

## ФОРМУВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З КАСКАДНИМ КОДУВАННЯМ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ ТУРБОКОДІВ

*Розглянуто принципи каналного кодування у телекомунікаційних системах на основі каскадних кодів. Запропонована та досліджена схема реалізації декодера із перемежуванням бітів даних та масштабуванням для складових каскадного коду з каналним кодуванням. Розроблено імітаційну схему для дослідження принципів передавання сигналів на основі каскадних кодів. Отримано результати дослідження імітаційної схеми каналу передавання інформації у випадку визначення енергетичного виграшу.*

**Ключові слова:** каналне кодування, турбокод, синхронізація, сигнально-кодова конструкція, телекомунікаційна система, каскадний код

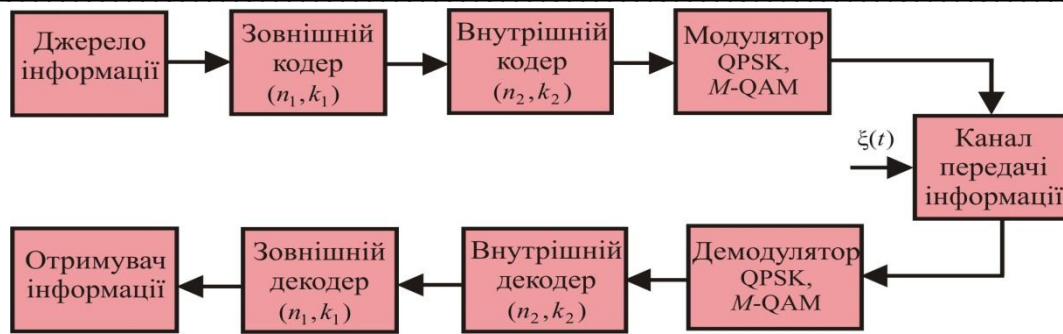
**Вступ.** Ефективним у випадку побудови телекомунікаційного каналу (ТКК) з каналним кодуванням є рішення, пов'язане із використанням каскадних кодів. Разом з тим, ідея побудови кодера в цьому випадку ґрунтується на принципах поєднання декількох складових кодів [1-4]. Варто зазначити, (це буде показано нижче) що використання такої конструкції при реалізації каналного кодування дозволяє отримати результат у вигляді підвищення ефективності застосування кодування в ТКК у порівнянні із некаскадними методами кодування. Важливо, також, провести вибір каскадної сигнально-кової конструкції (СКК) у випадку використання в ТКК фазової маніпуляції. Особливість формування СКК в цьому випадку пов'язана із проблемами, які виникають внаслідок спотворень фази маніпульованого вихідного сигналу та пошуку кодів "прозорих" до такої неоднозначності. Особлива увага повинна бути приділена підвищенню енергетичного виграшу кодування (ЕВК). Для цього необхідно провести порівняння запропонованих СКК з відомими, які використовуються в системах телеметрії, телекомунікаційних системах (ТКС) та цифрового зв'язку.

Метою дослідження є підвищення ефективності формування та оброблення сигналів в ТКС шляхом розробки схеми каналного кодування на основі каскадних СКК в умовах наявності завад. Для вирішення цієї задачі слід здійснити розв'язання наступних завдань:

- дослідити можливості складових каскадного коду, шляхом визначення впливу структури СКК на величину ЕВК;
- провести розробку складових каскадного кодера із врахуванням перемежування даних та значень коефіцієнтів масштабування на завадостійкість при передачі інформації;
- провести синтез блоку оброблення сигналів із врахуванням необхідності проведення фазової та тактової синхронізації, застосування засобів для компенсації сигнальної помилки;
- розробити імітаційну схему ТКК із каскадним кодуванням та провести дослідження структури зовнішнього коду на завадостійкість ТКС.

**Синтез структури блоку оброблення сигналів.** Для підвищення ефективності процесу обробки інформації в ТКС з фазовою маніпуляцією, слід вирішити завдання підвищення достовірності передавання інформації, сформуванню структури системи передавання інформації, дати рекомендації відносно типу завадостійких кодів, способу їх декодування [5-14]. Для цього розглянемо можливості використання в каналах передачі способів завадостійкого кодування на основі каскадних кодів з турбо-кодуванням.

Загалом, структурну схему ТКС з каскадним кодуванням представимо рис. 1. В якості зовнішнього кодера використаємо кодер Ріда-Соломона (РС). Ефективність такого (недвійкового коду) залежить лише від числа символних помилок у блоці. Код не спотворюється пакетами помилок в межах  $m$ -бітного символу. Але, ефективність каскадних систем дещо погіршується за рахунок корелюючих помилок в послідовних символах, тому перемежування між кодуваннями доцільно виконувати на рівні символів (а не бітів).

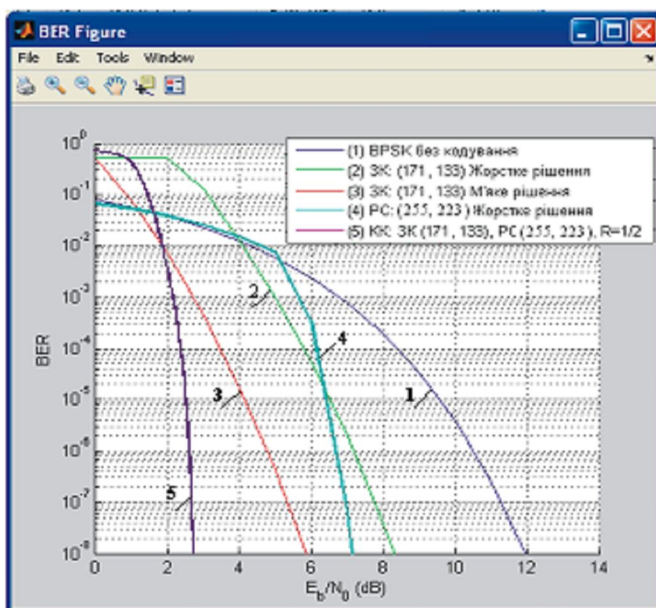
Рис. 1. Структурна схема телекомунікаційної системи із каскадним кодуванням:  $\xi(t)$  – завади

Після кодування джерела інформації зовнішнім кодом  $(n_1, k_1)$ , проведемо кодування внутрішнім кодом  $(n_2, k_2)$ . В цьому випадку загальна довжина коду  $L = n_1 \cdot n_2$ , а кількість інформаційних символів -  $N_c = k_1 \cdot k_2$ . Кодова швидкість такого каскадного коду

$$R_{\text{сум}} = \frac{k_1 \cdot k_2}{n_1 \cdot n_2} = R_1 \cdot R_2, \text{ де } R_1, R_2 \text{ відповідно швидкості складових кодера. Декодування}$$

такого каскадного коду проводиться у зворотному порядку, а саме після демодулятора виконується декодування внутрішнього коду і далі – зовнішнього. Причому, декодування складових каскадного кодера виконується декодерами з довжинами  $n_1$  та  $n_2$  відповідно. Ця обставина дозволяє суттєво знизити складність процесу декодування та порівняти її із складністю декодування згорткових кодів.

В роботі [4] проводилось дослідження каскадних схем телекомунікаційних каналів передавання інформації із бінарною фазовою маніпуляцією (BPSK). На рис. 2 наведено залежності для визначення завадостійкості AWGN каналу у випадку системи передачі інформації з BPSK (крива 1); зі згортковим кодуванням (ЗК) (“жорстке рішення”, крива 2), ЗК (“м’яке рішення”, крива 3); з кодом РС (крива 4); використання каскадного кодування (КК) за СКК: зовнішній кодер – РС (255, 223), внутрішній – ЗК (171, 133) (крива 5)  $R = 1/2$ , BPSK.

Рис. 2. Залежності ймовірності бітової помилки (BER) від відношення сигнал/шум ( $E_b / N_0$ )

З рис. 2 визначаємо переваги для КК типу: зовнішній код – Ріда-Соломона (255, 223), внутрішній код – згортковий (171, 133), BPSK). Перевага КК в порівнянні із згортковим кодом проявляється при  $BER < 10^{-3}$ . Так для зазначеного коду  $E_{\text{BK}} \approx 6,8 \text{ dB}$  ( $BER = 10^{-5}$ ). Крім того робимо висновок, що подібного  $E_{\text{BK}}$  неможна досягнути за допомогою застосування згорткових або блочних кодів окремо. Отже, оптимізацію структури ТКК передавання інформації слід здійснювати шляхом застосування каскадних кодів.

В роботах [1-3] розглянуті питання формування та дослідження ТКС з каскадним кодуванням із використанням турбокодів. Результати дослідження представлено на рис. 3.

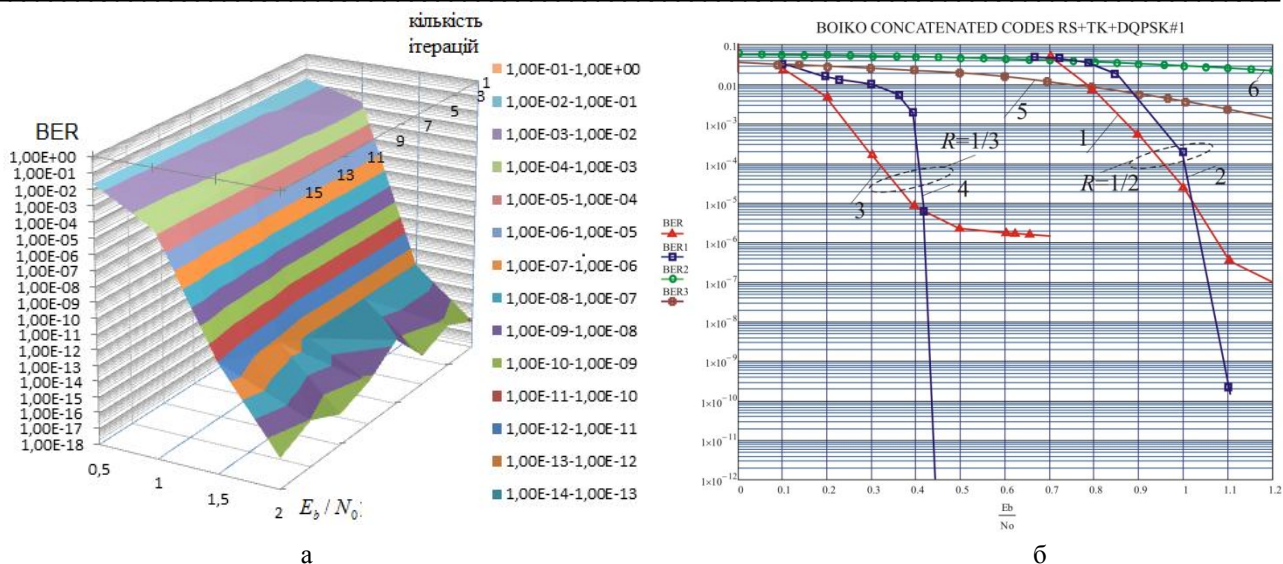


Рис. 3. Залежності завадостійкості для запропонованої каскадної СКК: PC (255, 239)+TK ( $L=16384$  бітів; 10 ітерацій)+DQPSK:

- а – у випадку зміни кількості ітерацій при турбокодуванні;  
 б – для визначення енергетичного вигаду кодування, 1 – ТК –  $R=1/2$ ; 2 – СКК –  $R=1/2$ ; 3 – ТК –  $R=1/3$ ; 4 – СКК –  $R=1/3$ ; 5 – PC (255, 239); 6 – некодована DQPSK

Запропонована схема усунула ефект насичення ТК для запропонованих кодів та дозволила отримати ЕВК на рівні 3,1 дБ ( $BER=10^{-8}$ ), в порівнянні з СКК на основі досліджених каскадних кодів: PC+ЗК [3]. Для запропонованої каскадної СКК типу PC+TK+DQPSK в результаті експерименту отриманий наступний результат: збільшення числа ітерацій складового ТК з 6 до 8 зменшує кількість невірно декодованих транспортних блоків, тобто усуває помилки при декодуванні. Доцільно зазначити наступне, описаний у [3] декодер турбокоду з довжиною кодового обмеження  $k$ , у випадку проведення 10-ти ітерацій декодування можна порівняти за складністю, при виконанні процедур множення та складання, із декодером який використовується для ЗК – декодером Вітербі. Проведемо розрахунок довжини кодового обмеження  $k$  для турбокоду. Нагадаємо, що загалом довжина кодового обмеження важливий параметр ЗК який можна визначити довжиною регістру за допомогою якого формується згортковий код і який буде визначати на яку максимальну кількість вихідних символів впливає даний інформаційний символ. Загалом типові значення цього параметру коливаються в межах від 3 до 9, причому більші значення звичайно не використовуються внаслідок того, що із збільшенням довжини кодового обмеження складність реалізації кодера зростає за експонентою. Таким чином, для ТК маємо:

$$k_{TK} = \log_2 N + k, \quad N - \text{кількість ітерацій.}$$

Отримаємо для описаного в [3] кодеру:  $N=8$  (кількість ітерацій після яких в процесі експерименту зникли помилки декодування),  $k=5$ :  $k_{TK} = \log_2 N + k = 8$ . Аналогічна складність реалізації буде для декодера ЗК за алгоритмом Вітербі. Як показали дослідження, при розрахунку на один біт інформації, складність обчислення турбодекодування не залежить від довжини інформаційного блоку  $k$ . Однак, слід мати на увазі приналежність ТК до блокових кодів яка створює передумови для зросту об'єму пам'яті декодера із зростом довжини інформаційного блоку, а отже збільшення часу затримки при декодуванні.

Розглянемо можливі напрями модифікації схем кодування та декодування турбокодів. Представимо кодове слово у вигляді 16-ти бітної конструкції блокового коду Хеммінга (16, 11). Такий код містить 11 інформаційних бітів та 5 перевіірочних, рис. 4.



Рис. 4. Кодове слово для побудови турбокоду: ІБ – інформаційні біти; ПБ – перевіірочні біти





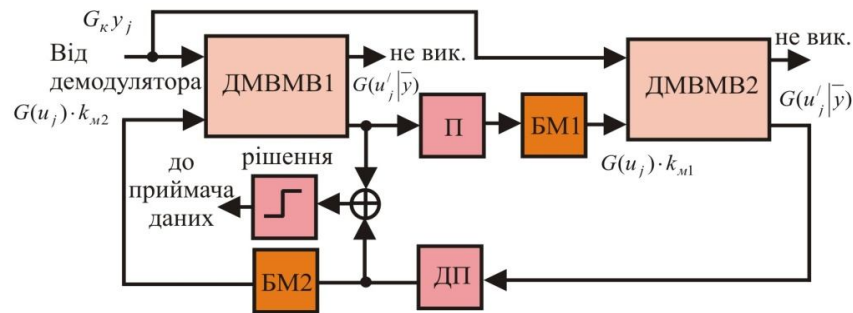


Рис. 7. Блок-схема ітеративного турбодекодера із масштабуванням: ДМВМВ (SISO) – декодер з м’яким входом та м’яким виходом; П – перемешувач; ДП – деперемешувач; БМ – блок масштабування

Представимо логарифмічне відношення функцій правдоподібності для кожного інформаційного символу  $u_l$  наступним чином:

$$G(u_l) = \ln \left[ \frac{p(u_l = +1)}{p(u_l = -1)} \right] \cdot k_{m1}, \text{ де } p(u_l = n) \text{ – ймовірність події } u_l = n \text{ та } n = \pm 1.$$

Декодер ДМВМВ1 на основі прийнятої з каналу передачі даних інформації формує оцінку інформаційних бітів даних із врахування коефіцієнту масштабування. Далі, з отриманої оцінки  $G(u'_k | \bar{y})$  із врахуванням коефіцієнту масштабування, шляхом виключення апіорної інформації та отриманих з каналу систематичних символів утворюється зовнішня інформація, формалізовано подамо цей процес наступним чином:

$$G'_{zg}(u_l) = G(u'_l | \bar{y}) - G_a y_{ls} - G(u_l),$$

де для дискретного гаусівського каналу без пам’яті (AWGN) член  $G_a = 2/\sigma^2$  буде визначати надійність каналу, а  $\sigma^2$  - дисперсію шуму.

Другий ДМВМВ2 використовує отриману інформацію (апіорну) для проведення власної оцінки із врахуванням коефіцієнту масштабування  $k_{m2}$ . На рис. 8 подано імітаційну схему описаної вище конструкції декодера, симуляцію якої проведено в рамках дослідження розробленої у [2, 3] телекомунікаційної системи передавання інформації з турбокодуванням.

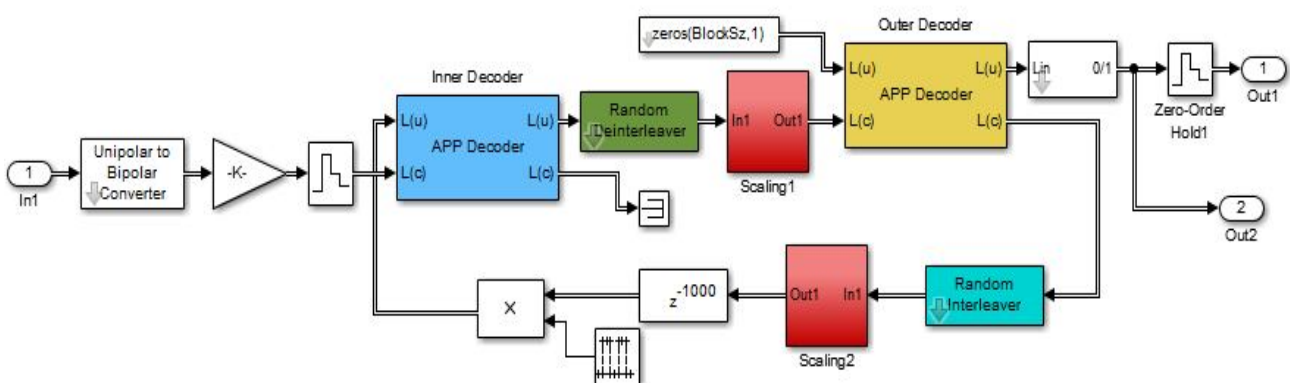


Рис. 8. Фрагмент імітаційної схеми підсистеми декодера турбокоду

В схемі можна виділити APP кодер та декодер [3], блоки перемешування, підсистеми масштабування – Scaling. З метою визначення ефективності прийнятих рішень, проводилось дослідження впливу значення коефіцієнтів масштабування на значення ймовірності бітової помилки (BER) у випадку декодування при зміні відношення сигнал/шум ( $E_b / N_0 = 0 \dots 5 \text{дБ}$ ) та кількості ітерацій до 10-ти. На передавальному боці в декодері використовували трелліс структуру  $\text{poly2trellis}(3, [7 \ 5], 7)$ , кодова швидкість  $1/2$  [3].

На рис. 9 представлено результати дослідження у вигляді залежності ймовірності бітової помилки від кількості ітерацій  $N$  і фіксованому значення коефіцієнту масштабування  $k_{m2}=0,725$  та зміні значення коефіцієнту  $k_{m1}$  в залежності від відношення сигнал/шум.

Отриманий результат дозволяє встановити, що у випадку фіксації коефіцієнтів масштабування вдається підвищити продуктивність декодера шляхом зменшення ймовірності бітової помилки.

Розглянемо особливості оброблення сигналів у ТКС з каскадним кодуванням. Загалом, схема оброблення сигналів яку можна включити до складу демодулятора на рис. 1, повинна містити крім безпосередньо модулятора, пристрої синхронізації, компенсації сигнальної помилки, фільтрації, децимації, інтерполяції. Така сукупність пристроїв повинна в кінцевому рахунку забезпечити вірну демодуляцію, необхідну синхронізацію як тактову (ПТС) так і фазову (ПФС). Важливим питанням яке супроводжує використання в ТКК фазових та амплітудно-фазових методів модуляції, є питання компенсації сигнальної помилки. Отже, розробка алгоритмічних та схемотехнічних засобів реалізації блоку оброблення сигналів є однією з найважливіших задач забезпечення вірного декодування сигналів в засобах телекомунікацій.

На рис. 10 представлено запропоновану загальну структурну схему блоку оброблення сигналів на основі концепції програмно-кероване радіо (Software Defined Radio – SDR).

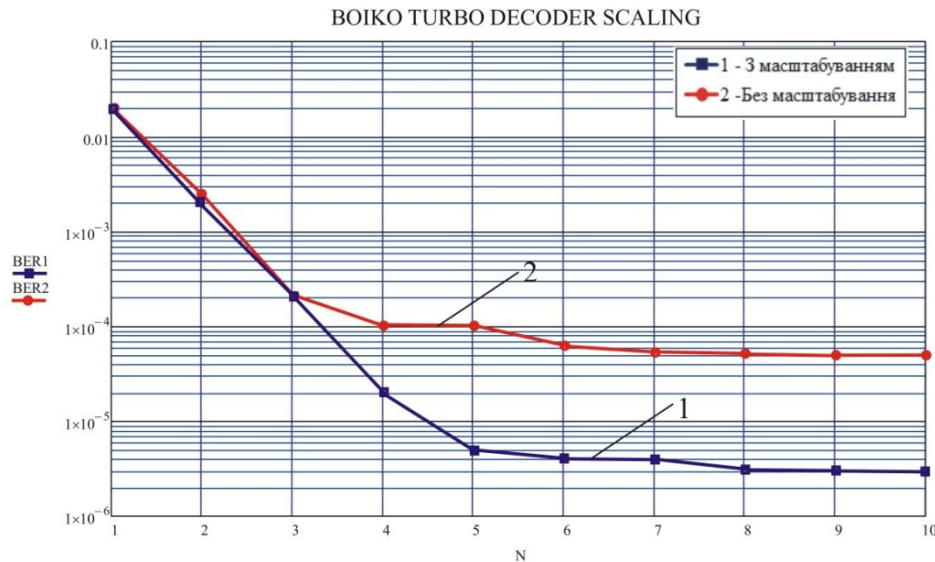


Рис. 9. Результати дослідження зміни ймовірності бітової помилки для ітеративного декодера :  $k_{m1}=0,85$ ;  $k_{m2}=0,725$ ;  $E_b / N_0=3$ дБ

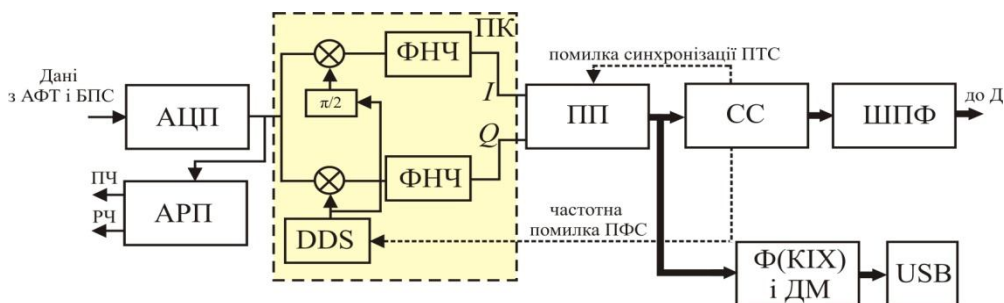


Рис. 10 Узагальнена структурна схема блоку оброблення сигналів на основі SDR: АРП – схема автоматичного регулювання підсилення; ПК – понижуючий конвертер; ПП – пристрій перетворення дискретизації; СС – системи синхронізації; Ф (КІХ) і ДМ – трансверсальний фільтр і дециматор; USB – порт



На рис. 11 представлена розгорнута блок-схема функціонування пристрою оброблення сигналів засобів телекомунікацій з каскадним кодуванням. Дані зчитуються з АЦП і переводяться в двійковий масив. Далі слідує блок, який виконує процедуру швидкого перетворення Фур'є. Приймання сигналів супроводжується розкидом тактових частот сигналів тому проводиться децимація сигналу (інтерполяція). При встановленні параметрів сигналу виникає помилка визначення носійної частоти і помилка початкової фази. Помилка визначення частоти сигналу призводить до того, що на констеляційній діаграмі точки, які відповідають бітовим комплектам, постійно обертаються (рис. 12).

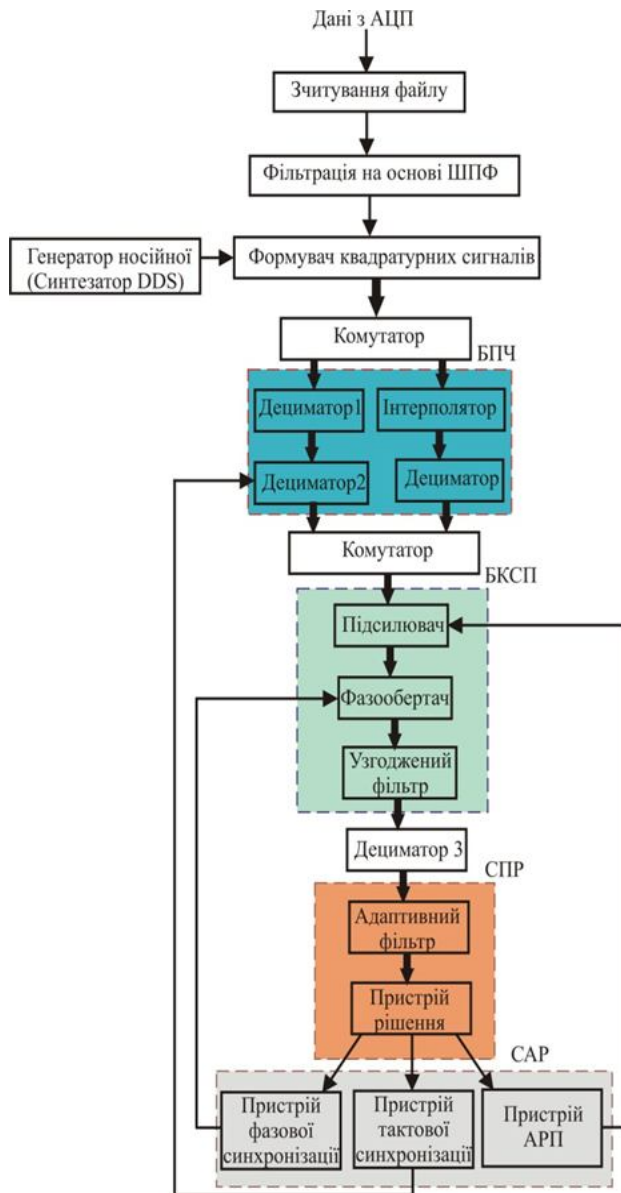
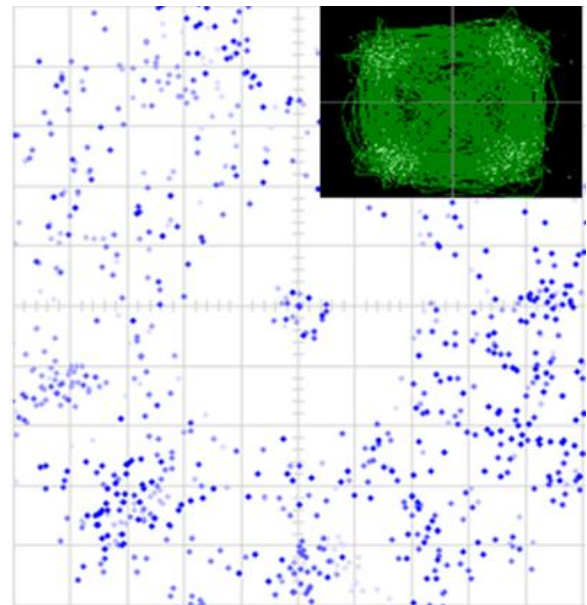
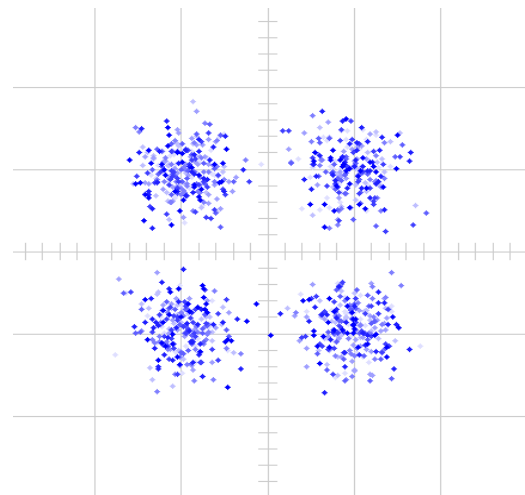


Рис. 11. Блок-схема функціонування пристрою оброблення сигналів: БПЧ – блок перетворення частоти; БКСП – блок компенсації сигнальної помилки; СПР – схема прийняття рішення; САР – схеми автоматичного регулювання; АРП – автоматичне регулювання підсилення



а)



б)

Рис. 12. Констеляційні діаграми отримані у випадку приймання сигналів з QPSK:  
а) – після каналу передавання даних;  
б) – на приймальному боці після спрацювання системи синхронізації

В результаті проходження сигналу через атмосферу (канал передачі інформації) на нього накладаються нелінійні завади, характеристика яких тісно пов'язана з характеристикою каналу передачі даних. Задача адаптивного коректора є обчислення характеристики каналу передачі даних і усунення його впливу на якість сигналу (використовується адаптивний алгоритм LMS (Least Mean Square – метод найменших квадратів). В пристрої рішення

приймається рішення відносно прийнятої точки на сигнальному сузір'ї. Для блоків децимації пристрій тактової синхронізації (ПТС) обчислює помилку визначення тактової частоти [14-16]. Основні перетворення, пов'язані з обробленням сигналів, пропонується виконувати у спеціалізованому сигнальному процесорі (DSP), який здійснює керування роботою пристрою приймання та оброблення сигналів по шині I<sup>2</sup>C. Він містить дві шини, одна з яких містить усі технічні дані для оброблення сигналів і під'єднана до постійного запам'ятовуючого пристрою ПЗП (EEPROM). Частота кварцового резонатора внутрішнього кварцового генератора носійної може бути обрана із ряду частот або сформована зовнішнім синтезатором прямого цифрового синтезу сітки частот (DDS) з можливістю плавного настроювання частоти у вказаних межах.

На рис. 13 представлений один з варіантів реалізації архітектури петлі синхронізації на описаних в [16] багатофазних та модифікованих поліфазних конструкціях з передискретизацією сигналів. Архітектура містить чотири основні складові: поліфазний (багатофазний) та узгоджений фільтр, детектор часової помилки, петлевий фільтр і контролер. Багатофазний узгоджений фільтр тактується відліками які надходять через кожні  $T_{in}$  секунд. Детектор помилки синхронізації пов'язаний із узгодженим фільтром з виходів якого подаються відліки на поліфазний банк фільтрів кожні  $T/N$  секунд і виводить повідомлення про помилку синхронізації кожні  $T$  секунд. Детектор помилок синхронізації використовується для приведення в дію фільтру зворотного зв'язку і контролеру контуру.

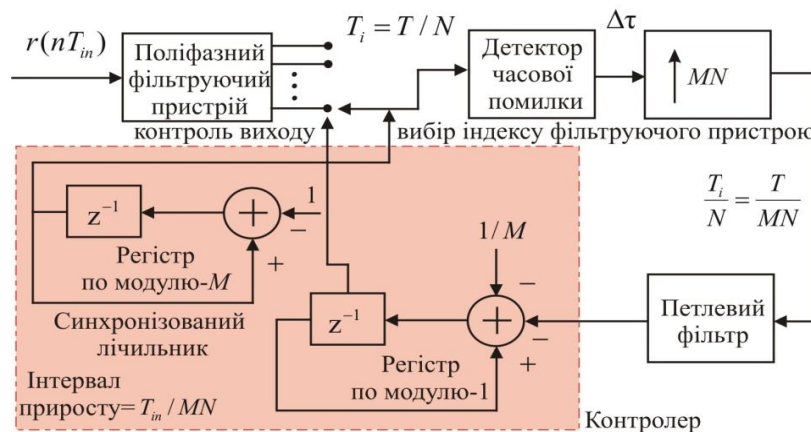


Рис. 13. Схема управління петлі регулювання пристрою синхронізації

Загалом, можна виділити для управління кола зворотного зв'язку  $M$ -подібним багатофазним узгодженим фільтром наступні рішення: фільтр контуру і контролер керуються  $MN$  вибірками/символ,  $N$  – вибірками/символ, або однією вибіркою/символ.

В схемі на рис. 13 використано два лічильника синхронізації зі зразковими вибірками. Один лічильник по модулю  $M$  який забезпечує вибір індексу фільтруючого пристрою, а нижній лічильник по модулю  $-1$ . Контроль процесу інтерполяції проводиться на основі лічильника по модулю  $1$ , який функціонує як генератор керований кодом (NCO). Вміст регістра переповнення використовується для розрахунку індексу багатофазної фільтрації.

На рис. 14 та 15 подано результати дослідження схеми пристроїв синхронізації, отримані методом імітаційного моделювання. Зокрема, на рис. 15 представлена оцінка фазової помилки в пристрої фазової синхронізації. Спостерігаємо флукуаційну картину зміни оціночної кривої навколо середнього значення помилки фази носійної. Використання модифікованої схеми синхронізації дозволяє зменшити флукуації фази приблизно в 2,02 рази в умовах експерименту.

На рис. 15 цифрою 1 показано фактичну затримку, цифрою 2 – оцінену затримку для набору з 100 символів в пристрої тактової синхронізації. Результати моделювання вказують на те, що застосування запропонованого методу синхронізації дозволяє здійснити відслідковування затримки, оціночна крива змінює регулярність і має спотворення в залежності від структури пристрою.



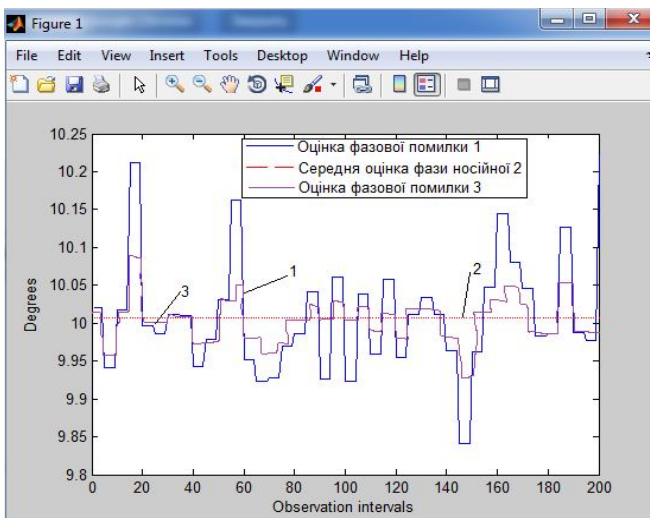


Рис. 14. Дисплей для оцінювання фазової помилки в пристрої фазової синхронізації:  
1 і 3 – оцінка, отримана в результаті моделювання;  
2 – середня оцінка фази носійної

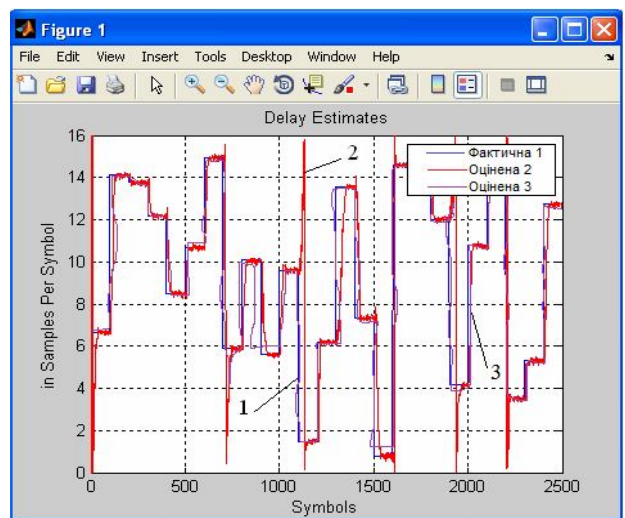


Рис. 15. Дисплей для оцінювання затримки символів в пристрої тактової синхронізації: 1 – фактична оцінка; 2 і 3 – оцінка, отримана в результаті моделювання

### Моделювання процесу каналного кодування з використанням турбокодів

На рис. 16 та рис. 17 представлено імітаційні схеми підсистем ТКС, в якій здійснюється процедура каскадного кодування на основі зовнішнього коду РС та внутрішнього - ТК.

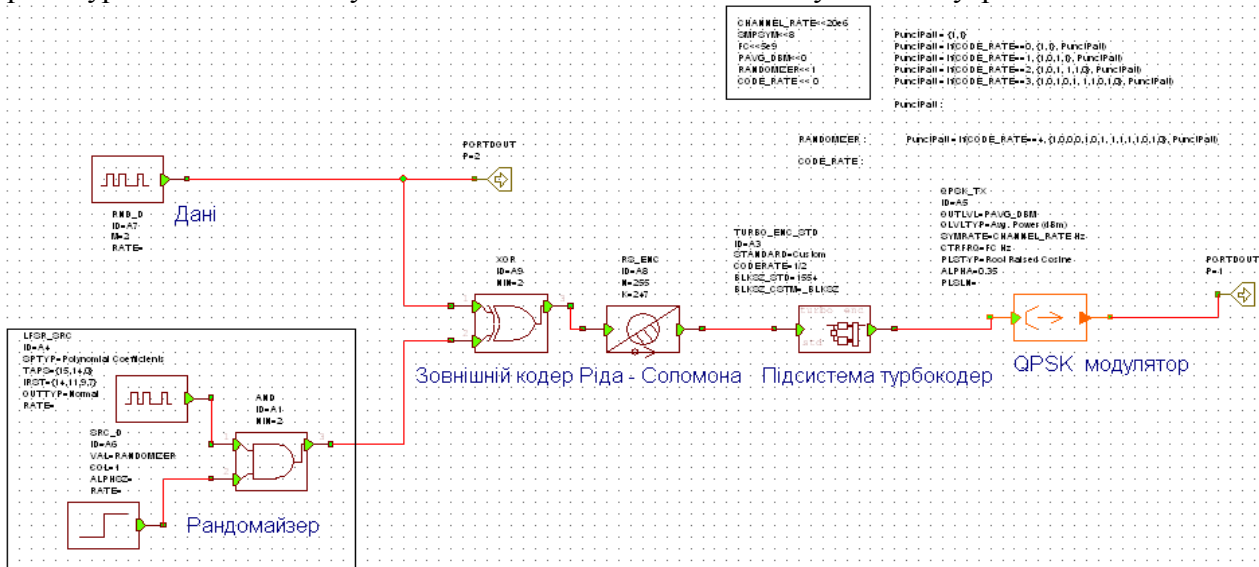


Рис. 16. Імітаційна модель підсистеми передавача ТКС з каскадним каналним кодуванням

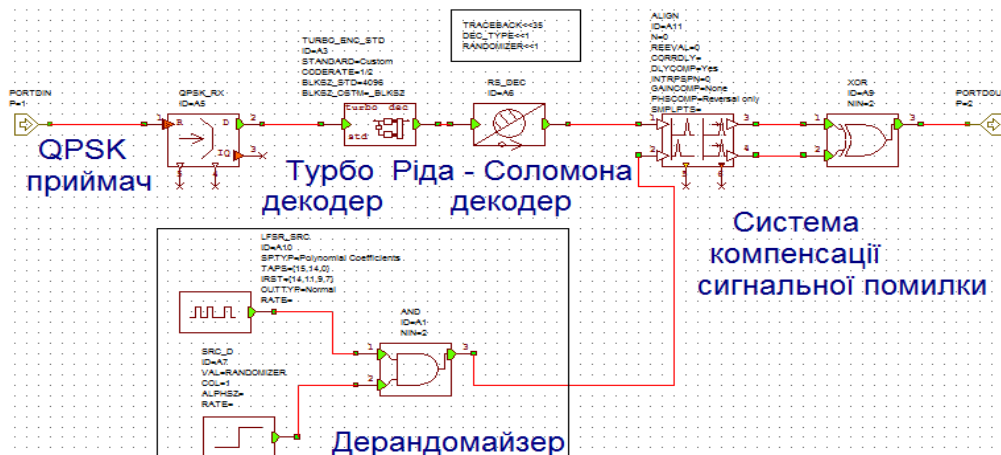


Рис. 17. Імітаційна модель приймальної підсистеми ТКС з каскадним каналним кодуванням

З метою визначення енергетичного виграшу каскадного кодування, проводилось імітаційне моделювання ТКК з каналним кодуванням в середовищі Visual System Simulator. Імітаційна модель телекомунікаційного каналу передавання з каскадним кодуванням (зовнішній кодер PC (255, 247), внутрішній кодер – турбокодер ( $L=1554$ ,  $R=1/2$ , 10 ітерацій, QPSK), зображена на рис. 16. В процесі моделювання приймалось, що частоти квадратурних генераторів на приймальному та передавальному боці узгоджені за фазою.

На рис. 18 наведено результати розрахунку залежності бітової помилки (BER) для представлених вище СКК від відношення сигнал/шум ( $E_b / N_0$ ) для AWGN каналу з різними швидкостями. Проводилось моделювання схеми каналу передавання інформації з метою визначення ЕВК за умов зміни швидкості кодування турбокодера для зазначеного коду

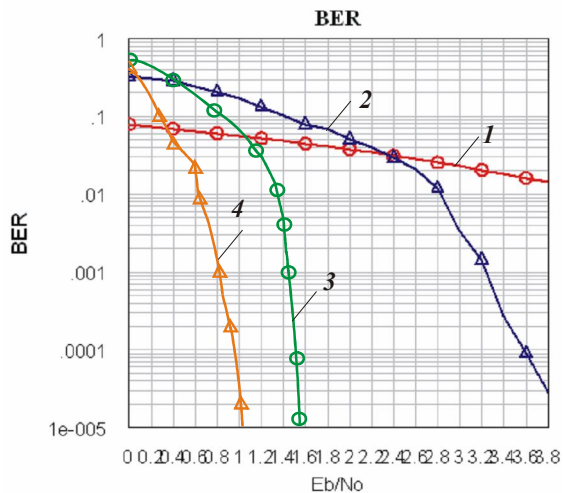


Рис. 18. Залежності бітової помилки BER від відношення  $E_b / N_0$  для AWGN каналу з каскадним турбо-кодуванням:  
 1 – без кодування (QPSK); 2 – КК: PC (255, 247), перемежувач, ЗК (171, 133), QPSK,  $R=1/2$ ;  
 3 – ТК:  $R=1/2$ , 4 – ТК:  $R=1/3$

ЕВК. В порівнянні з некодованою фазовою маніпуляцією (крива 1 на рис. 18) ЕВК  $\approx 8,5$ дБ для  $R=1/3$  і 7,9 дБ для  $R=1/2$  ( $BER=10^{-5}$ ).

На рис. 19 та рис. 20 представлено око-діаграму та констеляційну діаграму прийнятого сигналу.

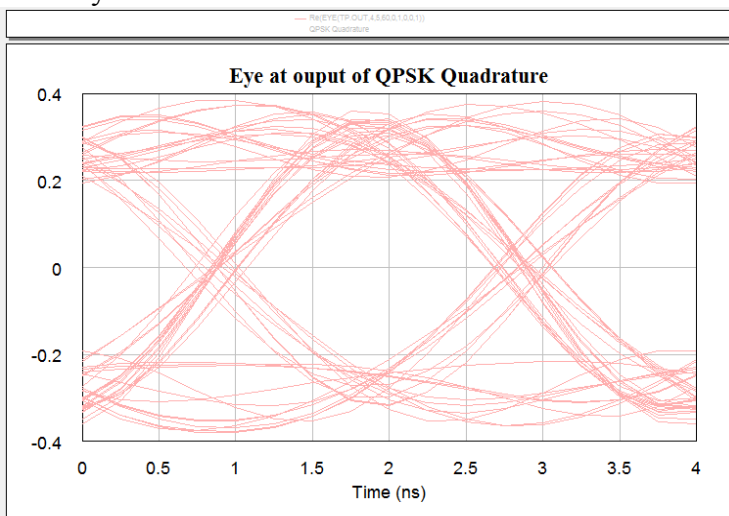


Рис. 19. Око-діаграма сигналу на приймальному боці каналу передавання інформації з каналним кодуванням отримана в результаті моделювання

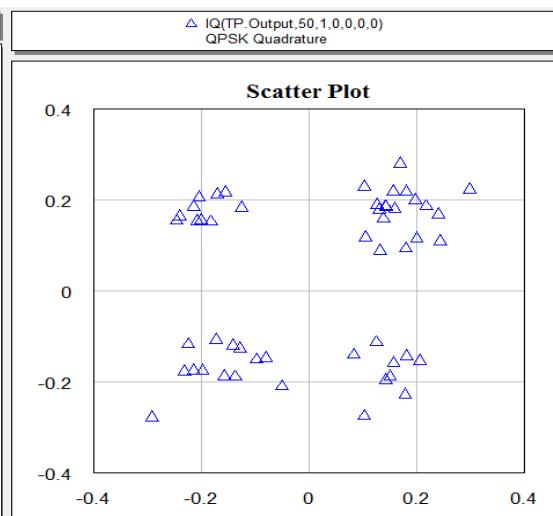


Рис. 20. Констеляційна діаграма сигналу на приймальному боці каналу передачі інформації

Вибір структури каналу передавання інформації слід здійснювати шляхом застосування каскадних кодів та каскадних турбокодів оптимальних до виправлення помилок, забезпечення надлишковості та швидкості кодування.

Отриманий результат можна використати для оцінки енергетичних показників та тактичних показників телекомунікаційних каналів передавання інформації. В роботі [17], при розрахунку енергетичних показників каналу передавання інформації, було використано класичну формулу яка встановлює зв'язок між потужністю передавальної та приймальної частини, а також розмірами антен, коефіцієнтами підсилення антен, довжиною хвилі випромінювання яка використовується у каналі зв'язку:

$$P_{\text{прм}} = \frac{P_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прм}} \cdot D}{4 \cdot \pi \cdot L^2},$$

де  $L$  – відстань між передавачем і приймачем;  $P_{\text{прд}}$  – потужність передавача,  $P_{\text{прм}}$  – потужність на виході приймача;  $D$  – коефіцієнт напрямленої дії антени.

Враховуємо, що  $D = \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2}$ ;  $G_{\text{прм}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot S_{\text{Е.прм}}}{\lambda^2}$ ;  $G_{\text{прд}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot S_{\text{Е.прд}}}{\lambda^2}$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі випромінювання;  $S_{\text{Е.прм}}$  і  $S_{\text{Е.прд}}$  – площа апертури приймальної антени та

передавальної антени, отримаємо:

$$L^2 = \frac{P_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прм}} \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot P_{\text{прм}}}. \quad (1)$$

Отриманий в роботі ЕВК сягав значень 2,3 – 3,1 дБ. Таким чином з (1) встановлюємо, що у випадку ЕВК при декодуванні на рівні 3,1 дБ потужність передавача зменшується майже в два рази. Крім того, дальність зв'язку збільшиться до 40 відсотків, а площа антен – до 30 відсотків. Такий результат корисний при проектуванні телекомунікаційних мереж 4-го та 5-го покоління і дозволяє на основі компромісу між описаними вище параметрами забезпечувати необхідну якість передачі інформації.

**Висновки.** 1. Запропоновано схему реалізації ТКК передачі даних на основі каскадної конструкції з використанням внутрішнього турбокоду, що дозволило суттєво знизити складність процесу декодування та порівняти її із складністю декодування згорткових кодів.

2. Досліджено можливості складових каскадного коду, шляхом визначення впливу структури СКК на величину ЕВК. Встановлено, що перевага каскадного коду в порівнянні із згортковим кодом проявляється при  $\text{BER} < 10^{-3}$ . Для дослідженої СКК типу: зовнішній код – Ріда-Соломона (255, 223), внутрішній код – згортковий (171, 133), BPSK, отримане значення ЕВК - 6,8дБ для рівня  $\text{BER} = 10^{-5}$ .

3. Описано принцип побудови кодового слова  $N$ -мірних конструкцій турбокодів. Розглянуто можливості вдосконалення схеми ітеративного декодера турбокоду. Результат дозволяє встановити, що у випадку фіксації коефіцієнтів масштабування вдається підвищити продуктивність декодера шляхом зменшення ймовірності бітової помилки.

4. Розроблено імітаційну схему та алгоритм дослідження ТКК з каскадним кодуванням на основі СКК: РС+ТК+QPSK. Запропонована схема дозволила отримати ЕВК на рівні 2,8дБ ( $\text{BER} = 10^{-5}$ ), в порівнянні з СКК на основі досліджених каскадних кодів: РС+ЗК.

5. Запропоновано схему та алгоритм роботи петлі регулювання системи синхронізації на основі банку поліфазних фільтрів при обробленні сигналів та мінімізації помилки за констеляційною діаграмою.

### Список використаної літератури

1. Boiko J. M. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels / J. M. Boiko, A. I. Eromenko // Communications. Science Publishing Group, USA. – 2014. – Vol. 2, No. 1. – P. 7-14. doi: 18.11648/j.com.20140201.12.

2. Бойко Ю. М. Можливості турбокодів щодо підвищення енергетичного виграшу в каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко // Зв'язок. – 2016. – №2. – С. 16-25.



3. Бойко Ю. М. Дослідження ефективності алгоритмів каналного кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, О. І. Пасічник // Зв'язок. – 2016. – №5. – С. 56-67.
4. Juliy Boiko. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems / Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan // TCSET'2012 IEEE, Feb., Lviv – Slavsko. – 2012. – PP. 257.
5. Бойко Ю. М. Способи підвищення завадостійкості оброблення сигналів з фазовою маніпуляцією у цифрових супутникових каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. Радіотехніка, електроніка та телекомунікації. – 2012. – № 6. – С. 144-156.
6. Franceschini M. LDPC coded modulations / M. Franceschini, G. Ferrari, R. Raheli // Springer Dordrecht Heidelberg London New York. – USA. – 2009. - P.195.
7. Банкет В. Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах / В. Л. Банкет. – Одеса : Фенікс, 2009. -180 с.
8. Шинкарук О. М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації: / О. М. Шинкарук, Ю. М. Бойко, І. І. Чесановський. – Хмельницький: ХНУ, 2011. – 231 с.
9. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теория та застосування : монографія / Я. М. Николайчук. – Тернопіль: ТзОВ "Терно-граф", 2012. – 392 с.
10. Boiko J. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures / J. Boiko, O. Eromenko // TCSET'2014 IEEE. Lviv – Slavske, 2014. – P. 431–433.
11. Boiko J. M. Solutions Improve Signal Processing in Digital Satellite Communication Channels / J. M. Boiko, A. I. Eromenko // 20th International IEEE conference on microwaves, radar and wireless communications. MIKON-2014. June, Gdansk – Poland. – 2014. – PP. 126-129.
12. Boiko J. M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation / J. M. Boiko // 23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, Sevastopol. – 2013. – PP. 262-263.
13. Shynkaruk O. Measurements of the energy gain in the modified circuit signal processing unit / Oleg Shynkaruk, Juliy Boiko, Oleksander Eromenko // TCSET'2016 IEEE, Feb., Lviv – Slavsko. – 2016. – PP. 582-585.
14. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник НТУУ «КПІ». Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – 2014. – № 58. – С. 55-66.
15. Бойко Ю. М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів супутникових засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю. М. Бойко // Вісник НТУУ «КПІ». Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – 2015. – № 61. – С. 91-107.
16. Бойко Ю. М. Розробка та аналіз модифікованих схем синхронізації блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій // Ю. М. Бойко, В. М. Ткачук // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2015. – №4. – С. 94-104.
17. Бойко Ю. М. Енергетичний розрахунок лінії передачі інформації супутник Meteor/Fengyun-Земля / Ю. М. Бойко, В. В. Мішан, А. А. Акуліничев, О. С. Бабіч // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2011. – № 1. – С. 124-130.

*Автор статті*

**Бойко Юлії Миколайович** – доктор технічних наук, професор кафедри телекомунікацій та радіотехніки, Хмельницький національний університет. Тел.: +380 (67) 934 99 60. E-mail: boiko\_julius@ukr.net

*Author of the article*

**Boiko Juliy Mykolayovych** – doctor of sciences (technical), professor of telecommunication and radio engineering department, Khmelnytskyi National University. Tel.: +380 (67) 934 99 60. E-mail: boiko\_julius@ukr.net

Дата надходження  
в редакцію: 25.09.2016 р.

Рецензент:  
доктор технічних наук, професор А. І. Семенко  
Державний університет телекомунікацій