Так, якщо передається двійкове інформаційне повідомлення у вигляді «0» і «1», то воно може бути зафіксовано на приймальній стороні за наявності дисперсії величини $d(k)$, яка є різницею величин $y(k)$ і $z(k)$.

За дисперсією величини $d(k)$ можна виявляти двійкові варіації керуючого параметра a нелінійного відображення. Вид реалізації процесу $d(k)$ аналогічний реалізації процесу $d(k)$ системи з синхронізацією (рис.1.4в, 1.7в). Залежність дисперсії цієї величини від величини варіації параметра є нелінійною (рис.1.5), що говорить про неможливість вірної оцінки величини зміни керуючого параметра або неможливість стеження за величиною параметра, про що не вказано в роботах [11, 12].

В роботах по CSK найбільш використовуваними є відображення виду (1.5 -1.7), або їх модифікації.

Для схеми рис.1.11, аналогічно схемам рис.1.3, 1.5, 1.7, характерно, що якщо значення керуючих параметрів на приймачі і передавачі відрізняються хоча б на 0,6%, синхронізація двох ХГ порушується і демодуляція інформаційного повідомлення стає неможливою, про що також вказано в [13-16].

Механізм порушення синхронізації або неможливості відновлення інформаційного повідомлення $s(k)$ при наявності неузгодженості керуючих параметрів для всіх приведених схем ідентичний. Неузгодженість керуючих параметрів призводить до неточного обчислення кожного наступного значення послідовності $z(k)$ на приймальній стороні і відмінності від переданої в середу послідовності $x(k)$. Дана помилка не накопичується з плином часу, але величина цієї помилки стає порівнянною з самими варіаціями параметра $s(k)$. В результаті, зміни процесу $d(k)$, що використовується для оцінки сигналу $s(k)$, перестають відбивати реальні зміни сигналу $s(k)$.

1.2 Короткий огляд сучасних систем многостанційного доступу

В даний час в світі з'явилася необхідність здійснювати прийом і передачу інформації з різних банків даних. Така потреба існує в мережі Інтернет, в системах стільникової телефонії, радіозв'язку, в системах дротового і бездротового мовлення і т. д. Нерідко виникає необхідність одночасної передачі інформації абонентам, розташованим географічно в одній точці. Особливо ця ситуація характерна для систем радіозв'язку та стільникової телефонії зокрема. Основною проблемою, з якою стикаються організації, що надають бездротовий зв'язок, є дефіцит наданого ресурсу для організації сеансів зв'язку. Перш за все, мова йде про частотний ресурс, всередині якого здійснюється зв'язок.

Для організації зв'язку по ряду причин доступний строго визначений діапазон частот. В результаті, компанії-оператори телекомунікаційних послуг стикаються з необхідністю застосування особливих схем доступу до ресурсу, що дозволяють здійснювати обмін інформацією (даними та мовної) в один момент часу відразу декільком абонентам.

Для організації зв'язку з територіально зосередженими абонентами поширення набули такі системи, де один частотний ресурс може бути використаний великим числом абонентів. При цьому для поділу інформації від різних абонентів застосовуються різні методи многостанційного доступу: з часовим поділом, з частотним поділом і з кодовим поділом.

Багатостанційний доступ з частотним поділом (БДЧП, FDMA - Frequency Division Multiple Access) має на увазі, що передача інформації відбувається на фіксованих частотних діапазонах. Так, якщо є частотний діапазон F , розділений на $2N_F$ частотних інтервалів, то в мережі одночасно інформація може передаватися за N_F напрямками в дуплексному режимі.

Багатостанційний доступ з часовим поділом (БДЧП, TDMA - Time Division Multiple Access) має на увазі, що час розділено на декілька інтервалів (слотів, slots). Сукупність з N_t слотів формує кадр (frame). З плином часу кадри повторюються.

У системах з часовим поділом інформація передається в єдиному потоці даних, причому кожен з N_{ab} абонентів мережі передає інформацію в строго визначений момент часу.

Багатостанційний доступ з кодовим поділом (БДКП, CDMA - Code Division Multiple Access) з'явився порівняно недавно, але набув широкого поширення в системах стільникової телефонії і деяких системах супутникового зв'язку [7].

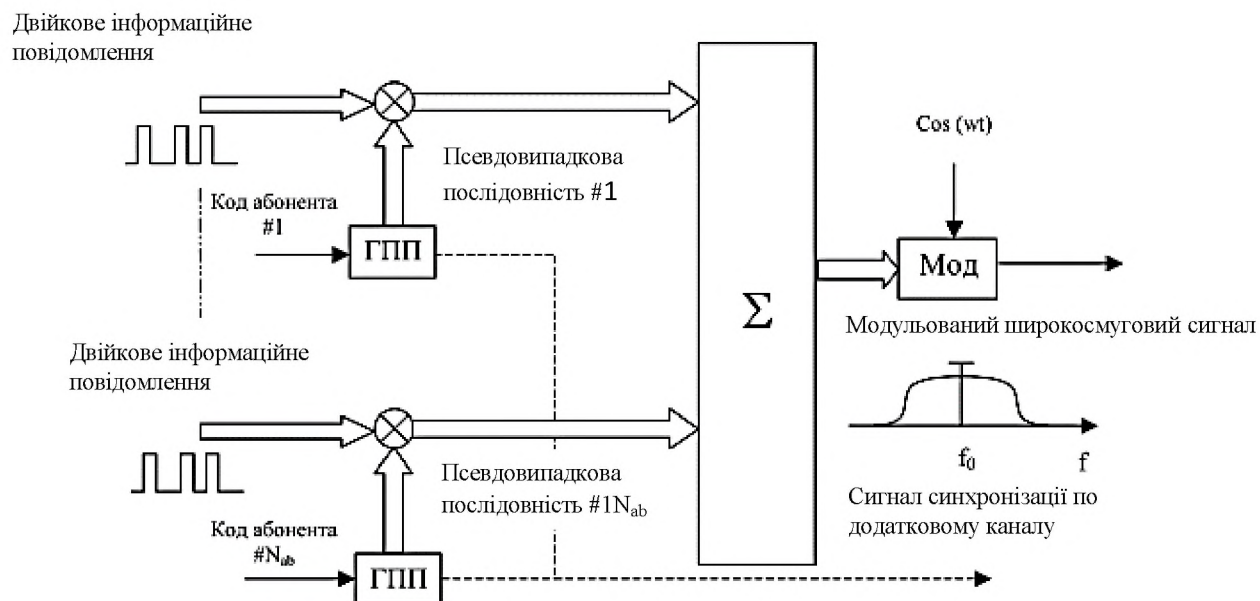
Стандартний спосіб передачі інформації в системах CDMA полягає в наступному.

За кожним з абонентів мережі закріплена визначена псевдовипадкова послідовність (ПП). Все послідовності, використовувані в мережі, є між собою строго ортогональними або майже ортогональними. Від кожного абонента в середу випромінюється сигнал, який представляє собою гармонійний сигнал, маніпульований послідовністю, закріпленою за даними абонентом. На рис. 1.12 показано структурну схему лінії "вгору" (від базової станції до абонентів стільникового зв'язку, [7]).

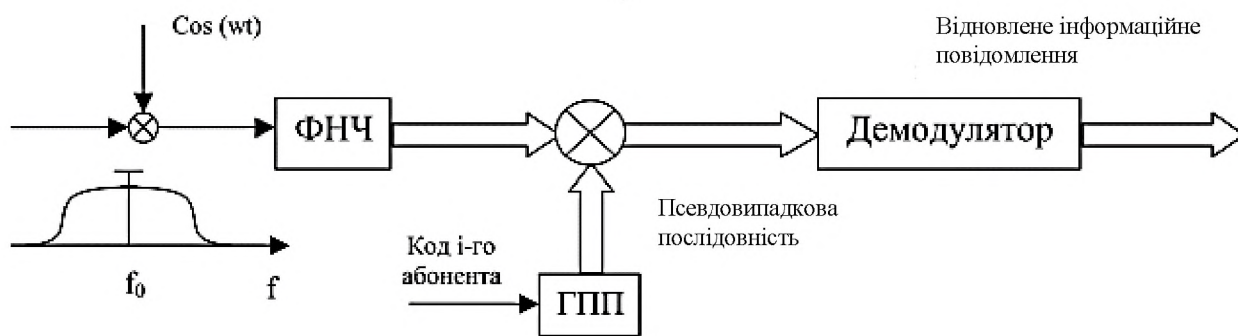
З метою розширення спектру та забезпечення ортогональності переданих даних від абонентів використовуються різні ПП (M-послідовності, Уолша і ін. [7]). ПП, що є сумою ПП від декількох джерел, маніпулює гармонійне коливання (рис. 1.12). В силу особливостей ПП в середу поширюється широкосмуговий сигнал. Завдяки властивості ортогональності послідовностей сигнал кожного з абонентів може бути помітний шляхом проведення відповідної обробки на приймальній стороні.

Обробка отриманої суміші полягає в тому, щоб виділити саме ту послідовність, яка порівняна x -му каналу. Дві послідовності (отримана з ефіру і та, що генерується на приймальній стороні) перемножуються, після чого результат перемножування фільтрується фільтром низької частоти (на рис. 1. 12б показаний як демодулятор).

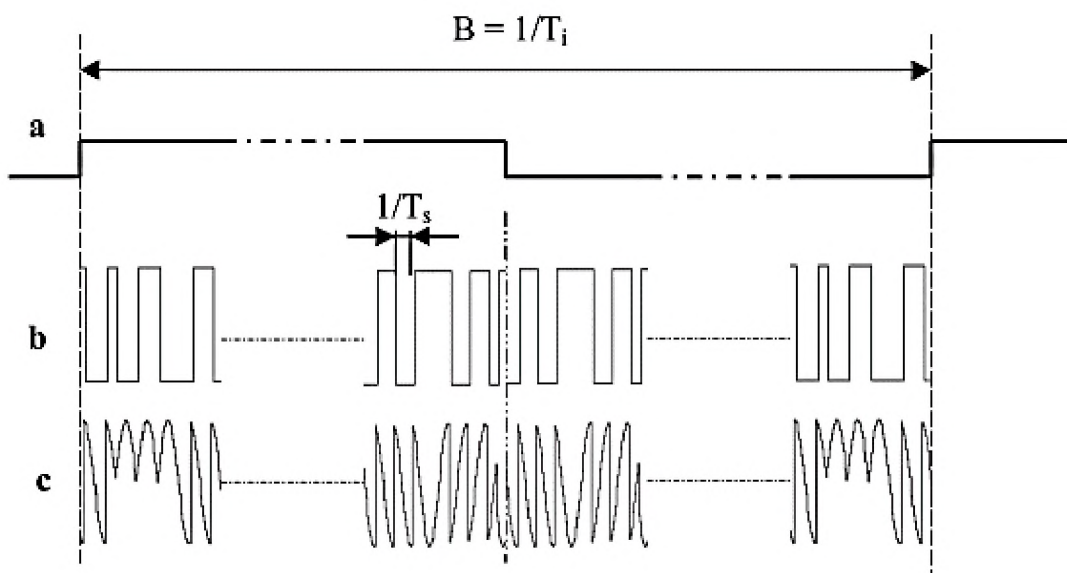
Наявні результати показують, що застосування технології CDMA призводить до істотного виграшу (в 2 ... 3 рази) по ефективності використання наданого частотного ресурсу, зниження вимог по відношенню сигнал/шум в середовищі поширення (в сотні разів), а також до зниження сумарної випромінюваної в середу потужності сигналу.



а)



б)



в)

Рисунок 1.12 – Передавальна (а) і приймальна (б) частини в стандартних системах CDMA. ГПП - генератор псевдовипадкової послідовності. Приклади реалізацій процесів (в)

Загальним принципом для систем багатостанційного доступу є те, що число частотних каналів N_f або число часових слотів N_t може бути менше, ніж число джерел сигналу. Тобто, передбачається, що не кожен з абонентів є постійним джерелом сигналу. На даний момент різними виробниками обладнання розроблено безліч методів багатостанційного доступу, проте всі вони є модифікаціями систем БДЧП (FDMA), БДЧП (TDMA), БДКП (CDMA).

1.3 Постановка задачі

Метою дипломної роботи є розробка імітаційної моделі, дослідження та обґрунтування використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- 1 Виконати аналітичний огляд існуючих технологій використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку.
- 2 Сформулювати вимоги, що пред'являються до джерел хаотичних коливань для CDMA систем зв'язку.
- 3 Розробити імітаційну модель схеми формування та обробки хаотичних сигналів.
- 4 Виконати аналіз отриманих результатів.

1.4 Висновки

1 Єдиним і досить істотним недоліком хаосу є висока чутливість формувачів до точності повторення їх параметрів, наприклад, на приймальній стороні. Така надчутливість також визначає труднощі для систем зв'язку, що використовують радіоканал, де мають місце як адитивні, так і частотно-селективні завади.

2 Зазначена в п. 1 проблема не знизила кількість публікацій, присвячених використанню детермінованого хаосу в системах передачі інформації. Це обумовлено в першу чергу певними властивостями хаосу, які в загальному можна виразити таким:

1) незважаючи на детермінованість власне генератора, хаос-сигнал при деяких умовах може повністю відповідати випадковому процесу;

2) генератори хаос-сигналів мають виняткову гнучкість і простоту при формуванні процесів із заданими характеристиками;

3) хаос допускає безліч різних варіантів модуляції інформаційним сигналом - в цьому випадку сам сигнал і схема його обробки часто виявляються цікавими до до з точки зору теорії, так і практики.

3 Передані в середу одночасно і в одному частотному діапазоні, кілька послідовностей, будучи ортогональними, не відчують взаємовпливу, дозволяючи, таким чином, організувати одночасний зв'язок декількох пар абонентів між собою.

4 Поширені в середу, такі послідовності мають широкий спектр. В результаті енергія сигналу розподілена по всьому частотному спектру, що робить можливим передачу сигналів нижче рівня шумів

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Вибір джерела хаотичних коливань

Як вказувалося в попередньому розділі, в якості джерела хаотичних коливань може виступати широкий клас нелінійних функцій відображень. Кожне відображення володіє особливими властивостями, які можуть бути використані в процесі створення джерел хаотичних коливань для систем зв'язку. Найбільш дослідженими є однопараметричні одномірні відображення, наприклад (1.5) - (1.7), хоча існує широкий клас інших унімодальних відображень, які можуть бути використані в якості джерел керованих хаотичних коливань. Хоча відображення (1.5) - (1.7) використовуються у великій кількості робіт, присвячених використанню хаотичних коливань для систем зв'язку, в літературі практично не приділяється уваги тому, наскільки дані відображення підходять для систем зв'язку з хаосом.

2.1.1 Відображення поліноміального типу

В якості альтернативи відображенням (1.5) - (1.7) розглянемо відображення (2.1) з дробовими показниками:

$$f(a, x) = a \cdot (1 - |2x - 1|^m), \quad (2.1)$$

де $a \in (0; 1)$ – параметр, m – показник ступеня, який приймає в загальному випадку довільні значення, в тому числі і дробові.

Вибір відображень виду (2.1) обумовлений тим, що в переважній більшості робіт в галузі застосування хаосу для систем зв'язку використані відображення з цілочисельними показниками ступеня поліномів (два, три). Разом з тим, відображення з дробовими показниками ступеня многочленів залишаються невипробованими.

Надалі для стислості викладання будемо називати відображення виду (2.1) поліноміальними (рис. 2.1).

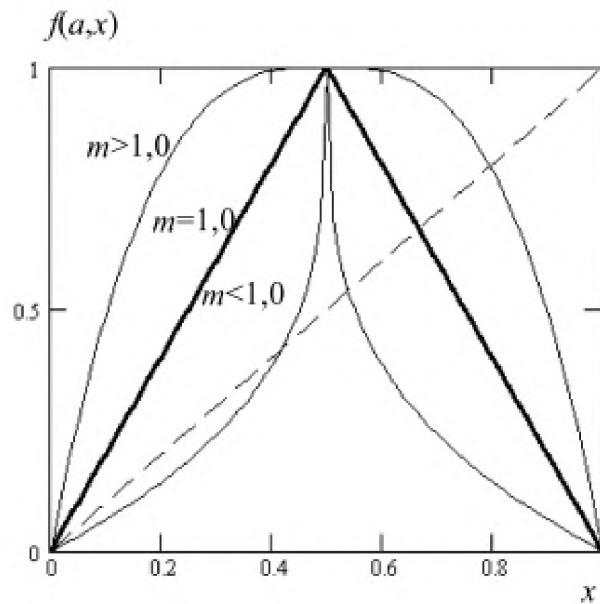


Рисунок 2.1 – Графіки поліноміальних відображень виду (3.1) для $a=1,0$.

Дані відображення прості і охоплюють досить широкий спектр однопараметричних відображень, які могли б виступати в якості керованих джерел хаотичних коливань. Відображення демонструють єдиний екстремум в точці $x = 0,5$.

Форма екстремуму має суттєвий вплив на сценарії виникнення хаотичних коливань і скейлінгові (фрактальні) закономірності чергування регулярних і хаотичних режимів, що підтверджується дослідженнями, проведеними в даному розділі. Краще вивчені властивості квадратичного відображення (1.5), в той час як властивості відображень з екстремумом, відмінним від квадратичного, практично не досліджені.

Клас приведених відображень демонструють гладкий екстремум для всієї області значень параметра a і всіх значень параметра m , за винятком $m < 1,0$ для відображень поліноміального типу (2.1). Для зазначених значень показника ступеня m менше одиниці поліноміальні відображення демонструють "гострий" екстремум, що має розрив в першій похідній від функції відображення.

Для поліноміальних відображень збільшення порядку полінома призводить до видозміни форми відображення від трикутної (для $m = 1,0$) до близької до прямокутної ($m \rightarrow \infty$).

Задача дослідження відображень (2.1) полягає у виборі таких значень параметрів m і a , які б задовольняли вимогам, що пред'являються до джерел хаотичних коливань для систем зв'язку.

Вимоги, що пред'являються до джерел хаотичних коливань для систем зв'язку:

1 Перш за все, нелінійні функції відображень повинні бути взаємно неоднозначними. В іншому випадку відображення не може виступати в якості джерела хаотичних коливань [17-19]. Такі відображення в хаотичній динаміці отримали назву ендоморфізм [19].

2 Хаотичні режими відображень повинні бути по можливості стійкими і виникати незалежно від обраних початкових умов. Тобто, початкові умови, обрані в будь-якій області використовуваних значень хаотичних коливань, повинні обов'язково приводити фазові траєкторії системи до єдиної області хаотичних коливань (хаотичного аттрактору). Якщо число хаотичних аттракторів більше одного, то вся область можливих початкових умов повинна приводити до конкретного аттрактору.

3 Для систем зв'язку з хаотичними несучими повинні бути використані відображення, для яких, по можливості, спостерігається найбільший можливий діапазон зміни керуючих параметрів. У середині цього діапазону бажана відсутність вікон регулярних режимів, або їх ширина повинна бути мінімальною.

4 Зміни керуючих параметрів не повинні призводити до помітних змін таких статистичних величин, як математичне очікування або дисперсія хаотичних послідовностей. Невиконання цієї вимоги приведе до зниження прихованих властивостей хаотичних послідовностей, оскільки варіації

керуючих параметрів можливо буде зареєструвати шляхом вимірювання даних величин, тобто, скориставшись стандартними методами прийому шумоподібних сигналів.

2.1.2 Порівняльний аналіз поліноміальних відображень

Істотні відмінності між відображеннями поліноміального типу характерні для випадків різних показників ступеня m , в залежності від якого змінюється тип екстремуму відображення. Гладкий екстремум для поліноміальних відображень завжди відповідає двом станам рівноваги і однозначній поведінці траєкторії системи незалежно від початкових умов.

"Гострий" екстремум для поліноміальних відображень може поєднуватися як з двома, так і з трьома станами рівноваги. У разі двох станів рівноваги, коли виконується умова (2.2)

$$a \geq a' = \frac{1}{2m} \quad (2.2)$$

система також нечутлива до початкових умов і завжди є джерелом хаотичних коливань. У разі трьох станів рівноваги поведінка системи залежить від початкових умов: або траєкторії системи перейдуть до стану $x = 0$, або до хаотичного аттрактору, освіченого нестійким фокусом \tilde{x} . Подібна бістабільність для існуючих алгоритмів відновлення інформації, переданої в хаосі, є небажаною. У той же час, це явище може бути в подальшому використано для інших алгоритмів відновлення інформації.

Хаотичні "спалахи" також є цікавим явищем, оскільки можуть бути використані в системах зв'язку (або інших додатках) зі спеціальними умовами. Наприклад, в системах, де потрібна наявність спеціального імпульсу запуску системи. Тривалість даних спалахів залежить як від значень параметрів a та m , так і від початкових умов.

2.1.3 Ортогональність дискретизованих хаотичних цифрових послідовностей

У попередньому розділі розглядалися послідовності, обчислені пристроєм з нескінченним числом розрядів. Розглянемо далі послідовності, утворені шляхом дискретизації хаотичних цифрових послідовностей. Далі будемо розглядати двійкову дискретизацію. Структурна схема генератора таких послідовності наведена на рис. 2.2.

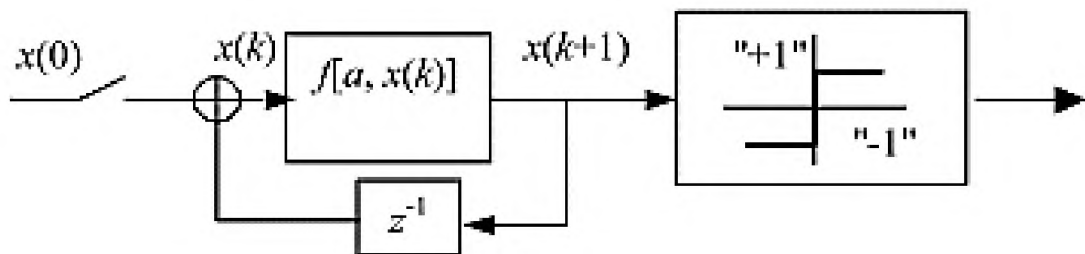


Рисунок 2.2 – Структурна схема джерела хаотичних коливань, побудованого на основі двійкової дискретизації хаотичних цифрових послідовностей

Дискретизатор працює наступним чином. Кожне значення, що потрапляє на вхід дискретизатора, порівнюється з пороговим значенням U . Якщо значення перевищує поріг U , то в якості вихідного значення використовується значення "1", якщо нижче - "-1":

$$D(x) = \begin{cases} +1, & x > U \\ -1, & x \leq U \end{cases} \quad (2.3)$$

де $D(x)$ – функція дискримінатора, U – порогове значення.

Приклад дискретизованої послідовності наведений на рис. 2.3.

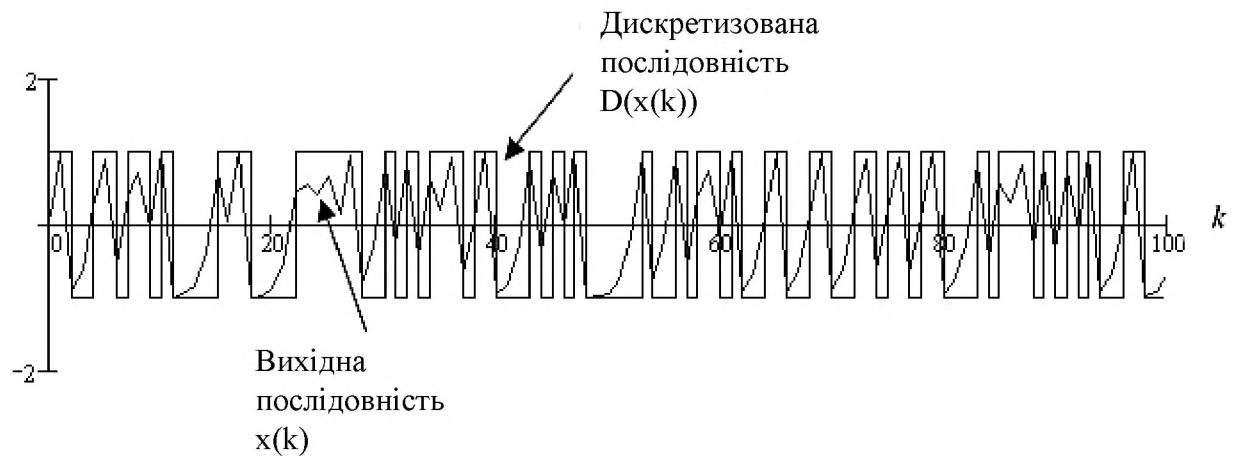


Рисунок 2.3 – Приклад дискретизованої хаотичної послідовності

Величина порога U вибирається рівною середньому значенню хаотичної послідовності, породженої використанням відображення із заданим значенням керуючого параметра:

$$U = \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k). \quad (2.4)$$

Вибір порога відповідно до (2.4) забезпечує однакову ймовірність появи значень "-1" та "1", і, внаслідок, середнє арифметичне значення дискретизованої послідовності, що прагне до нуля.

Перетини взаємнокореляційних функцій дискретизованих хаотичних послідовностей наведені на рис. 2.4.

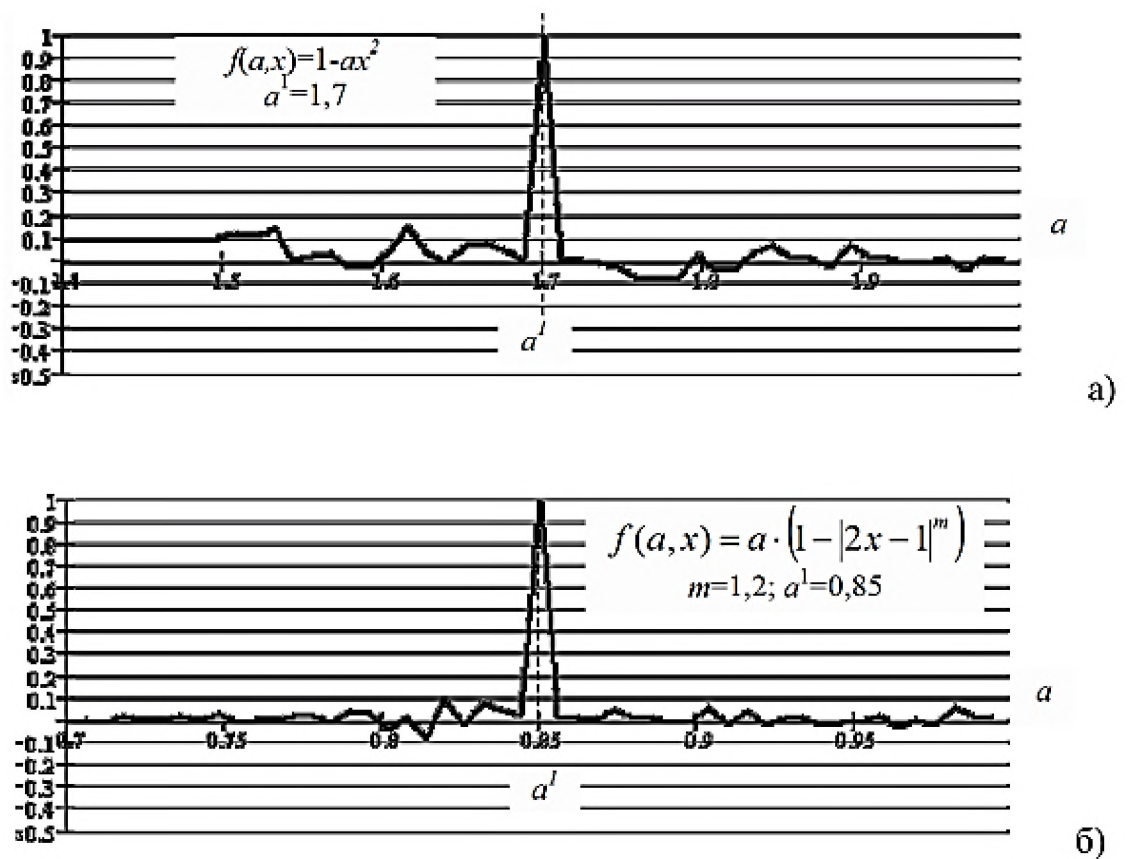


Рисунок 2.4 – Взаємнокореляційні функції дискретизованих хаотичних послідовностей: а - квадратичне відображення (1.5), б - поліноміальне (2.1). Для розрахунку кореляційних функцій використані послідовності довжиною 1000 дискретних відліків.

З наведених перетинів видно, що взаємна кореляція нижче для поліноміального відображення, ніж для квадратичного.

2.2 Використання цифрових хаотичних послідовностей в системах CDMA

Структурна схема лінії "вгору" системи CDMA, що використовує хаотичні послідовності в якості носія, наведена на рис. 2.5.

Двійкове інформаційне повідомлення

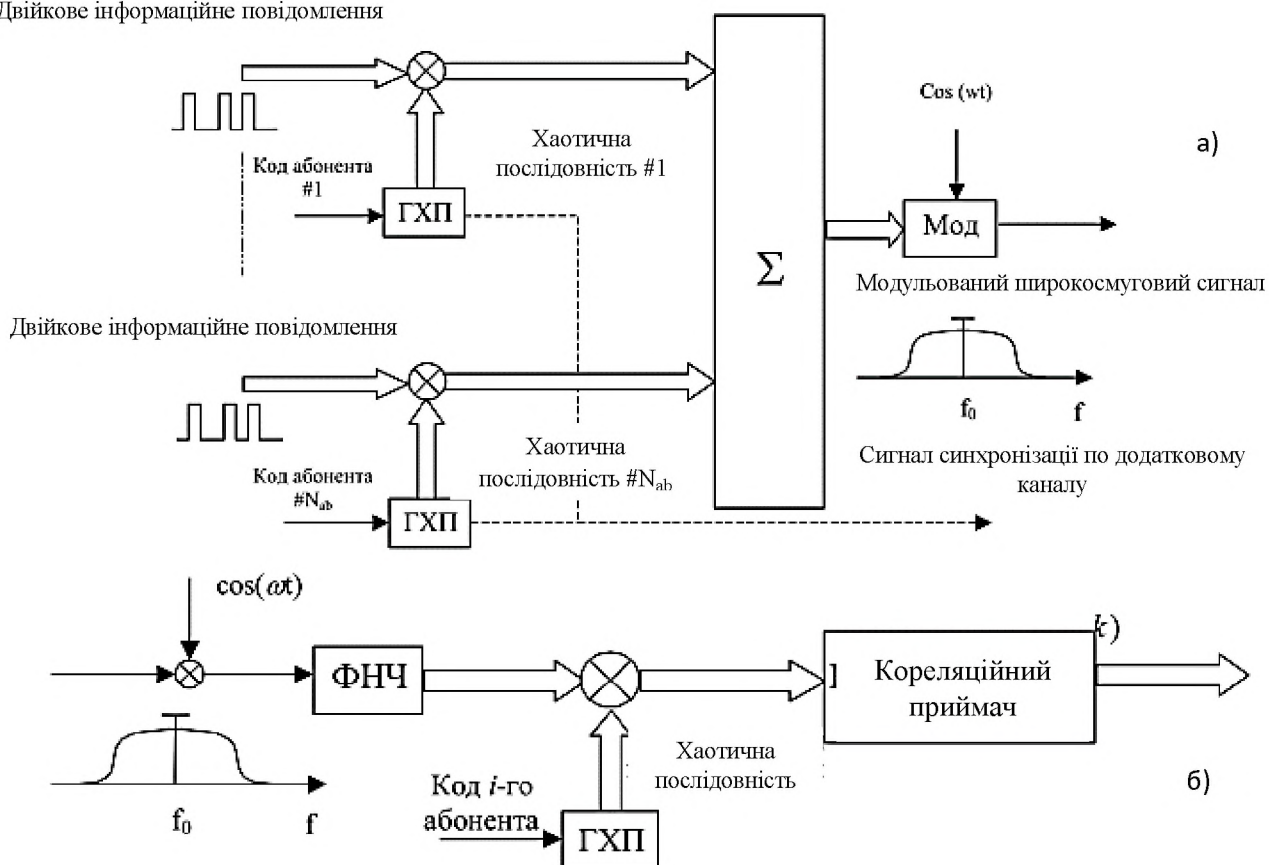


Рисунок 2.5 – Передавальна (а) і приймальна (б) частини в системах CDMA, що використовують хаотичні послідовності в якості переносника інформації. ГХП - генератор хаотичних послідовностей.

Структурні схеми приймальної і передавальної частин системи CDMA з використанням хаотичних послідовностей принципово відрізняються тільки в типі використовуваних послідовностей, а саме: замість M-послідовностей використовуються дискретизовані хаотичні послідовності.

У відповідності зі схемою на рис. 2.5а на передавальній стороні (на базовій станції) є N_{ab} генераторів хаотичних послідовностей (ГХП). Кожен генератор є джерелом послідовностей, закріплених за кожним з абонентів даної базової станції. За кожним з абонентів закріплений певний набір з m символів, який може бути переданий даному абоненту (наприклад, "0" і "1"). Генерація послідовності, відповідної конкретному абоненту і конкретному символу, відбувається відповідно до інформаційного закону $s(k)$. В результаті максимально можливе число N_{max} послідовностей, використовуваних на

базовій станції, дорівнює добутку числа абонентів на число символів, допустимих для передачі для кожного з абонентів (при однаковій кількості символів для кожного з абонентів):

$$N_{\max} = N_{ab} \cdot m \quad (2.5)$$

Кожна з послідовностей надходить на вхід суматора, де відбувається її підсумовування з іншими послідовностями.

Сума всіх послідовностей надходить на модулятор, де й модулює фазу гармонійних коливань.

Процес виділення інформації i -м приймачем здійснюється в зворотному порядку. З прийнятого гармонійного сигналу послідовностей відновлюється сума двоїчних послідовностей, утворена на передавальній стороні. Подальша обробка полягає в кореляційній обробці отриманої суміші.

На виході коррелятора в кінці кожного тактового інтервалу, відповідного кінцю передачі інформаційного символу, з'являється результат кореляційної обробки. Так, на виході i -го приймача вихідний сигнал перевищує деякий пороговий рівень тільки в разі, коли в прийнятій послідовності присутня послідовність, зіставлена i -му абоненту.

2.3 Моделювання процесу формування та обробки хаотичних сигналів

Simulink-модель схеми формування та обробки хаотичних сигналів наведена на рис. 2.6. Хаотичний процес сформований нелінійністю наступного вигляду:

$$f(a, x) = a \cdot (1 - |2x - 1|^m),$$

де a – параметр (см. (2.1)).

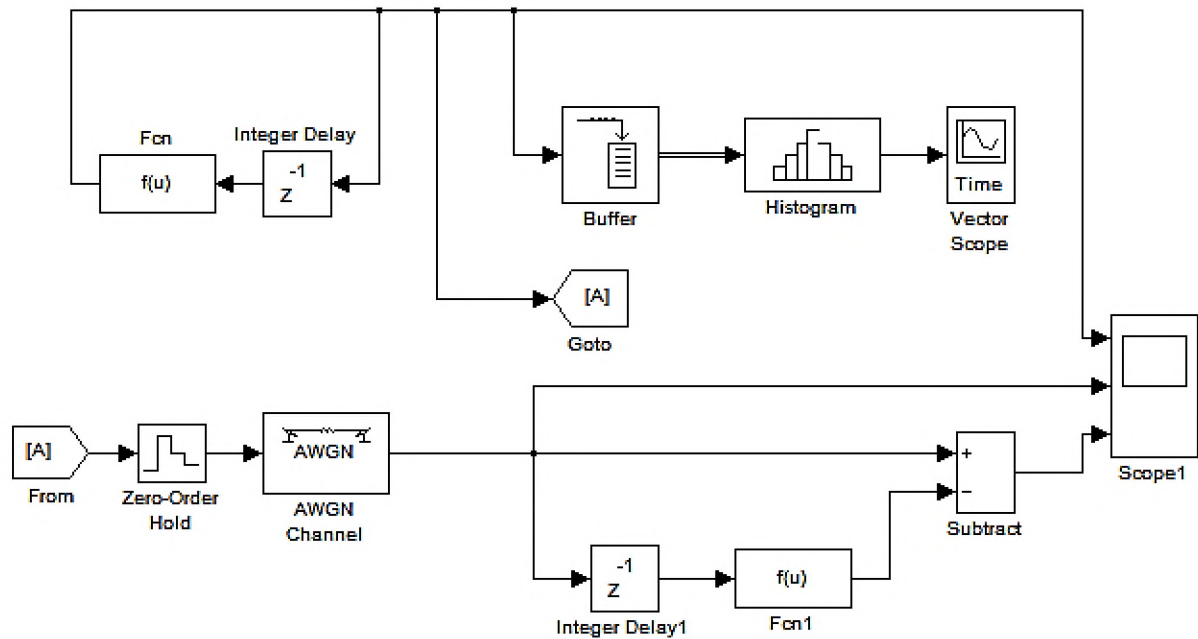


Рисунок 2.6 – Схема формування та обробки хаотичних сигналів

Сигнал змішується з білим гаусівським шумом і надходить на вхід приймальної частини. Потужність шуму (noise power) дорівнює 0.05. Відношення сигнал/шум в даному випадку дорівнює 14 дБ. В силу нестачі місця схема 2.6 приведена для одного абонента. Реально досліджувалася модель для 6 абонентів.

2.4 Аналіз результатів застосування дискретизованих хаотичних послідовностей для систем CDMA

На рис. 2.7 наведено приклад використання дискретизованих хаотичних послідовностей (2.1) для системи CDMA. Розглядається випадок шести абонентів ($N_{ab}=6$), при двоїчному інформаційному повідомленні ($m=2$) і відсутності шуму в середовищі.

На рис. 2.7 показані виконавчі послідовності, відповідні шести інформаційним повідомленням $s_{1-6}(k)$ (рис. 2.7а), призначеним для шести різних абонентів. Процеси на виходах шести приймачів, відповідних кожній з двоїчних послідовностей, наведені на рис. 2.7б.

Мається на увазі, що між приймачами і передавачами існує синхронізація (рис. 2.5), що забезпечує точне узгодження за часом моментів початку випромінювання послідовностей.

Рис.2.7 відповідає відсутності аддитивного шуму в середовищі. Додавання аддитивного шуму, при якому відношення потужності несучої до потужності шуму дорівнює 0,5 ($S/N = 0.5$), тобто, дворазовому перевищенню шуму над сигналом, не впливає на відновлення інформаційного повідомлення в приймальному пристрої абонента (рис. 2.8).

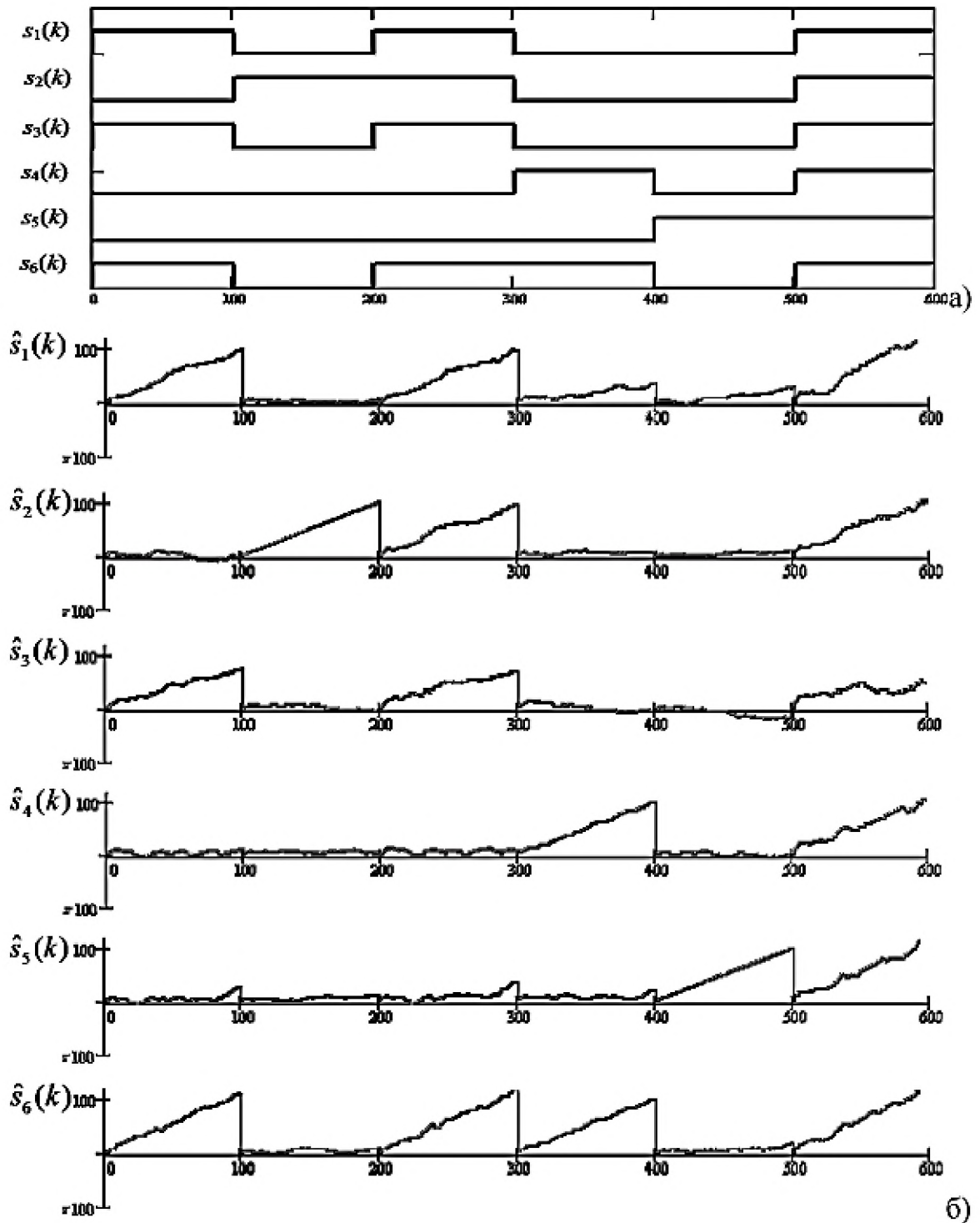


Рисунок 2.7 – Приклад відновлення бінарної інформації шістьма абонентами при відсутності шуму в системі CDMA на основі дискретизованих хаотичних послідовностей (а - інформаційні повідомлення $s_{1-6}(k)$, б - виходи приймачів $\hat{s}_{1-6}(k)$)

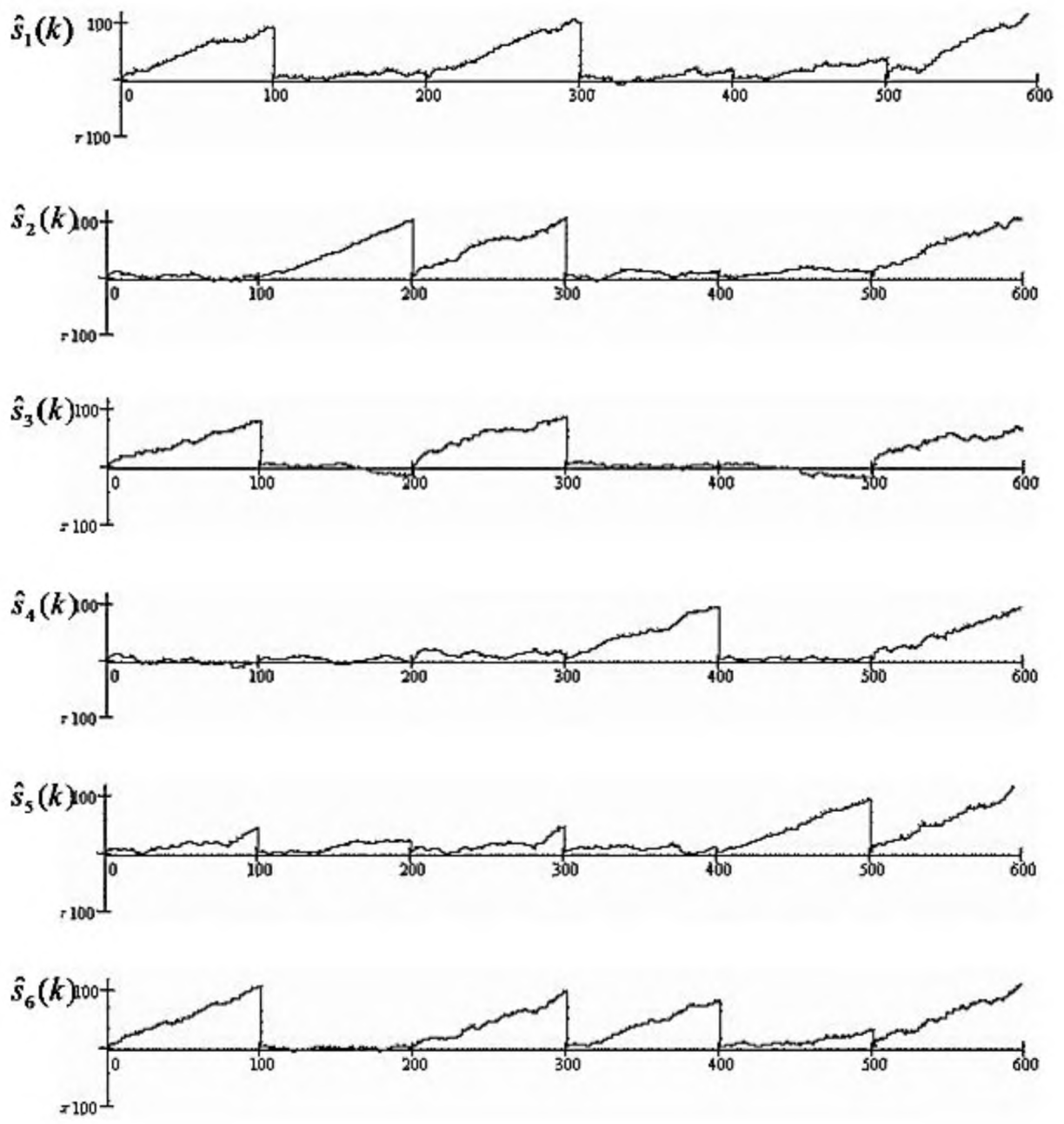


Рисунок 2.8 – Приклад відновлення бінарної інформації шістьма абонентами при відношенні сигнал/шум = 0,5 в системі CDMA на основі дискретизованих хаотичних послідовностей. Інформаційні повідомлення $s_{1-6}(k)$ аналогічні повідомленням на рис. 2.7.

2.5 Висновки

1 Розроблено структурну схему приймально-передавальної системи СДМА, що використовує хаотичні послідовності в якості переносника інформації.

2 Розроблено Simulink-модель схеми формування та обробки хаотичних сигналів.

5 Виконано модельний експеримент для 6 різних абонентів.

4 На підставі аналізу процесів на виході 6 приймачів показано, що додавання аддитивного шуму, при якому відношення потужності несучої до потужності шуму дорівнює 0,5 ($S/N = 0.5$), тобто, дворазовому перевищенню шуму над сигналом, не впливає на відновлення інформаційного повідомлення в приймальному пристрої абонента.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В цьому проекті розроблена імітаційна модель приймально-передавальної системи. У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку моделі цієї системи.

3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі приймально-передавальної системи

3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі

Трудомісткість створення моделі визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи зі складання технічного завдання й закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного проектувальника):

$$t = tmз + tв + та + tnp + tonp + tд \text{ [год]}. \quad (3.1)$$

де $tmз$ – тривалість складання технічного завдання на впровадження методу;

$tв$ – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

$та$ – тривалість розробки моделі;

tnp – тривалість модулювання віртуального аналога каналу зв'язку;

$tonp$ – тривалість опрацювання здобутих характеристик;

$tд$ – тривалість підготовки технічної документації.

Вихідні дані для визначення трудомісткості створення моделі приведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Тривалість розробки моделі

| | | | | | |
|---------|--------|--------|---------|----------|--------|
| $tmз$, | $tв$, | $та$, | tnp , | $tonp$, | $tд$, |
|---------|--------|--------|---------|----------|--------|

| | | | | | |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| ГОД | ГОД | ГОД | ГОД | ГОД | ГОД |
| 47 | 48 | 65 | 25 | 25 | 30 |

Розрахуємо трудомісткість розробки моделі за формулою (3.1):

$$t = 45+48+69+19+19+29=240 \text{ [год]}.$$

3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі

Витрати на розробку моделі $K_{пз}$ складаються з витрат на заробітну платню розробника $Z_{зп}$ і вартості витрат машинного часу, що необхідний для опрацювання моделі мережі на ПК $Z_{мч}$:

$$K_{пз} = Z_{зп} + Z_{мч} \text{ [грн]} \quad (3.2)$$

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$Z_{зп} = t \cdot Z_{пр} \text{ [грн]}. \quad (3.3)$$

де t – трудомісткість створення моделі;

$Z_{пр}$ дорівнює 78 грн/год.

Розрахуємо заробітну платню проектувальника за формулою (3.3):

$$Z_{зп} = 240 \cdot 78 = 18720,00 \text{ [грн]}.$$

Вартість машинного часу на ПК визначається за формулою:

$$З_{мч} = (t_a + t_{np} + t_{onp} + t_{\partial}) \cdot C_{мч} \quad [\text{грн}]. \quad (3.4)$$

де $C_{мч}$ – вартість 1 години машинного часу ПК, грн/година.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначається за формулою:

$$C_{мч} = P_e \cdot t \cdot C_e + \frac{\Phi_{перв} \cdot H_a}{F_p} + \frac{K_{лнз} \cdot H_{анз}}{F_p} \quad [\text{грн/год}], \quad (3.5)$$

де P_e – встановлена потужність ПК;

t – трудомісткість створення моделі;

C_e – енерговитрати;

$\Phi_{перв}$ – первісна вартість ПК на початок року;

H_a – річна норма амортизації на ПК;

$K_{лнз}$ – вартість ліцензійного програмного забезпечення;

$H_{анз}$ – річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення;

F_p – річний фонд робочого часу (за 40-годинного робочого тижня).

Енерговитрати розраховуються за формулою:

$$C_e = P_e \cdot C_{кВт} \quad [\text{грн/год}], \quad (3.6)$$

де $C_{кВт}$ – тариф на електричну енергію.

Розрахунок витрат на розробку моделі зводимо в таблицю 3.2

Таблиця 3.2 – Розрахунок витрат на розробку моделі

| $P_e,$ кВт | $C_{кВт}$ кВт·год | $\Phi_{перв},$ грн | $На,$ частка одиниці | $К_{лнз},$ грн | $На_{лз},$ частка одиниці | $F_p,$ год |
|---------------|----------------------|-----------------------|----------------------------|-------------------|---------------------------------|---------------|
| 1,35 | 1,60 | 19600,00 | 0,4 | 8250,00 | 0,4 | 1920,00 |

Тоді за формулою (3.6) отримаємо розмір енерговитрат:

$$C_e = 1,35 \cdot 1,60 = 2,16 \text{ [грн/год]}.$$

Річна норма амортизації, якщо використовується метод прискорення зменшеної вартості, визначається за формулою:

$$На = 2/T \cdot 100\% \quad (3.7)$$

де T – строк корисного використання ПК, дорівнює 5 років.

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.7):

$$На = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 5 років.

Річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення визначається за формулою (3.7):

$$На_{лз} = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Ліцензійне програмне забезпечення, яке використовується в даному

випадку Microsoft Windows 7 Professional. Його вартість 8000 грн.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначаються за формулою (3.5):

$$C_{МЧ} = 1,35 \cdot 240 \cdot 1,60 + \frac{19600 \cdot 0,40}{1920} + \frac{8250 \cdot 0,40}{1920} = 524,20 \text{ [грн/год]}$$

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.4):

$$Z_{мч} = (65 + 25 + 25 + 30) \cdot 518,82 = 76009,00 \text{ [грн]}.$$

Отже, підставивши отримані результати у формулу (3.2), отримаємо величину витрат на розробку моделі:

$$K_{пз} = 18720,00 + 76009,00 = 94729,00 \text{ [грн]}.$$

3.1.3 Розрахунок капітальних витрат

Загальні капітальні витрати на розробку визначаються за формулою:

$$KЗ = K_{пз} + K_{навч} + K_n \text{ [грн]}, \quad (3.8)$$

де $K_{навч}$ - витрати на навчання технічних фахівців і обслуговуючого персоналу;

K_n - Витрати на встановлення обладнання та налагодження системи.

Дані о витратах на розробку моделі зводимо в таблицю 3.3

Таблиця 3.3 – Витрати на розробку моделі

| $K_{пз}$, грн | $K_{навч}$, грн | K_n , грн |
|----------------|------------------|-------------|
| | | |

| | | |
|----------|---------|---------|
| 86589,52 | 5700,00 | 1350,00 |
|----------|---------|---------|

Отже, капітальні витрати становлять:

$$K3 = 94729,00 + 5700,00 + 1350 = 101779,00 \text{ [грн]}.$$

3.2 Висновки

В економічному розділі було розраховано:

- 1 Трудомісткість розробки імітаційної моделі приймально-передавальної системи – 240 год;
- 2 Заробітна платня проектувальника – 18720,00 грн;
- 3 Витрати на розробку моделі – 94729,00 грн;
- 4 Капітальні витрати на розробку моделі приймально-передавальної системи – 101779,00 грн.

ВИСНОВКИ

У цій дипломній роботі отримані наступні результати:

1 Виконаний аналітичний огляд існуючих технологій використання цифрових хаотичних послідовностей в CDMA системах зв'язку.

2 Сформульовано вимоги, що пред'являються до джерел хаотичних коливань для CDMA систем зв'язку.

3 Розроблено структурну схему приймально-передавальної системи CDMA, що використовує хаотичні послідовності в якості переносника інформації.

4 Розроблено Simulink-модель схеми формування та обробки хаотичних сигналів.

5 Виконано модельний експеримент для 6 різних абонентів.

6 На підставі аналізу процесів на виході 6 приймачів показано, що додавання аддитивного шуму, при якому відношення потужності несучої до потужності шуму дорівнює 0,5 ($S/N = 0.5$), тобто, дворазовому перевищенню шуму над сигналом, не впливає на відновлення інформаційного повідомлення в приймальному пристрої абонента.

7 Капітальні витрати на розробку імітаційної моделі приймально-передавальної системи - 101779,00 грн.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Hasler M. Synchronization of chaotic systems and transmission of information // Intern. J. Of Bifurcation and Chaos, Vol.8, No.4, 1998. p.647- 659.
- 2 Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Зарубежная Радиоэлектроника, №10,1997,с.4-26.
- 3 Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Емец С.В., Панас А.И., Старков С.О., Балабин А.М., Дмитриев А.А., Кишик В.В., Кузьми Л.В., Борисенко А.Г. Стратегии использования динамического хаоса в коммуникационных системах и компьютерных сетях. Разделение хаотического кодера и кодера канала // Зарубежная Радиоэлектроника, Успехи современной радиоэлектроники. №11, 2000.с.4-26.
- 4 Капранов М.В., Кулешов В.Н., Ларионова М.В., Морозов А.Г., Удалов Н.Н. Свойства систем передачи информации с манипуляцией параметрами и начальными условиями генераторов хаотических колебаний // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники,№11,2000г. с.48-60.
- 5 Kuleshov V.N., Udalov N.N. Nonlinear filtering of modulated chaotic oscillation // Proc. NDES'97 Moscow. p. 537-542
- 6 Кулешов В.Н., Ларионова М.В., Удалов Н.Н. Система передачи информации с хаотической несущей // Вестник МЭИ. 1997. №5. с.54-61.

7 Dinan E., Jabbari B. Spreading codes for direct sequence CDMA and

wideband CDMA cellular networks // IEEE Communications magazine, Vol.36, No9, 1998.p.48-54.

8 Yang T., Chua L. Chaotic digital multiply access (CDMA) communication systems // International Journal of Bifurcation and Chaos. Vol.7, No12,1997. p.2789-2805.

9 Yang T., Chua L.O. Application of chaotic digital code-division multiply access (CDMA) to cable communication systems // Intern. J. Of Bifurcation and Chaos, Vol.8, No.8,1998.p.1657-1669.

10 Морозов А.Г. Модифицированная CSK-система с дискриминантной процедурой для обработки цифровой хаотической несущей // Материалы четвёртой конференции во Владимире. 2000.

11 Didieu H., Kennedy M., Hasler M. Chaos shift keying: Modulation and Demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuit // IEEE Trans. CAS-II vol.40, no 10.1994.p.634-642.

12 Kolumban G., Vizvari B., Schwarz and Abel A. Differential Chaos Shift Keying: a Robust Coding for Chaos Communication. // Proc. NDES'96. 1996. Seville. p. 87-92.

13 Капранов М.В., Морозов А.Г. Application of chaotic modulation for hidden data transmission. // Proc. NDES'97 Moscow. p. 223-228.

14 Капранов М.В., Морозов А.Г. Использование хаотической модуляции для передачи информации // Радиотехнические тетради. М.:Изд. МЭИ, 1998, №14.-с.66-71.

15 Морозов А.Г., Капранов М.В. Использование хаотической модуляции для передачи информации // Тезисы Ежегодной научно-технической конференции студентов и аспирантов вузов России, 25-26 февраля 1998г., Москва. т.1, с.34.

16 Kapranov M.V., Morozov A.G. An opportunity to reduce requirements to accuracy of chaotic signal generation by adaptive processing of digital chaotic sequence with stored information // Proc. On International Symposium on acoustoelectronics, frequency control and signal generation, St.-Petersburg, June, 1998.p.182-186.

17 Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение: пер. с англ. —М.: Мир, 1988. — 240 с

18 Мун Ф. Хаотические колебания: Вводный курс для научных работников и инженеров: пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 312 с.

19 Заславский Г. М., Сагдеев Р. З. Введение в нелинейную физику: От маятника до турбулентности и хаоса. М.: Наука. 1988.

20 Kolumban G., Kennedy M., Chua L. The role of synchronization in digital communications using chaos – Part-II: Chaotic Modulation and Chaotic Synchronization // IEEE Trans on CAS-45, №11, 1998. p.1129-1140.

21 Васильев А.В. Техничко-экономическое обоснование дипломных проектов (работ): Учеб. пособие/ Изд-во СПбГЭТУ, 2002. - 24 с.

22 Экономика связи: Учебник для вузов/О. С. Срапионов, М. А. Горелик, В. И. Холодарь и др.; Под ред. О. С. Срапионов. – М.: Радио и связь, 2012. – 320 с.

23 Грузинов В.П., Грибов В.Д. Экономика предприятия: Учеб. пособие – М.: Финансы и статистика, 2005. – 208 с.

24 Экономика предприятия / Под ред. Е.Л.Кантора. – СПб.: Питер, 2006. – 352 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

| № | Формат | Найменування | Кількість листів | Примітки |
|---------------------|--------|---|------------------|---------------|
| <i>Документація</i> | | | | |
| 1 | A4 | Реферат | | |
| 2 | A4 | Список умовних скорочень | | |
| 3 | A4 | Зміст | | |
| 4 | A4 | Вступ | | |
| 5 | A4 | Стан питання. Постановка задачі | | |
| 6 | A4 | Спеціальна частина | | |
| 7 | A4 | Економічний розділ | | |
| 8 | A4 | Висновки | | |
| 9 | A4 | Перелік посилань | | |
| 10 | A4 | Додаток А | | |
| 11 | A4 | Додаток Б | | |
| 12 | A4 | Додаток В | | |
| 12 | | Матеріали дипломної роботи на оптичному носії | | Оптичний диск |

ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу

ВІДГУК
на магістерську дипломну роботу

Студента(ки) _____ гр.
(прізвище, ім'я)

на тему: _____

Актуальність теми _____

Повнота розкриття теми _____

Теоретичний рівень _____

Практична значущість _____

Самостійність виконання роботи _____

Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність _____

Переваги та недоліки роботи _____

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусєв О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« _____ » _____ 2020 р.