

ІМІТАЦІЙНА РЕАЛІЗАЦІЯ СПОСОБІВ ЗАВАДОСТІЙКОГО КОДУВАННЯ/ДЕКОДУВАННЯ ПРИ ВИРШЕННІ ЗАВДАНЬ ПІДВИЩЕННЯ ВІРНОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ В СУПУТНИКОВИХ КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ

Розглянуто особливості використання завадостійкого кодування в супутникових каналах зв'язку з фазовою маніпуляцією з метою проведення оптимізації параметрів супутникової системи в цілому. Визначено вплив використання завадостійкого кодування на ефективність каналу супутникового зв'язку з фазовою маніпуляцією. Проведено дослідження та імітаційну симуляцію залежностей завадостійкості супутникового каналу зв'язку у випадку застосування процедур м'якого та жорсткого декодування по Вітербі. Досліджено можливості реалізації супутникового каналу передачі даних засобами імітаційного моделювання Matlab-Simulink

The features of the use of a hindrance is firmness code are considered in satellite communication channels with phase manipulation with the purpose of conducting of optimization of parameters of the satellite system on the whole. Certainly influence of the use of a hindrance is firmness code is on efficiency of satellite communication channel with phase manipulation. It is conducted research and imitation simulation of dependences of a hindrance is firmness of satellite communication channel in the case of application of procedures of the soft and hard decoding for Viterbi. Market abilities satellite channel of data are probed by facilities of imitation design of Matlab-Simulink.

Ключові слова: маніпуляція, кодування, когерентний демодулятор, бітова помилка.

Вступ

Завадостійке кодування є ефективним засобом підвищення вірності переданої інформації [1]. При постійній інформаційній швидкості, введення надлишковості під час кодування підвищує швидкість модуляції і розширює смугу використаних частот, зростає і ймовірність помилки в каналі, оскільки енергія кодового символу зменшується. Застосування коду тут виправдане якщо при декодуванні виправляється значна частина каналних помилок, у тому числі і додаткові помилки обумовлені надлишковістю. Завадостійке кодування знижує необхідне відношення сигнал-шум в каналі і дає енергетичний вигравш. Окрім розширення смуги частот при введенні кодування ускладнюється обладнання приймально-передавальних станцій. Вибір коду і алгоритму його декодування, що забезпечують заданий енергетичний вигравш, при невеликому розширенні смуги частот і допустимій складності, є одним з найважливіших завдань удосконалення методів і систем прийому і обробки інформації дистанційного зондування Землі та супутникової метеоінформації. Використання завадостійкого кодування, дозволить провести оптимізацію параметрів супутникової системи в цілому. В системах з обмеженою енергетикою, кодування дозволить зменшити необхідне відношення сигнал-шум, оптимальним чином розподілити потужність ретранслятора між каналами і збільшити число каналів. Вибір коду значною мірою визначається статистикою завад в каналі. В супутникових каналах з постійними параметрами поряд з флуктуаційними завадами діють завади від сусідніх каналів і стовбурів. Однак найбільший внесок дають флуктуаційні завади. Тому при розгляді питань кодування та моделювання супутникових каналів зв'язку, природним є використання двох моделей каналів: модель двійкового симетричного каналу яка добре апроксимує системи з BPSK і QPSK-модуляціями із незалежними помилками в каналах, та модель дискретно-безперервного каналу, коли вихід демодулятора представимо в квантованому вигляді і використаємо її для опису та моделювання методу декодування з м'яким/жорстким рішенням.

Слід зауважити, що в системах космічного та супутникового зв'язку переважне застосування мають згорткові коди і алгоритми декодування, в першу чергу, по максимуму правдоподібності (Вітербі). Таки висновки можна зробити з наступних міркувань: канали зв'язку в цих системах наближені по своїм властивостям до каналів з білим гаусовим шумом і є симетричними каналами без пам'яті. Аналіз літературних джерел [1– 3], дозволяє констатувати що для подібних систем характерні жорсткі обмеження по потужності переданого сигналу, отже для них є важливим здійснення найбільш ефективного кодування та декодування, яке дозволить зменшити ймовірність помилок на декодований інформаційний символ при малому енергетичному потенціалі. Для істотного покращення завадостійкості при використанні згорткових кодів слід збільшити швидкість передавання символів, а отже, і ширину смуги, наприклад, в 2 рази при відносній швидкості передачі коду 1/2 або в 4/3 рази при відносній швидкості 3/4. Таким чином, застосування загорткових кодів буде особливо вигідним в супутникових системах зв'язку, енергетичний потенціал яких обмежується потужністю бортового ретранслятора, тобто в каналах, де визначальним фактором є обмеження потужності, а ні смуги частот. В системах з обмеженою енергетикою кодування дозволяє зменшити необхідне відношення сигнал-шум, оптимальним чином розподілити потужність ретранслятора між каналами і збільшити кількість каналів. Велика затримка на трасах поширення в цифрових супутникових системах зв'язку не дозволяє використовувати для підвищення вірності системи з атозапитом (з зворотнім каналом), в яких код використовують для виявлення помилок. Саме ці обставини обумовили використання в системах супутникового зв'язку згорткових кодів які вирішують задачу

безпосереднього виправлення помилок.

Перед побудовою функціональної схеми супутникової системи зв'язку з завадостійким кодуванням зауважимо, що вибір коду і алгоритму його декодування визначається цілою низкою вимог. До них відносяться виграш від застосування кодування (енергетичний виграш або виграш по ймовірності помилки в символах, що надходять до отримувача), допустима надлишковість коду, складність і швидкодія кодера і так далі. Важливі також питання узгодження кодера і модему. Саме ці питання будуть дослідженні у статті.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та побудова функціональної схеми супутникової системи зв'язку з завадостійким кодуванням

В даний час при передаванні цифрових даних в супутникових каналах зв'язку застосовують фазову маніпуляцію (BPSK, QPSK) і когерентне приймання [1,2]. Наприклад при двопозиційній фазовій маніпуляції (BPSK) символ «1» передається з початковою фазою 0, при передачі символу «1» – з фазою π . Опорна несуча, необхідна для когерентного приймання [2], в демодуляторах, виділяється, як правило, з прийнятого сигналу. При цьому в опорному генераторі може спорадично виникати неоднозначність фаз, що в кінцевому рахунку призводить до виникнення «зворотної роботи», коли усі символи «1» приймаються як «0», а всі символи «0» – як «1», тобто виникає ефект негативу. Отже, передача фазоманіпульованих сигналів у супутникових каналах зв'язку з неоднозначністю, вимагає застосування спеціальних мір для усунення негативу. Відносно фазоманіпульованого сигналу, цю задачу можна вирішити застосуванням відносної фазової маніпуляції (ВФМ) [3]. В каналах з квадратурною маніпуляцією, як було показано у роботі [7], стабільність квадратурних опор при демодуляції можна забезпечити застосуванням високостабільних квадратурних синтезаторів частот на двочастотних кварцових генераторах (ДКГ) з поточною ідентифікацією теплового стану кварцового резонатора та DDS – цифрового синтезатора прямого синтезу (Direct Digital Synthesis).

Визначимо підходи для розв'язання питань неоднозначності фази в каналах із завадостійким кодуванням. Тут слід зазначити, що аналогічний спосіб який допускає використання кодів із виправленням помилок в каналах з фазовою неоднозначністю, ґрунтується на застосуванні зовнішнього відносного кодування. При цьому кодер завадостійкого коду повинен бути прозорим для неоднозначності, тобто повинен мати властивості інваріантності по відношенню до операцій інвертування коду. Безпосередньо, це означає наступне, якщо значення вхідних символів змінилось на протилежне, то комбінована вхідна послідовність також інвертується. Тоді, можна уявити, що у випадку супутникового каналу зв'язку з BPSK інверсія каналних символів, яка обумовлена поворотом фази опорної несучої на π , повинна призводити до інверсії усіх декодованих символів на виході декодера. Тоді умову прозорості згорткових кодів з відносною швидкістю $R=1/2$, декодованих по алгоритму Вітербі (розглянемо нижче), для двійкових кодів можна представити:

$$\sum_{S=0}^v G_S^{(i)} = 1, \quad (1)$$

де $G(X)$ – породжуючий поліном; v – максимальна степінь $G(X)$; $i = 1; 2$ – номер полінома $G(X)$; \sum – тут використовуємо як позначення додавання за модулем 2.

Коротко пояснимо вираз (1), який означає, що кількість одиниць в кожному породжуючому багаточлені двійкового загорткового прозорого до інверсії коду, повинно бути непарним [3]. Тому послідовність на виході кодера, яка складається повністю з символів 1, породжує послідовність на виході декодера, яка також повністю складається з символів 1. В цьому випадку зміна полярності усіх символів на виході декодера призведе лише до зміни полярності символів на виході декодера. При використанні кодів такого типу згорткову систему кодування – декодування слід доповнити різницевим (відносним) кодуванням – декодуванням і після цього сформулювати функціональну схему прозорого згорткового кодування систем супутникового зв'язку з фазоманіпульованими сигналами рис. 1.

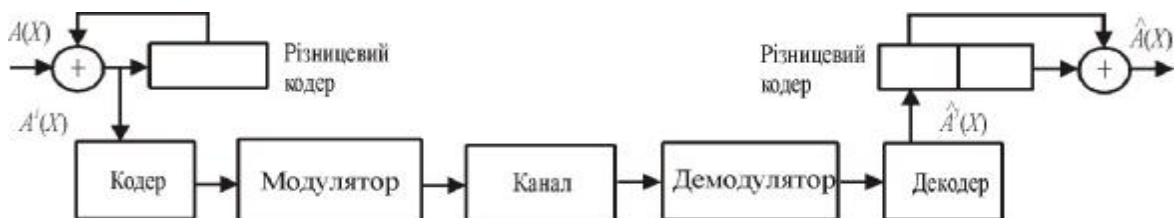


Рис. 1. Схемна реалізація способу зовнішнього відносного кодування в супутниковому каналі зв'язку із неоднозначністю

Такий підхід призводить до правильної полярності декодованих даних. Різницевий кодер відображає послідовність даних $A(X)$ в послідовність $A'(X)$, в якій полярність символу, яка відповідає символу 1 в $A(X)$, змінюється по відношенню до попередньої, а полярність символу, яка відповідає 0 в $A(X)$, залишиться незмінною. Якщо в каналі не змінюється полярність переданої послідовності, то

поновлення послідовності $\hat{A}'(X)$ співпадає з $A'(X)$ і $\hat{A}(X)$ співпадає з $A(X)$. Якщо в каналі змінюється полярність переданих даних, то при використанні прозорого коду можна гарантувати, що послідовність $\hat{A}'(X)$ буде співпадати з $A'(X)$. Отже, при використанні прозорого коду полярність символів визначається автоматично в різницевому декодері, який має дві комірки в регістрі зсуву. Слід зауважити, що в різницевому декодері одна вихідна помилка може призвести до треку з двох помилок (спарених) на виході різницевого декодера (подібно до методу фазо різницевої маніпуляції). Використавши дані імітаційного моделювання рис. 2, а також дані літературних джерел [2], наведемо основні характеристики прозорих загорткових кодів для супутникових каналів зв'язку з фазовою маніпуляцією і кількістю фаз $M = 2$ і 4 [5] при швидкості коду $R = 1/2$ табл. 1. Тут l – пам'ять коду ($l = k \max_{i,j} [\deg g_{i,j}(x) + 1]$), $i \deg g_{i,j}(x)$ – степінь породжуючого багаточлену для кодових символів i, j ; d_{\min} – величина мінімальної кодової відстані [3]; $\eta = 10 \lg R \cdot d_{\min}$ – асимптотичне значення енергетичного виграшу від кодування в дБ (ЕВК). Породжуючий багаточлен $G(X)$ представимо о восьмеричній формі.

Таблиця 1

Характеристики прозорих згорткових кодів для систем супутникового зв'язку з BPSK і QPSK

№	M	R	$G_1(X), G_2(X)$	l	d_{\min}	η , дБ
1			13,15			4,77
2			25,37			4,77
3	2	1/2	61,73	4567	66810	6,02
4			133,171			6,99
5						
6			23,32			3,01
7	4	1/2	212,113	588	488	6,02
8			212,131			6,02

Реалізація згорткового кодера засобами Matlab Simulink показана на рис 2.

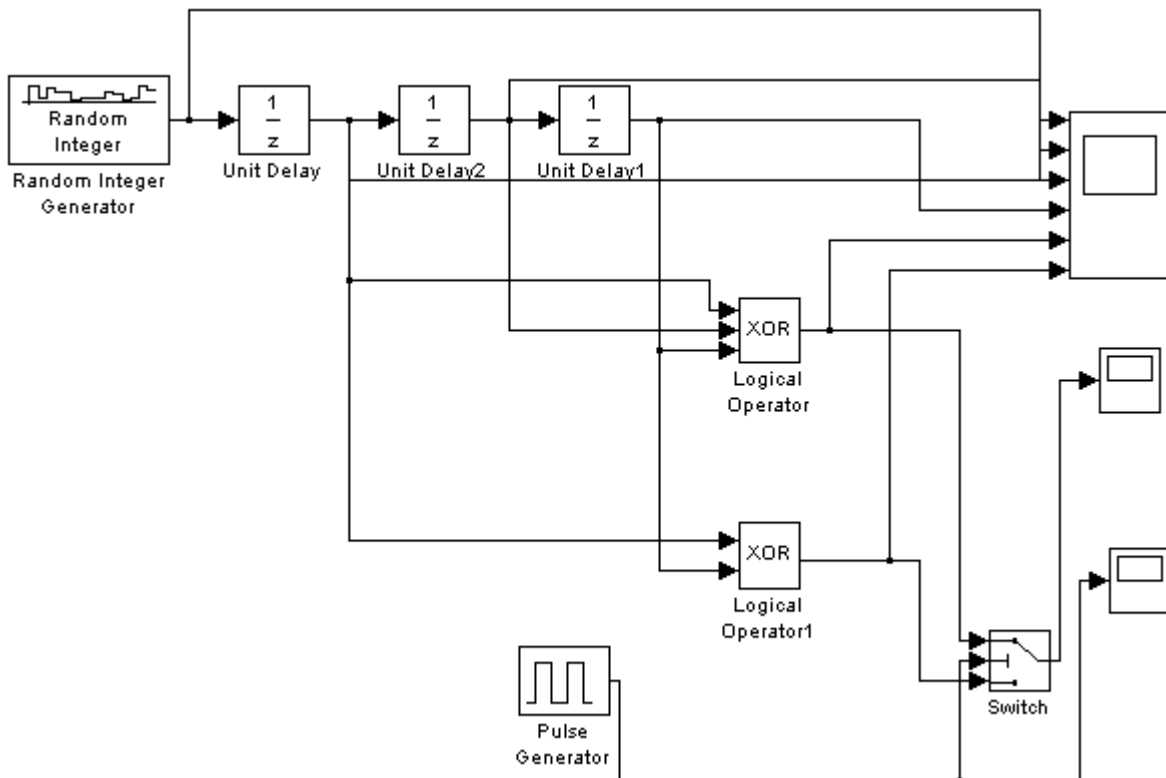


Рис. 2. Simulink-реалізація загорткового кодера

На рис. 2 імітаційна схема згорткового кодера із швидкістю кодування $R = 1/2$ і довжиною кодового обмеження $k=3$. Кодер реалізовано з допомогою трьох регістрів зсуву (реалізовані на елементах затримки Delay), і двох суматорів по модулю 2. Комутар (Switch) дискретизує виходи за модулем 2, в результаті

формується пара кодів символів, які утворюють кодове слово, пов'язане із вхідним бітом. Подібну процедуру слід проводити для кожного вхідного біта рис. 3. Отже, імітаційну модель згорткового кодера на рис. 2 як кінцевий автомат з пам'ятю можна описати діаграмою стану рис. 4, яка показує, що кодер може знаходитися у одному з чотирьох станів $S_1 S_2 = (00, 10, 11, 01)$. Діаграму представимо у вигляді спрямованого графу який містить усі стани, та описує можливі переходи з одного стану в інший, а також символи виходів кодера які супроводжують ці переходи рис. 4.

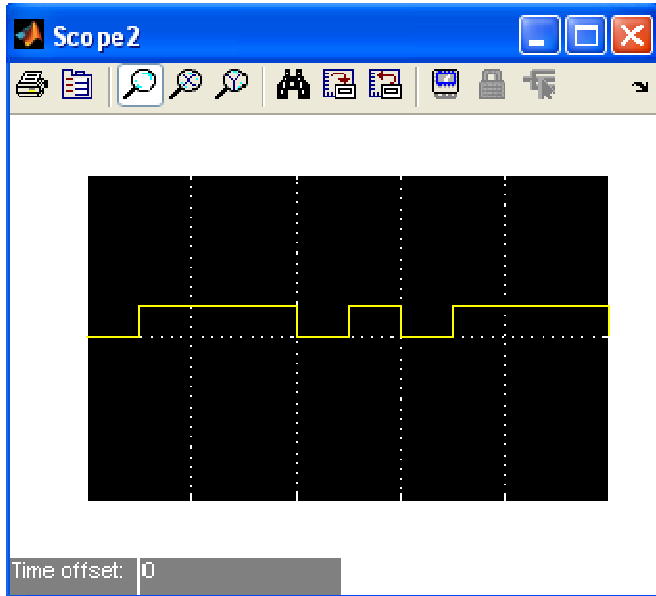


Рис. 3. Кодова послідовність на виході загорткового кодера

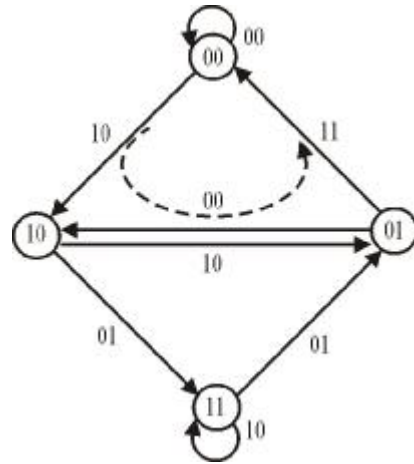


Рис. 4. Діаграма стану загорткового кодера

В кружках показано стани кодера, стрілками можливі переходи, а коло стрілок показано символи на виході кодера які відповідають кожному переходу. Для розрахунку завадостійкості використовуємо модифіковану діаграму рис. 5., яку отримують роз'єднавши вихідну діаграму у стані 00.

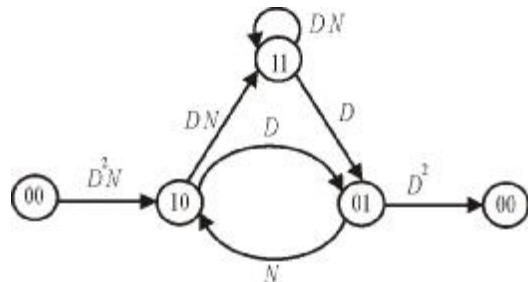


Рис. 5. Модифікована діаграма згорткового кодера

Переходи маркуємо змінними $D^k N^l$, де k – кількість одиниць в наборі символів, які відповідають даному переходу; $l = 0$, якщо перехід відповідає приходу на вхід інформаційного символу 0; і $l = 1$ якщо на вхід приходять символ 1. Наприклад, переходу з стану 00 у стан 10, відповідає набір символів $v^{(1)} v^{(2)} = 11$ рис. 5. Цей перехід на діаграмі показано $D^2 N$.

Множина шляхів на діаграмах, які виходять з стану 00 і повертаються в цей стан описують породжуючою функцією загорткового кодера $T(D, N)$. Вона визначається як функція передачі графа модифікованої діаграми. Для діаграми на рис. 5 отримаємо: $T(D, N) = D^5 N / (1 - 2DN)$. Проведемо ділення та отримаємо сукупність шляхів, які представлено наборами формальних змінних: $T(D, N) = D^5 N \cdot 2D^6 N^2 + \dots 2^m D^{(5+m)} \cdot N^{(1+m)}$. Цей запис означає що є один шлях вагою 5, який обумовлено надходженням на вхід кодера одного символу 1 (штрихова лінія на рис. 4), два шляхи вагою 6 з двома одиницями. Для практично реалізованих загорткових кодів нижче приведемо результати імітаційного та чисельного моделювання з допомогою засобів середовища Matlab.

Розгляд питань завадостійкості і ефективності супутникових систем зв'язку почнемо з розгляду процедур декодування загорткових кодів в каналі з фазовою маніпуляцією. Зазначимо, що вище були намічені основні критерії щодо вибору методу декодування в подібних каналах. Проведений аналіз вказує, що найбільш вигідним як з точки зору отримання енергетичного виграшу (по ймовірності помилки в символах), допустимій надлишковості коду, складності і швидкодії декодера, мають алгоритми декодування по максимуму правдоподібності, а саме алгоритму Вітербі [3]. Декодування по цьому алгоритму полягає у відслідковуванні по кодовій решітці шляху з максимальною апостеріорною ймовірністю. При декодуванні

вибирають таку послідовність сигналів $\hat{S}_L = (\hat{S}_0, \hat{S}_1, \hat{S}_2, \hat{S}_3, \dots, \hat{S}_{L-1})$ де L – довжина послідовності, яка забезпечує мінімум суми:

$$МП = \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{i=1}^N \left(Z_t^i - \hat{S}_t^i \right)^2 = \min. \quad (2)$$

яку називають метрикою декодованого шляху. У формулі (2) $Z_L = (Z_0, Z_1, Z_2 \dots Z_{L-1})$ – послідовність яка надходить на вхід декодера, причому вона подібно до послідовності яка вибирається, представлена набором координат в N – мірному просторі. Метрика шляху містить в якості складових метрики гілок:

$$МП = \sum_{t=0}^{L-1} MB_t, \text{ де метрики гілок } MB_t = \sum_{i=1}^N (Z_t^i - \hat{S}_t^i)^2. \text{ Періодична структура решітчастої діаграми значно}$$

спрощує порівняння і вибір шляхів у відповідності з правилом мінімізації метрики шляху. У відповідності з алгоритмом Вітербі порівняння і відкидання відрізків шляхів виконується періодично на кожному кроці декодування. В кожному стані решітчастої діаграми виконуються наступні операції: складання метрик попередніх станів з метрикою відповідних гілок; порівняння метрик вхідних шляхів; вибір шляхів з найменшими метриками, величини яких використовуються як метрики станів на наступних кроках декодування. Причому, якщо в якості метрики використовують відстань Хеммінга (d_{\min}), відбувається декодування із жорстким рішенням. Тут кожному символу на виході демодулятора відповідає одне з значень: 0 або 1. У випадку декодування із м'яким рішенням, кожен символ на виході демодулятора кантується. Величина квантованого рівня визначається довірчою ймовірністю. При декодуванні з м'яким рішенням в якості оптимального шляху обирають шлях з максимальною сумарною метрикою, що відповідає максимальній накопиченій довірчій ймовірності. Структурна схема декодера призначеного для роботи з демодулятором QPSK і що реалізує такий алгоритм, може бути зображена рис. 6.

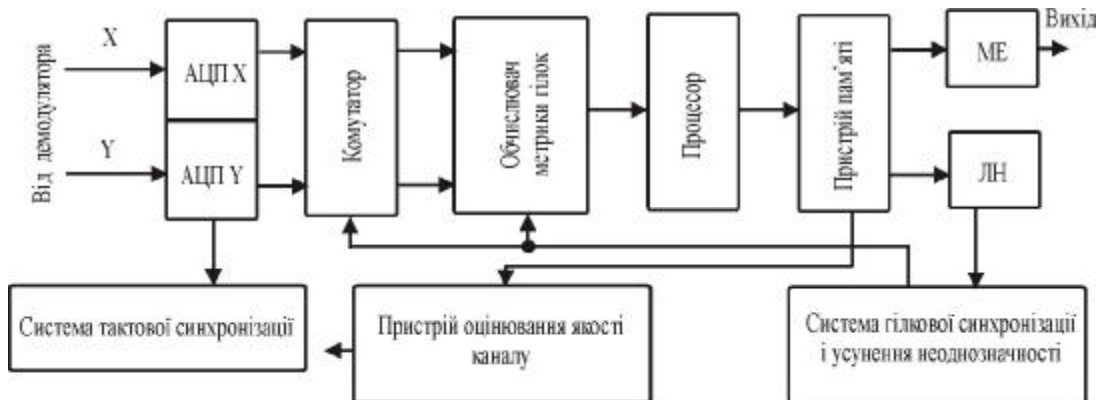


Рис. 6. Структурна схема декодера Вітербі призначена для роботи з QPSK-демодулятором

Декодер складається з аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) в каналах x і y , обчислювача метрик гілок, процесора, пристрою пам'яті відкинутих шляхів і мажоритарного елемента (МЕ). Також до складу схеми входять система тактової синхронізації, система гілкової синхронізації і усунення неоднозначності фази демодулятора і перфоратора (при використанні перфорованих кодів) разом з логікою неоднозначності (ЛН), а також пристрій оцінки якості каналу.

Проведемо імітаційне моделювання використавши зазначені вище моделі супутникових каналів передачі даних. Розглянемо спочатку питання доцільності введення в супутниковий канал передачі даних пристрою загорткового кодування. Показником ефективності кодування тут може виступити енергетичний вииграш, який отримується при кодуванні і може бути визначений як різниця між відношенням сигнал/шум при не кодованій передачі $h_{0нк}^2$ і кодованій $h_{0к}^2$ передачі, яке забезпечує однакове відношення ймовірності помилки Bit Error Rate (BER) [4].

$$h = h_{0нк}^2 - h_{0к}^2. \quad (3)$$

На рис. 7 графіки завадостійкості квадратурної фазової маніпуляції при відсутності завадостійкого кодування (крива QPSK) і використання згорткового кодування (крива QPSK& Convolutional) отримані засобами Matlab BERTool. Відношення сигнал/шум позначене E_b / N_0 .

Аналіз кривих на рис. 7 однозначно вказує на ефективність введення завадостійкого кодування, при відношенні сигнал/шум 10^{-4} енергетичний вииграш в супутникових каналах з QPSK та згортковим кодуванням складає порядка 4 дБ.

Визначимо ефективність використання в супутниковому каналі з завадостійким кодуванням та QPSK модуляцією способів декодування по максимуму правдоподібності на основі розглянутого вище алгоритму Вітербі.

Складемо Simulink-схему системи передавання інформації використовуючи модель двійкового симетричного каналу з QPSK – модуляцією. В якості каналу зв'язку використаємо AWGN-канал який додає білий шум Гауса до вхідного сигналу. Джерелом інформаційного потоку виступить генератор випадкових чисел Bernoulli Random Binary Generator, згортковий кодер Convolutional Encoder, QPSK-модулятор та демодулятор і декодер Viterbi який може працювати як у «жорсткому» так і у «м'якому» режимі декодування.

Результати моделювання схеми представлено на рис. 8 у вигляді симуляції залежностей завадостійкості у випадку застосування процедур м'якого та жорсткого декодування по Вітербі із допомогою інструмента Matlab BERTool.

Отримані результати дозволяють зробити наступні висновки: використання м'якого декодування загорткових кодів при

$E_b / N_0 = 10^{-2} \dots 10^{-3}$ дає додатковий приріст ЕВК до 2 дБ. Найбільш раціональним є введення м'якого рішення при декодуванні по алгоритму Вітербі (Soft на рис. 9). Складність декодера зростає при цьому незначним чином. Складність декодерів при введенні м'якого декодування зростає практично в $\log_2 Q$ разів (Q – число рівнів квантування). Тому часто при декодуванні обмежуються компромісним рішенням, використовуючи режим роботи із стираннями ($Q = 4$), що дає збільшення ЕВК близько 1 дБ при невеликому ускладненні декодера. В каналах з когерентною фазовою маніпуляцією і неоднозначністю фази доцільне застосування прозорих до неоднозначності кодів. Це дозволяє істотно понизити втрати ЕВК при стрибках фази опорної несучої.

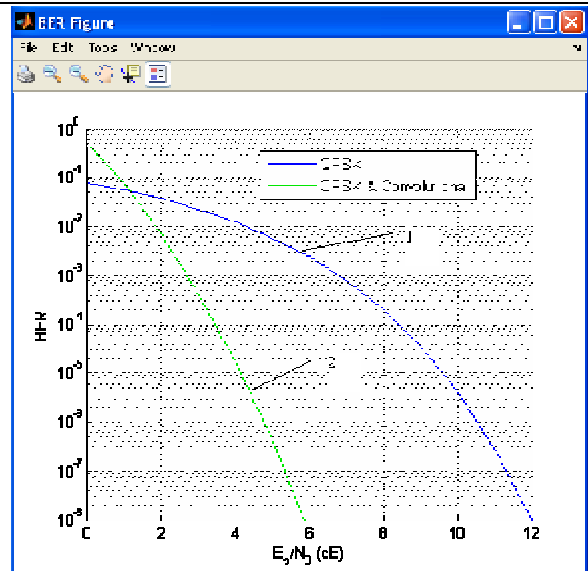


Рис. 7. Криві завадостійкості квадратурної фазової модуляції за відсутності (1) та наявності завадостійкого кодування (2)

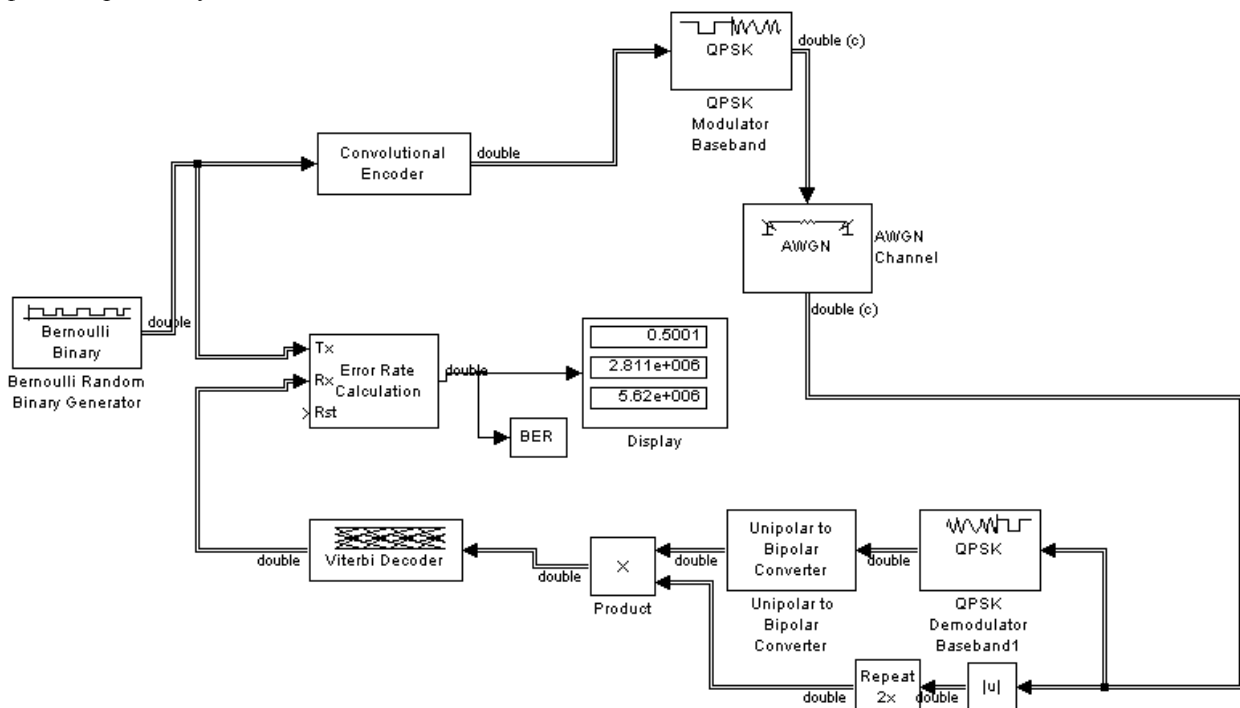


Рис. 8. Simulink-модель двійкового симетричного каналу з QPSK – модуляцією та згортковим кодуванням

Важливим питанням проектування супутникової системи передавання інформації є питання завадостійкості та ефективності системи з кодуванням.

Групові властивості загорткових кодів дозволяють розрахувати завадостійкість, використовуючи як передану будь-яку з кодових послідовностей, наприклад повністю нульову. Для аналізу завадостійкості використовують поняття помилкової події: найближчий до переданого (див. рис. 5) шлях, який віддалений від нього на величину, рівну вільній відстані коду. Якщо в каналі стануться помилки, кратність яких перевищує виправну здатність коду, декодер максимальної правдоподібності вибере помилковий шлях. Така подія призведе до помилок в одному або декількох інформаційних символах на виході декодера. При малому рівні шуму помилкові події відбуваються рідко. Аналіз структури помилкових подій проводять з

допомогою модифікованої діаграми станів. На модифікованій діаграмі помилкові події представляють усіма можливими переходами з одного крайнього стану у інший, а породжуюча функція $T(D, N)$ є формальним перерахунком таких шляхів. Тоді, якщо визначити похідну породжуючої функції по N , отримаємо:

$$\frac{dT(D, N)}{dN} \Big|_{N=1} = \sum_k c_k D^k . \quad (4)$$

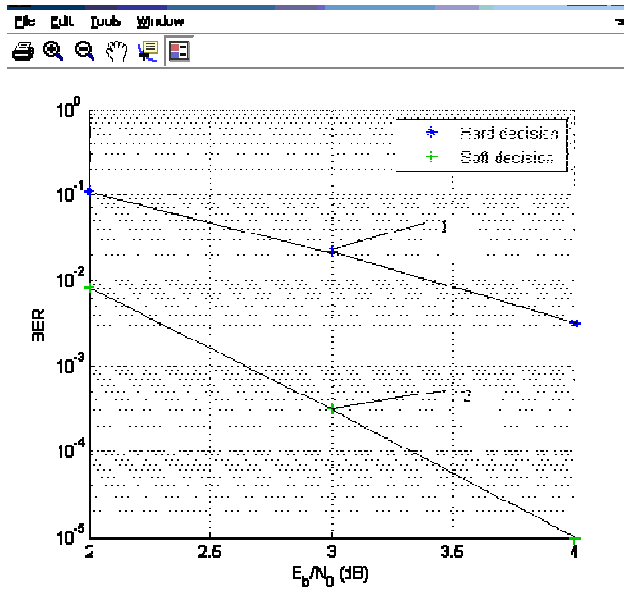


Рис. 9. Залежності завадостійкості системи зв'язку з фазовою маніпуляцією та загортковим кодуванням у випадку декодування по Вітербі, де (1) – жорстке рішення; (2) – м'яке рішення

Набір коефіцієнтів c_k при $k \geq d$ називають спектром ваг згорткового коду. Він показує сумарну кількість помилок на виході декодера максимальної правдоподібності. Таким чином, розрахунок ймовірності помилкового відтворення двійкового символу на виході декодера зводиться до обчислення спектру ваг відповідно до виразу (4), розрахунку ймовірності помилкового вибору шляху з формули:

$$P_k = Q \left(\sqrt{\frac{2 \cdot k \cdot R \cdot E_b}{N_0}} \right), \quad (5)$$

де $E_b / N_0 = h_0^2 = \frac{P_c \cdot T}{N}$ – відношення сигнал/шум, k – кількість символів коду; N_0 – спектральна щільність шуму, R – швидкість коду, P_c – середня потужність сигналу, T – тривалість символу, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot p}} \int_x^\infty \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$ – доповнення інтегралу ймовірності до одиниці; і подальшому обчисленню за формулою:

$$p \leq \sum_{k=d}^{\infty} c_k \cdot P_k \quad (6)$$

Проведений аналіз способів кодування та декодування у системах супутникового зв'язку дозволяє сформулювати узагальнену структурну схему супутникової системи зв'язку із завадостійким кодуванням рис. 10.

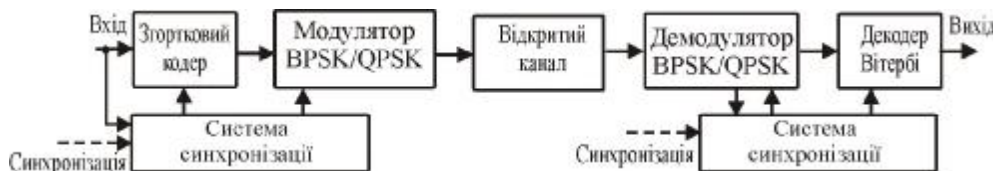


Рис. 10. Структурна схема супутникової системи передачі інформації

Дослідження можливостей реалізації супутникового каналу передачі даних засобами імітаційного моделювання Matlab-Simulink

У відповідності до структурної схеми рис. 10, на рис. 11 представлена Simulink-модель супутникової системи передавання інформації. В каналі використано QPSK-модуляцію та згорткове кодування із швидкістю $R = 2/3$ і декодер Вітербі, який реалізує м'який та жорсткий алгоритми

декодування. В якості каналу передачі даних використано відкритий канал (Free Space) параметри якого задано у відповідності до орбіти супутника METOP рис. 12 [6].

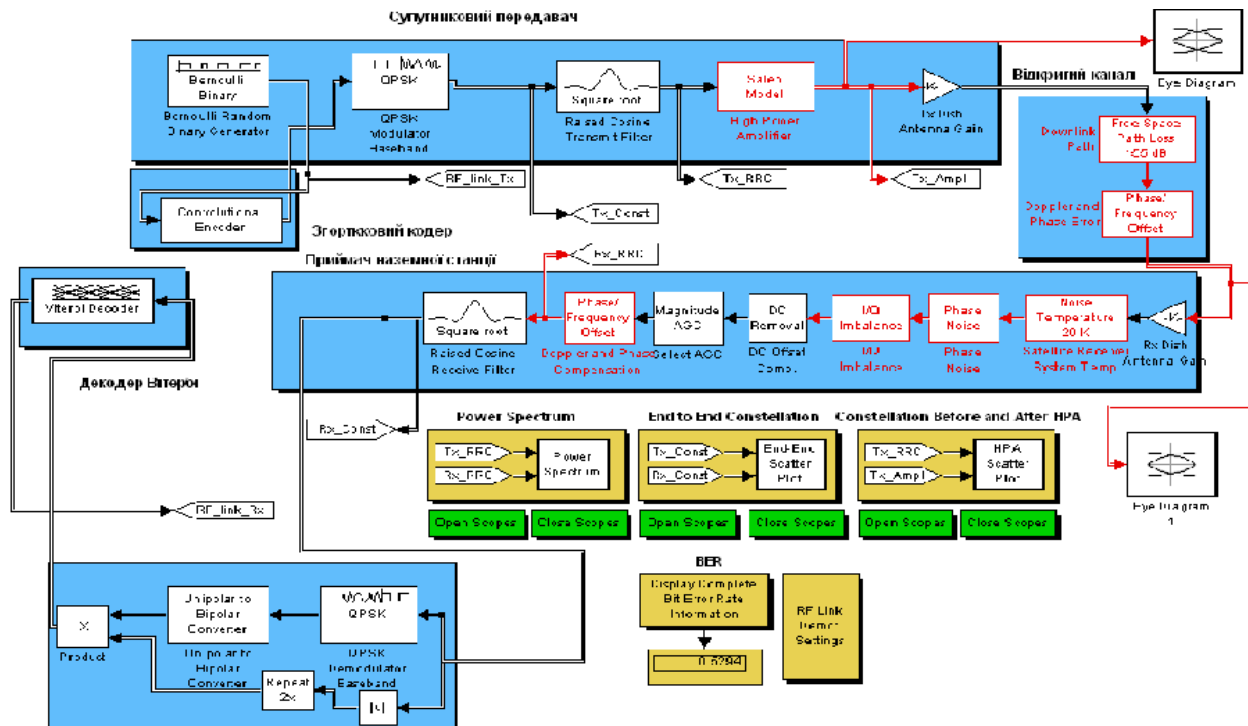


Рис. 11. Simulink – модель супутникової системи передавання даних

Супутник рухається по полярній орбіті висотою 800 км, частота несучої 1.7 ГГц. Simulink модель дозволяє визначити вплив адитивної складової завдань на сформований у передавачі супутникової станції сигнал, шляхом використання нелінійної підсистеми на основі High Power Amplifier-моделі (Saleh, Ghorbani, Rapp-model). Фазова та частотна нестабільність каналу передачі інформації і зокрема за рахунок ефекту Доплера, оцінюється підсистемою Phase/Frequency Offset, зміна шумової температури приймача наземної станції здійснюється підсистемою Noise Temperature, вплив нестабільності квадратурних опор при QPSK-демодуляції визначається підсистемою I/Q Imbalance. Перехід від процедур м'якого та жорсткого декодування по Вітербі проводиться з допомогою блоку Viterbi Decoder.

У відповідності до заданих параметрів проводилась симуляція роботи супутникової системи.

Результати досліджень Simulink-моделі на даному етапі зводились до підтвердження ефективності вибраного алгоритму декодування. Зокрема застосування м'якого рішення при кодуванні за алгоритмом Вітербі, в системі супутникового зв'язку між наземною станцією та супутником Metop дозволяє зменшити ймовірність бітової помилки в 1.5 рази (при заданих початкових умовах: шумова температура 295 K [6], відсутність фазових та частотних спотворень тощо; визначалось показами дисплею BER Measurements). Нижче на рис. 13 представлено спектр передачу сигналу на вході та виході супутникового передавача, constellation-діаграми на приймальному та передавальному боці супутникового каналу рис. 14 а, б. Зміну сузір'я (constellation-діаграми) оцінюємо інструментом EVR. Величина вектора помилки Error Vector Magnitude (EVM) (іноді її також називають помилкою сузір'я) це блок, що використовується для кількісної оцінки функціонування цифрового радіопередавача або приймача.

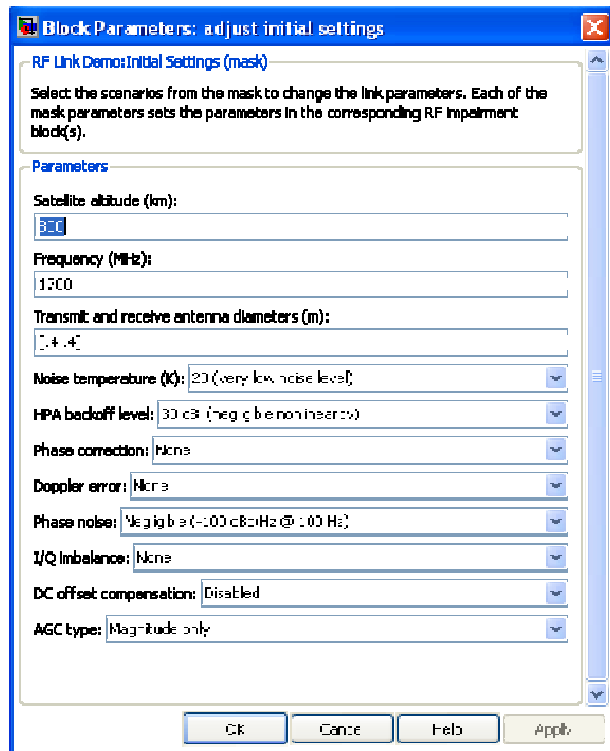


Рис. 12. Параметри підсистеми відкритого каналу

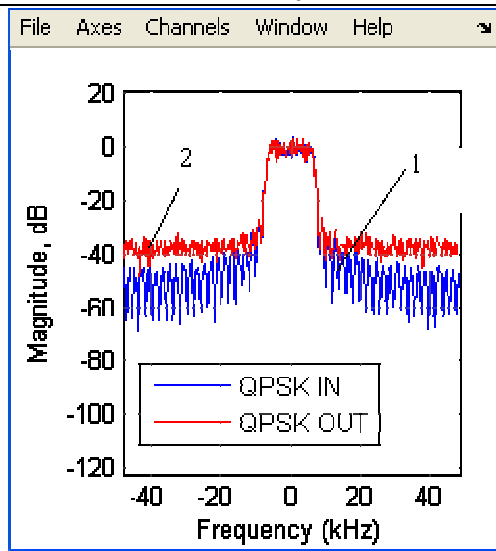


Рис. 13 Спектр сигналів: 1 – супутниковий передавача; 2 – приймач наземної станції

Сигнал, посланий ідеальним передавачем або отриманий приймачем, буде точки сузір'я саме в ідеальних місцях, проте є різні недоліки в реалізації (наприклад, виток носіїв, низький коефіцієнт відхилення зображення, фазовий шум і т.д.) під впливом яких фактичні точки сузір'я відхилятися від ідеальних місць. Модуль вектора помилки (EVM) представляє собою відстань між координатами ідеального і реально виміряного символів. Дослідження показали, що коли інтерференційні спотворення присутні в супутниковому каналі з QPSK модуляцією, то сузір'я є більш розмитим (31,3%), ніж при їх відсутності (26,6%), що підтверджують показники EVM дисплею [4]. На рис. 15 показана око-діаграма сигналу на приймальному боці супутникового каналу зв'язку.

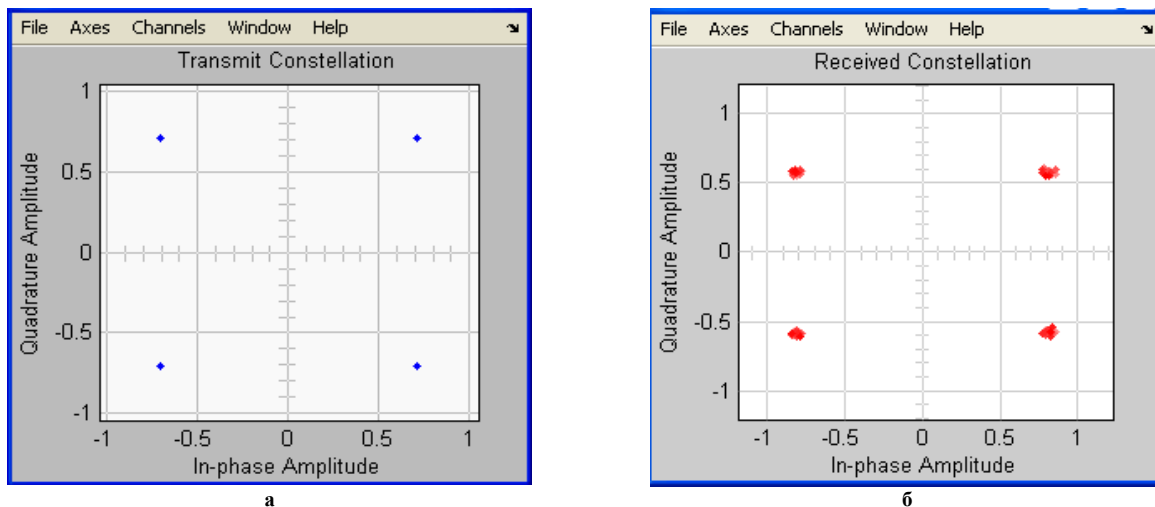


Рис. 14. Constellation-діаграми: а – супутниковий передавача; 2 – приймач наземної станції

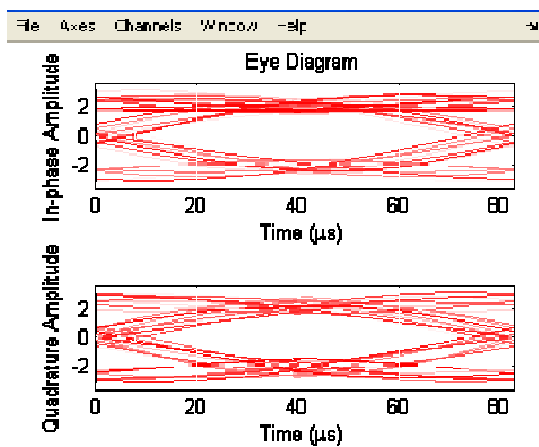


Рис. 15. Око-діаграма сигналу на приймальному боці супутникового каналу

Важливою характеристикою методів формування сигналів в цифрових супутникових системах зв'язку (ЦССЗ) є розкид моментів перетину реалізацій сигналів нульового рівня на око – діаграмі (так званий джитер). Оскільки за цими моментами в демодуляторі формуються імпульси для роботи системи тактової синхронізації, то джитер безпосередньо визначає її завадозахищеність. Оцінка джитера буде проведена в наступних роботах.

Слід окремо зазначити, що кодек завадостійкого коду складається з кодера і декодера, систем синхронізації і пристроїв узгодження з модемом (рис. 10). Системи синхронізації формують синхрослдовності, необхідні для роботи кодера і модему. В багатьох випадках синхросигнали виділяють з інформаційних послідовностей як на передавальному, так і на приймальному боці. Окрім тактової синхронізації, яка часто виконується об'єднаною для кодера-модему, при використанні згорткового кодування необхідна синхронізація по гілках.

Висновки

- в системах космічного та супутникового зв'язку переважно застосовують згорткові коди і алгоритми декодування, в першу чергу, по максимуму правдоподібності (Вітербі);
- при розгляді питань кодування та моделювання супутникових каналів зв'язку, використовують модель двійкового симетричного каналу яка добре апроксимує системи з (BPSK) і (QPSK) із незалежними помилками в каналах та модель дискретно-безперервного каналу, коли вихід демодулятора представляють в квантованому вигляді і використовують для опису та моделювання методу декодування з м'яким/жорстким рішенням.;
- використання у супутниковому каналі зв'язку з фазовою маніпуляцією завадостійкого кодування підвищує енергетичний виграш;
- найбільш раціональним, при виконанні процедур декодування, в супутникових каналах зв'язку є введення м'якого рішення при декодуванні по алгоритму Вітербі;
- з допомогою Simulink – моделі системи супутникового зв'язку можна дослідити вплив адитивних та мультиплікативних складових завад на вірність переданої інформації.

Література

1. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.В. и др. – М. : АСТ, 2006. – 403 с.
2. Фалько А.И. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Фалько А.И., Банкет В.Л., Ивашенко П.В. ; под. ред. А.Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 304 с.
3. Банкет В.Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.
4. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації / Ю.М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький . – 2011. – № 1. – С. 99–103.
5. Бойко Ю.М. Питання визначення завадостійкості передачі інформації супутникової системи Meteor/Fengyun / Ю.М. Бойко // IV Всеукраїнська науково-практична конференція: Освітньо-наукове забезпечення діяльності правоохоронних органів і військових формувань України. Національна академія Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького, 2011. – С. 61–63.
6. Бойко Ю.М. Систематизація показників розрахунку енергетичного бюджету лінії "Супутниковий ретранслятор Meteor/Fengyun – наземна станція" / Ю.М. Бойко // IV-й Міжнародний радіоелектронний форум: прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку" ММФ-2011. 19–20 жовтня, ХНУРЕ, Харків, 2011. – Т. 1. – Ч. 2. – С. 42–46.
7. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems// TCSET'2012 IEEE. 21-24 February, Lviv – Slavske.

Надійшла 22.11.2011 р.
Рецензент: д.т.н. Марченко В.Л.