

1. Conway B.E. Electrochemical supercapacitors: Scientific Principles and Technological application / Conway B.E. – Plenum. – New York, 1999. – P. 906.
2. Мартинюк В.В. Дослідження ємності подвійного електричного шару електрохімічних суперконденсаторів / Мартинюк В.В., Макаришкін Д.А. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький, 2004. – № 2. – С. 54–57.
3. Кузнецов В. Конденсаторы с двойным электрическим слоем (ионисторы): разработка и производство / Кузнецов В., Панькина О., Мачковская Н., Шувалов Е. // Компоненты и технологии. – 2005. – № 6.
4. Ізотопов В.Ю. Моделювання та розрахунків робочих параметрів суперконденсатора / В.Ю. Ізотопов, Д.Г., Громадський, Ю. А. Малетін // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 2008. – № 6.
5. Мартинюк В.В. Дослідження комплексної діелектричної проникливості суперконденсатора / Мартинюк В.В., Макаришкін Д.А., Мартинюк М.В. // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький. – 2012. – № 3. – Т. 3. – С. 148–152.
6. Scheider W. Theory of the Frequency Dispersion of Electrode Polarization: Topology of Networks with Fractional Power Frequency Dependence / Scheider W. // Journal Phys. Chem. – 1975. – № 79. – P. 127–136.
7. Вдовін О.А. Математичні моделі об'єктів з надвеликими ємностями / Вдовін О.А., Мартинюк В.В., Бойко Ю.М. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 1999. – № 4. – Том 1. – С. 7–9.
8. Macdonald J.R. Impedance Spectroscopy. Emphasizing Solid Materials and Systems / Macdonald J.R. – New York, 1987. – P. 534.
9. Martynuk V. Frequency Domain Analysis for Electrochemical Supercapacitors / V. Martynuk, D. Makaryshkin, J. Boyko // Proceedings of the 15th ІМЕКО TC – 4 International Symposium on Novelty in Electrical Measurement and Instrumentations. – Iasi. – 2007 – Volume II. – P. 357–361.

Надійшла 14.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 621.317.73

Ю.М. БОЙКО

Хмельницький національний університет

СПОСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ У ЦИФРОВИХ СУПУТНИКОВИХ КАНАЛАХ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

*Проведений аналіз особливостей обробки дискретних сигналів у супутникових системах зв'язку із врахуванням способів забезпечення завадостійкого приймання та мінімізації ефекту стрибків фази при демодуляції фазо-модульованих сигналів. Сформовано модель супутникового каналу передавання інформації із каскадним кодуванням. Розроблено розгорнуту схему цифрового супутникового каналу передавання інформації із зовнішнім, внутрішнім кодером та перемежовуванням. Дані рекомендації відносно виду та структури елементів каскадного кодера. Наведено аналітичні залежності та результати досліджень для опису ймовірності бітрової помилки складових каскадного кодера. Засобами імітаційного моделювання **Matlab-Simulink** досліджено основні характеристики та особливості роботи супутникового каналу передавання інформації із каскадним кодуванням та квадратурною модуляцією.*

Ключові слова: завадостійке кодування, каскадне кодування, сигнально-кодова конструкція.

Conducted analysis of features of treatment of discrete signals in satellite communication networks with the account of methods of providing of steady the hindrances acceptance and minimization of effect of jumps of phase at treatment a phase is modulation signals. The model of satellite channel of passed to information is formed with a cascade code. The unfolded chart of digital satellite channel of passed to information is developed with external, internal device of code and interleaver. These recommendations are in relation to a kind and structure of elements of cascade device of code. Analytical dependences, and results of researches, are resulted, and for description of probability of bit error of constituents of cascade device of code. By facilities of imitation design of Matlab-Simulink probed basic descriptions and features of work of satellite channel of passed to information with a cascade code and quadrature modulation.

Keywords: Antinoise coding, cascade coding, signal-code construction.

Вступ

Базовим напрямком підвищення достовірності передавання інформації в супутникових цифрових системах є процес додавання надлишковості до початкової інформації. Цей процес здійснюється завадостійким кодуванням. Основна задача кодера в цьому випадку полягає у виконанні операції завадостійкого кодування [1]. Оцінити достовірність передавання інформації в цифрових системах можна статичною величиною – ймовірністю помилки на біт (BER – Bit Error Rate) [2]. BER, в цьому випадку, є ймовірністю помилкового прийому при передачі одного біта інформації, усередненої для статистично великого об'єму переданої інформації. Супутникові системи передавання інформації мають свої

особливості, врахування яких дозволить розробити рекомендації по найбільш раціональному використанню завадостійкого кодування в цих системах, з метою формування структури приймальної наземної частини обробки супутникових сигналів. Тут слід врахувати ту обставину, що введення надлишковості при постійній швидкості джерела інформації, призводить до зменшення тривалості символів, а також при постійній потужності передачача, до зменшення енергії, що припадає на один символ. При цьому ймовірність помилки BER збільшується. Однак за рахунок виправлення помилок при декодуванні, результуюча ймовірність помилки на виході декодера (як буде показано нижче) буде менше, ніж у випадку не кодованої передачі. Важливим показником ефективності кодування є також енергетичний вииграш, який отримується при кодуванні [1]. Порівняння кодів доцільно проводити за ступенем наближення їх характеристик до порогу Шеннона [3]. Теоретично цей поріг визначає потенційно-досяжне відношення сигнал/шум для фіксованої швидкості кодування. Слід зазначити, що всі розглянуті нижче коди узгоджуються із порогом Шеннона.

Для підвищення ефективності процесу обробки інформації дистанційного зондування Землі та отримання оперативних даних моніторингу із супутників, слід вирішити завдання підвищення достовірності передавання інформації, сформувати структуру наземної станції обробки інформації, дати рекомендації відносно типу завадостійких кодів, пособу їх декодування. Цим питання присвячена стаття.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та формування схеми супутникового цифрового каналу передавання інформації

Розглянемо особливості обробки дискретних сигналів у супутникових системах зв'язку із врахуванням способів забезпечення завадостійкого приймання та мінімізації ефекту стрибків фази при демодуляції фазо-модульованих сигналів. Представимо коливання M -позиційної фазо-модульованої несучої у вигляді:

$$r_i(t) = A_0 \cdot \cos(\omega_0 t - \phi_i), \quad (1)$$

де S_0 визначає амплітуду несучої із кутовою частотою ω_0 . Дискретні значення фази $\phi_i = \frac{2\pi m_i}{M}$, M – кількість можливих сигналів, M -й символи m_i виберемо з множини $\{0, 1, 2, \dots, M-1\}$. Звичайно [4, 5] $M = 2^k$, $k = 1, 2, 3, \dots$. Тоді кожний M -й символ m_i відповідає набору з $k = \log_2 M$ двійкових інформаційних символів x , а тривалість $T_c = T \log_2 M$, де T – тривалість двійкового символу. Модульований сигнал (1) представимо у вигляді:

$$r(t) = [r(t) \cos \phi(t)] \cos \omega_0 t + [r(t) \sin \phi(t)] \sin \omega_0 t. \quad (2)$$

Нехай вирази у квадратних дужках визначаються видом переданої інформації яка модулює ортогональні підносійні $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$. Позначимо $r(t) \cos \phi(t) = r_0 I(t)$ і $r(t) \sin \phi(t) = r_0 Q(t)$. Вид модулюючих функцій $I(t)$ і $Q(t)$ задає метод модуляції і визначає властивості сигналів. Представимо їх у вигляді $I(t) = \sum_n a_n p(t - nT_c)$, $Q(t) = \sum_n b_n q(t - nT_c)$, де a_n , b_n – інформаційні символи, $p(t)$ і $q(t)$ – елементарні модулюючі сигнали у квадратурних каналах формувача фазо-модульованих сигналів рис. 1 [3, 5]. Звичайно послідовність символів a і b отримують розщепленням вихідної інформаційної послідовності x (рис. 1) на парні та непарні символи. У випадку QPSK символи a і b – двійкові рис. 2.

У випадку модуляції повним відгуком слід забезпечити умову:

$$I^2(t) + Q^2(t) = \text{const} \quad (3)$$

Такій умові задовольняють модулюючі сигнали типу:

$$p(t) = q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & T_c < t < 0 \end{cases}, \quad (4)$$

при цьому двійкові інформаційні символи дорівнюють $a_n = \pm 1$ і $b_n = \pm 1$. Якщо на інтервалі тривалістю $T_c = 2T$ розташовано чотири можливі комбінації символів a і b , маємо наступні варіанти сигналів, які утворюють біортогональний ансамбль сигналів для QPSK:

$$\begin{aligned} r_0(t) &= \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} (\cos \omega_0 t + \sin \omega_0 t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}), \\ r_1(t) &= \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} (\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}), \\ r_2(t) &= \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} (-\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \cos(\omega_0 t + \frac{3\pi}{4}), \\ r_3(t) &= \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} (-\cos \omega_0 t + \sin \omega_0 t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \cos(\omega_0 t - \frac{3\pi}{4}), \end{aligned}$$

Тут слід зазначити, що в процесі формування послідовність двійкових інформаційних символів x розділяється на послідовності a і b , які модулюють квадратурні підносійні (2). Тривалість кожного символу x дорівнює T , а тривалість символів a і b дорівнює $T_c = 2T$ [3, 5].

У випадку одночасної зміни символів в кожному з квадратурних каналів модулятора, в сигналі QPSK відбувається стрибок фази на π . Крім того, проходження сигналів QPSK через смугові фільтри тракту супроводжується зміною обвідної в моменти, які відповідають стрибкам фази. Такі стрибки на π викликають провали обвідної до нуля і приводять до збільшення енергії бічних складових і завад в каналі передавання супутникової інформації. Така паразитна модуляція є небажаною та вимагає застосування способів формування та оброблення сигналів, які виключають стрибки фази. Виключення стрибків фази на π можна реалізувати шляхом рознесення в часі моментів зміни фаз у квадратурних каналах. В цьому випадку, модулюючи сигнали в одному з каналів зміщуємо на величину $\frac{T_c}{2}$. Модулюючи сигнали вибираємо у вигляді:

$$p(t) = \begin{cases} 1, & -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2} \\ 0, & \frac{T_c}{2} < t < -\frac{T_c}{2} \end{cases}, \quad q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & T_c < t < 0 \end{cases} \quad (6)$$

враховуємо, що $a_n = \pm 1$, $b_n = \pm 1$ отримуємо сигнали змішаної квадратурної фазової модуляції (Offset) QPSK [3].

Інформаційні послідовності a і b зміщено в часі на тривалість одного елемента T , рис. 2. Зміна фази при такому зміщенні модулюючих потоків визначається лише одним елементом послідовності, на відміну від QPSK. В результаті стрибки фази на 180° відсутні, так як кожний елемент послідовності, яка потрапляє на вхід модулятора синфазного або квадратурного каналів, може викликати зміну фази на 0° , $+90^\circ$ або -90° .

Підвищення завадостійкості передавання інформації в супутникових системах зв'язку з фазовою модуляцією може досягатись використанням також відносної фазової маніпуляції DPSK (Differential Phase Shift Keying). В цьому випадку від значення інформаційного елемента змінюється лише фаза сигналу при незмінній амплітуді. Причому, кожному інформаційному біту ставиться у відповідність не абсолютне значення фази, а її зміна відносно попереднього значення. Найчастіше застосовують чотирифазну відносну фазову модуляцію або двократну (DQPSK, DBPSK). У випадку коли кількість кодованих біт більше трьох, різко знижується завадостійкість відносної фазової модуляції [5,6]. З цієї причини для високошвидкісних супутникових потоків інформації відносна фазова модуляція не використовується.

Підвищити завадостійкість передавання інформації поряд із зниженням вимог до відношення сигнал/шум [4] можна досягти шляхом вибору комбінації конкретного виду модуляції та завадостійкого коду. В роботі [1] проводилось дослідження можливості використання в супутниковому каналі передачі інформації сигнально-кодової конструкції (СКК) на основі згорткового кодування та квадратурної фазової маніпуляції. Такий підхід при побудові тракту супутникового каналу зв'язку дозволив підвищити завадозахищеність передачі інформації із зниженням відношення сигнал/шум. По результатам імітаційного моделювання було визначено, що кількість сигнальних точок збільшується вдвічі за рахунок додавання до інформаційних бітів одного надлишкового, який утворювався шляхом згорткового кодування. Розгорнутий таким чином блок бітів потрапляв на QPSK-модулятор. В процесі демодуляції проводилось декодування прийнятого сигналу за алгоритмом Вітербі. Саме цей алгоритм за рахунок використання введеної надлишковості і завдання передісторії процесу приймання дозволив по критерію максимуму правдоподібності вибрати з сигнального простору найбільш достовірну еталонну точку.

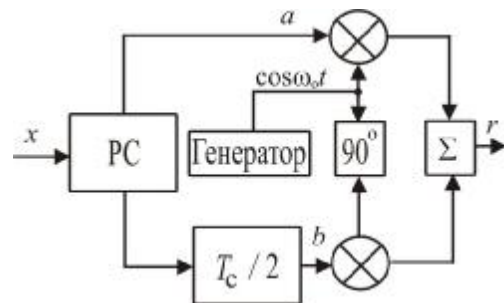


Рис. 1. Схема модулятора OQPSK: PC – регістр зсуву; Σ – суматор

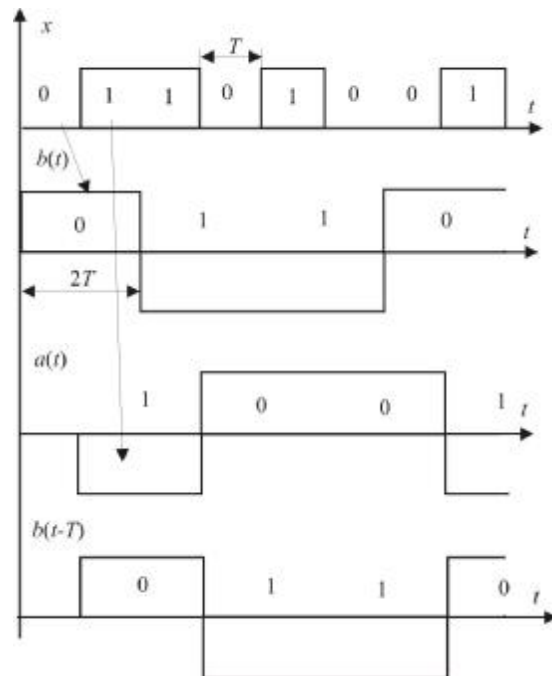


Рис. 2. Формування сигналів OQPSK

В цьому випадку вибір способу модуляції і кодування зводиться до пошуку такого заповнення сигнального простору, при якому забезпечується висока швидкість і висока завадозахищеність. Як показує огляд літературних джерел, комбінування різних ансамблів багатопозиційних сигналів і завадостійких кодів породжує множини варіантів сигналних конструкцій. Узгоджені певним чином варіанти, забезпечують покращення енергетичної і частотної ефективності. Саме пошук поєднання таких варіантів СКК у супутникових каналах передавання інформації, поряд з розглядом способів синхронізації у приймачах фазомодульованих сигналів, розглядається у статті. Слід зауважити, що більшість СКК які застосовують на сьогоднішній момент, використовують згорткове кодування з такою швидкістю, коли при передаванні одного сигнального елемента використовується лише один надлишковий двійковий символ [4– 6].

Вище було зазначено, що використання фазомодульованих сигналів у супутникових системах передавання інформації зв'язано з розв'язком проблеми неоднозначності фази поновленої несучої на приймальному боці. Дана проблема розв'язується, зокрема, використання диференціального (відносного) кодування, що в системах без завадостійкого кодування приводить до розмноження помилок. В системах з завадостійким кодуванням використання відносного кодування також доцільне. В цьому випадку має значення послідовність включення відносного і завадостійкого кодеру. Тут можна окремо виділити зовнішнє і внутрішнє відносне кодування. При внутрішньому відносному кодуванні кодер розташуємо на виході завадостійкого кодеру, а на приймальному боці відносний декодер включимо на вході завадостійкого декодера рис. 3 а. З такої побудови робимо висновок, що завадостійкий кодер повинен вміти протидіяти згрупованим помилкам.

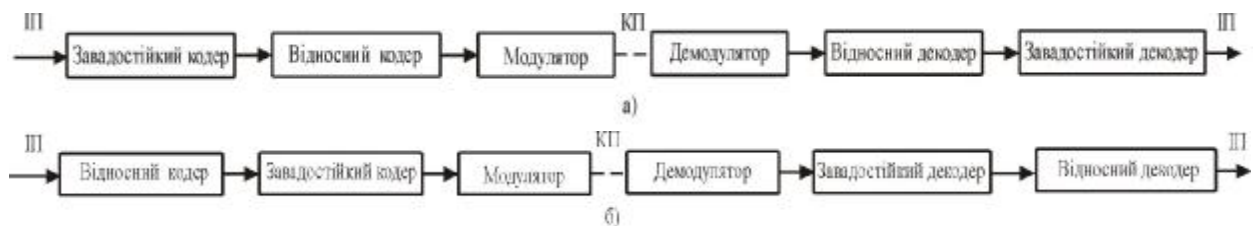


Рис. 3. Структурні схеми реалізації супутникового каналу передавання інформації із внутрішнім (а) та зовнішнім (б) увімкненням відносного кодеру: КП – канал передачі інформації; ІП – інформаційний потік

Зовнішнє відносне кодування у ряді випадків є вигіднішим, так як джерело розмноження помилок – відносний декодер – включений на вході завадостійкого декодера (рис. 3, б). Однак при цьому, тепер виникають ускладнення при декодуванні, які викликані неоднозначністю фази опорного коливання при демодуляції. Тоді, наприклад, при BPSK [3] неоднозначність фази опорного коливання (0 або 1) приводить до появи "зворотної роботи", яка полягає в тому, що передані одиничні біти приймаються нульовими, а нульові – навпаки одиничними [5]. При більшому числі позицій фази можлива не лише інверсія, але і перестановка двійкових символів. Вирішення цієї проблеми полягає у використанні завадостійких кодів, прозорих, тобто нечутливих, до невизначеності фази опорного коливання. В цьому випадку доцільно використовувати СКК, які забезпечують прозорість до невизначеності фази поновленої несучої, і які можна реалізувати на основі згорткового кодування із швидкістю коли використовується лише один надлишковий двійковий символ.

На основі викладених міркувань, щодо реалізації супутникового каналу передавання інформації можна зробити наступні висновки. Для реалізації кодів з великою довжиною блоку і високою коректуючою здатністю, в каналі передачі інформації доцільно використовувати каскадні коди. В цьому випадку слід використовувати декілька рівнів кодування. Найбільш доцільною є схема з двома рівнями. В якості зовнішнього можна використати код Ріда – Соломона, в якості внутрішнього можна вибрати різні коди. Найбільший вигравш, як показали дослідження та огляд літератури [4– 7], можна отримати, якщо в якості внутрішніх кодів використати згорткові коди.

Схема кодеру каскадного коду з двома рівнями кодування наведена рис. 4.



Рис. 4. Узагальнена схема супутникового каналу зв'язку з використанням дворівневого способу каскадного кодування

Тут двійковий потік потрапляє на вхід зовнішнього кодера, наприклад кодера Ріда – Соломона, який використовує m – бітні символи. Кодер згорткового коду працює при двійковому вхідному потоці, отже, m – бітні символи, які надходять з зовнішнього кодера, перетворюються в n – бітні послідовні. З виходу згорткового кодеру двійкова послідовність потрапляє на модулятор. На приймальному боці вихід демодулятора через аналого-цифровий перетворювач підключено до входу декодера згорткового коду.

Двійкові символи з виходу згорткового декодера перетворюються у m -бітні символи і потрапляють на вхід декодера Ріда – Соломона, а після декодування переводяться в двійкову форму. Нехай коефіцієнт зовнішнього кодування дорівнює $R = \frac{K}{N}$, де K – це кількість інформаційних бітів, а N – довжина кодового

слова. Кодер внутрішнього коду має коефіцієнтом кодування $r = \frac{k}{n}$ і розглядає кодові слова які на нього надходять в якості набору інформаційних бітів. Таким чином, сумарний коефіцієнт кодування буде дорівнювати $R \cdot n = \frac{K \cdot k}{N \cdot n}$. Задача внутрішнього коду – виправити як можна більше помилок, які виникають у каналі передавання даних. Слід зазначити, що деякі комбінації помилок не можна виправити і це призводить до появи пакетів помилок на виході декодера згорткового коду. В цьому випадку залишені пакети помилок виправляє декодер зовнішнього коду. Конфігурацію, яка включає поєднання коду Ріда – Соломона в якості зовнішнього коду і згорткового в якості внутрішнього коду можна назвати класичною. Крім того, можна використати іншу схему каскадного кодування з двома паралельними згортковими кодами і з перемежувачем між внутрішнім і зовнішнім кодером. Така схема може бути названа схемою із турбо-кодуванням.

Розглянемо більш детально особливості підвищення завадостійкості в супутниковому каналі передавання інформації. Слід зазначити, що питання використання згорткових кодів, та процедури їх декодування, зокрема за критерієм максимуму правдоподібності, були висвітлені у [1]. Зокрема у [1] наведено дослідження імітаційної моделі супутникового каналу зв'язку із згортковим кодуванням та квадратурною фазовою маніпуляцією.

Зазначимо, що у відповідності до [8] для побудови супутникових каналів передавання інформації пропонується використовувати згорткові кодера наступної структури: $k \leq 7$ – кількість інформаційних символів, які надходять за один такт на вхід кодера, швидкість кодування $R = \frac{k}{n} = \frac{1}{2}$ характеризує надлишковість, яка вводиться при кодуванні. Коди з $k > 7$ також використовуються, але процедура декодування їх не стандартизована. Рекомендований код $(7, 1/2)$ має властивість прозорості до неоднозначності. Це означає, що в каналі з BPSK інверсія каналних символів обумовлена поворотом фази опорної несучої, призводить до інверсії інформаційних символів на виході декодера. Слід зазначити, що у випадку використання M -позиційної PSK поворот несучої на кут, кратний $\frac{2\pi}{M}$ (див. формулу 1), еквівалентний складанню M -ічного каналного символу m_i з M -ічним символом неоднозначності y : $z = m_i \oplus y$ (додавання за модулем M). На виході декодера в цьому випадку також повинні бути інформаційні символи в сумі з постійним за величиною M -ічним символом p , тобто $\hat{m}_i = m_i \oplus y$. Якщо декодер є прозорим до неоднозначності, модем з PSK разом з завадостійким кодером утворюють новий канал, який придатний до відносного кодування. Схема кодера зображена на рис. 5:

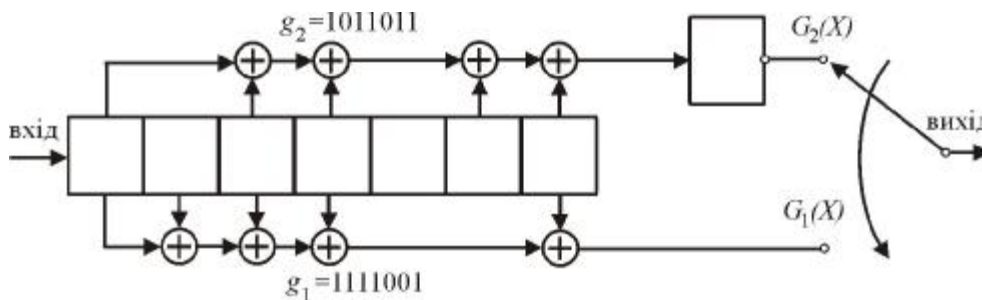


Рис. 5. Схема згорткового кодера: $k = 7, R = 1/2$

Регістр зсуву кодера в цьому випадку містить сім комірок (P). Довжина кодового обмеження і конкретний вибір зв'язків між комірками регістра зсуву і суматорами за модулем 2, визначає коректуючі властивості отриманого згорткового коду. Наявність інвертора в схемі забезпечує нормальну роботу системи символної синхронізації. В загальному випадку, структура згорткового кодера задається зв'язками розрядів регістра зсуву з кожним з суматорів за модулем 2. Зв'язки i -го суматора за модулем 2 описуються визначенням i -ї породжуючої послідовності:

$$g_i = (g_{i0}, g_{i1}, g_{i2}, \dots, g_{i,m}) \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (7)$$

де компонента: g_{ij} буде дорівнювати 1, якщо i -й розряд регістра зв'язаний з j -м суматором, в протилежному випадку $g_{ij} = 0$.

Зупинимось на особливостях побудови зовнішнього кодування та декодування поряд з проведенням

процедур перемешування.

Як було показано вище, найкращі результати можна досягти використанням в якості зовнішнього кодера (декодера) кодера на основі кодів Ріда – Соломона. Коди Ріда – Соломона це блокові коди (n, k) які мають максимальну відстань $d=n-k+1$. Для цих недвійкових кодів, які визначено над полем Галуа $GF(q)$, довжина блоку складає $n=q-1$ (звичайно $q=2^m$, тоді код виправляється 2^m -і символи). Причому для виправлення t помилок вимагається $2t$ перевірочних символів. Ймовірність помилки двійкового символу на виході декодера Ріда – Соломона визначається виразом [4]:

$$P_b \leq \frac{2^{m-1}}{2^m-1} \sum_{i=t+1}^n \frac{i+1}{n} \cdot C_n^i \cdot P_{sim} (1-P_{sim})^{n-i}, \quad (8)$$

де $P_{sim} = 1-(1-P_c)^m$ – ймовірність помилки 2^m -ічного символу, а P_c – ймовірність бітрової помилки в каналі.

Кожен символ кодового слова Ріда-Соломона складається з декількох біт. При декодуванні може бути виправлено $t = \frac{n-k}{2}$ символів, які породжено помилками. Всі операції пов'язані з процедурами кодування і декодування проводяться в полі Галуа $GF(2^x)^1$ (кінцева множина, яка складається з 2^x елементів) по модулю полінома або при байтвовій структурі в полі $GF(2^8)$.

Код Ріда – Соломона повністю визначається породжуючим багаточленом, який можна записати так [4]:

$$G(x) = x^{2^t} + \lambda^{\alpha(1)} \cdot x^{2^t-1} + \lambda^{\alpha(2)} \cdot x^{2^t-2} + \dots + \lambda^{\alpha(2^t-1)} \cdot x + \lambda^{\alpha(2^t)}, \quad (9)$$

де λ – елемент поля Галуа.

З породжуючого полінома реалізується схема кодера яка зображена на рис. 6.

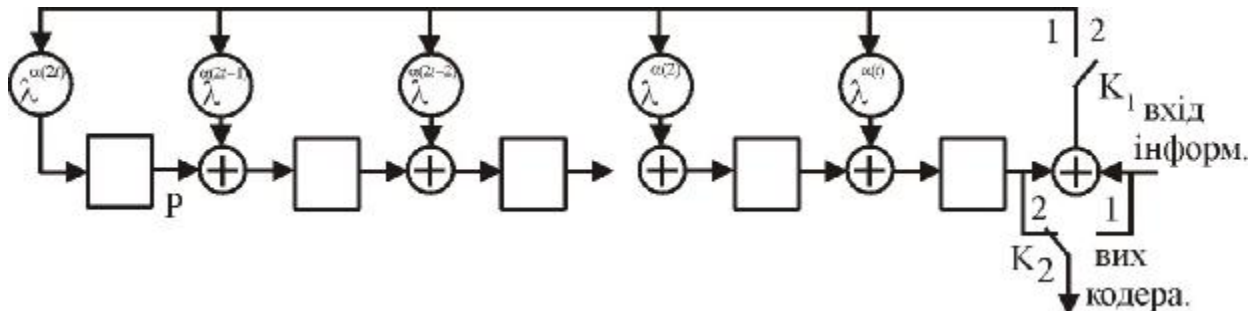


Рис. 6. Схема кодера Ріда – Соломона: P – реєстри зсуву на один символ; K1 і K2 – перемикачі

Отже, кодер можна представити цифровим автоматом всі операції в якому проводяться у полі Галуа по модулю полінома. Операції складання виконуються порозрядно за модулем два. Операція множення здійснюється за допомогою таблиць логарифмів та антилогарифмів. На вхід кодера поступає інформація у байтвовій структурі. Інформаційні символи потрапляють без затримки (перемикачі K1 і K2 в положенні 1). Після надходження k – інформаційних символів входи кодера відключають (перемикачі K1 і K2 в положенні 2) і на вихід кодера потрапляють $(n-k)$ перевірочних символів, які містяться у регістрах зсуву. Така структура дозволяє здійснювати перемешування перевірочних символів без затримання на передавальному боці.

В свою чергу декодування коду Ріда – Соломона включає наступні операції: обчислення синдрому прийнятого слова [3]; визначення полінома локаторів помилок (розв'язок ключового рівняння); визначення позицій і значень помилок; обчислення синдрому виправлення слова з метою виключення помилкового декодування.

Вираз для визначення ймовірності бітрової помилки на виході декодера кода Ріда – Соломона, з врахуванням повторної перевірки синдрому можна отримати множенням помилки в каналі на ймовірність появи в одному кодовому слові більше t символних помилок:

$$P_b = P_c \cdot \sum_{i=t+1}^n C_n^i \cdot P_{sim} (1-P_{sim})^{n-i}. \quad (10)$$

На рис. 7 наведено залежності ймовірності помилки від відношення сигнал-шум для кода Ріда – Соломона (PC) і згорткового кода (ЗК) з декодуванням по Вітербі з жорстким рішенням для AWGN [2] каналу з OQPSK – модуляцією. З наведених залежностей можна зробити висновок, що при малих відношеннях сигнал/шум згортковий код має переваги перед кодом Ріда – Соломона. При значеннях ймовірності помилки $BER \leq 10^{-5}$ найбільш вигідно використовувати код Ріда – Соломона.

У відповідності до рекомендацій [8] для зовнішнього кодера пропонується використовувати кодер Ріда – Соломона з довжиною блоку $n=255$. Код має розмір інформаційного блоку $k=223$, мінімальна Хемінгова відстань [3] $d=33$. Код може виправити 16 помилок. Блок-схема кодера представлена на рис. 8. В структурі кода міститься 223 інформаційних символи, та 32 перевірочних. Породжуючий багаточлен в полі

Галуа $GF(2^8)$. Початкова інформаційна кодова комбінація виражається багаточленом $F(x) = x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$. Специфіка вибору представлених багаточленів, перш за все, пов'язана із необхідністю мінімізації технічної складності шифраторів.

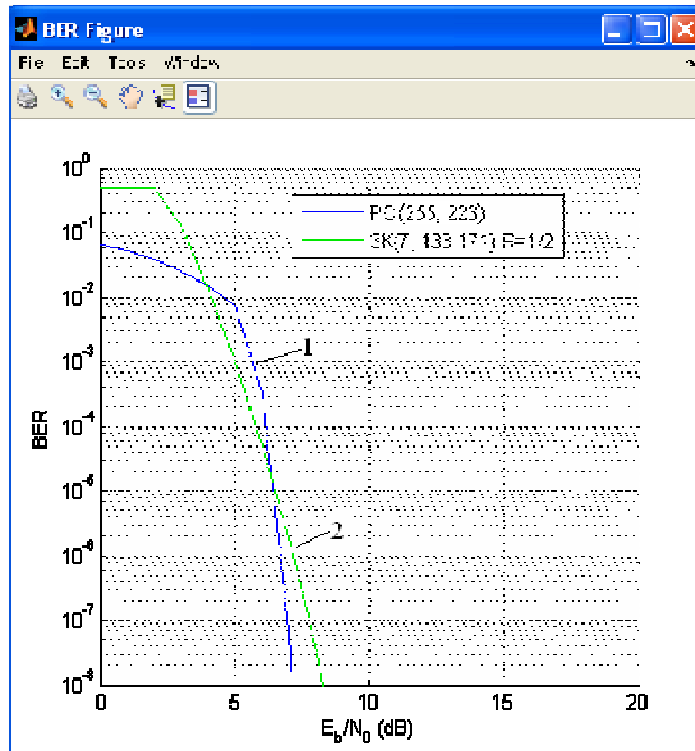


Рис. 7. Залежності ймовірності бігової помилки BER від відношення сигнал/шум E_b / N_0 для AWGN каналу: 1 – код PC (255, 223); 2 – 3K (171, 133)

Ефективним засобом рознесення помилок у вигляді пакетів у часі є процедура перемежовування. В цьому випадку здійснюється зміна порядку слідування символів інформаційної послідовності, при якому символи які розташовано поруч, будуть рознесені в часі. Доцільність такої операції обумовлена метою перетворення довгих пакетів помилок у більш короткі. Використання процедури перемежовування практично дозволяє утворити для кодера дискретний канал без пам'яті або із зменшеною пам'яттю. Іншими словами, головна мета використання перемежувача на виході зовнішнього кодера (Ріда – Соломона), зробити символні помилки незалежними одна від одної, щоб помилки зовнішнього кодера поширювались однорідно, так як роботу декодера зовнішнього коду суттєво погіршують корельовані між собою помилки в декількох послідовних символах.



Рис. 8. Структура кода Ріда – Соломона (255, 223)

На практиці знайшли застосування два методи перемежовування – періодичне та псевдовипадкове. Не вдаючись у деталізацію процесів перемежовування за згаданими методами, слід зазначити, що перевагою застосування згорткових пристроїв перемежовування полягає в тому, що затримка і ємність пам'яті при цьому вдвічі менша, ніж у випадку застосування блокових пристроїв перемежовування та депережовування. Такий недолік згорткових пристроїв перемежовування, як необхідність очистки регістрів пам'яті при роботі з блоками інформації кінцевої довжини, може бути виключений у супутниковому каналі, за рахунок передавання великих потоків інформації, наприклад при передаванні неперервного цифрового відео сигналу.

Враховуючи зазначені вище обставини проведемо доповнення структурної схеми супутникового

каналу представленої на рис. 4. Отримана схема буде мати вигляд, представлений на рис. 9.

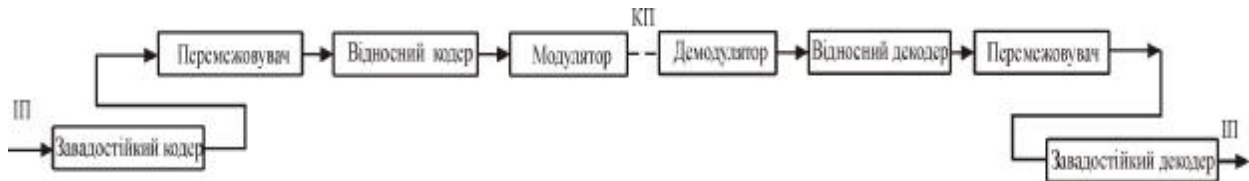


Рис. 9. Структурна схема супутникового каналу передавання інформації із внутрішнім відносним кодуванням та перемешуванням: КП – канал передачі інформації; ІІІ – інформаційний потік

У випадку внутрішнього відносного кодування перемешувач встановлюють між кодеком і каналом з OQPSK. При декодуванні з м'яким рішенням відносний декодер і перемешувач необхідно виконувати з врахуванням м'якого рішення.

Проведемо імітаційне моделювання системи передавання інформації із каскадним кодуванням у випадку жорсткого та м'якого декодування по Вітербі. Імітаційні схеми наведено на рис. 10, 11. У відповідності до наведених вище рекомендацій у випадку м'якого декодування застосовуємо підсистему BPSK демодулятора із «м'яким» виходом рис. 11.

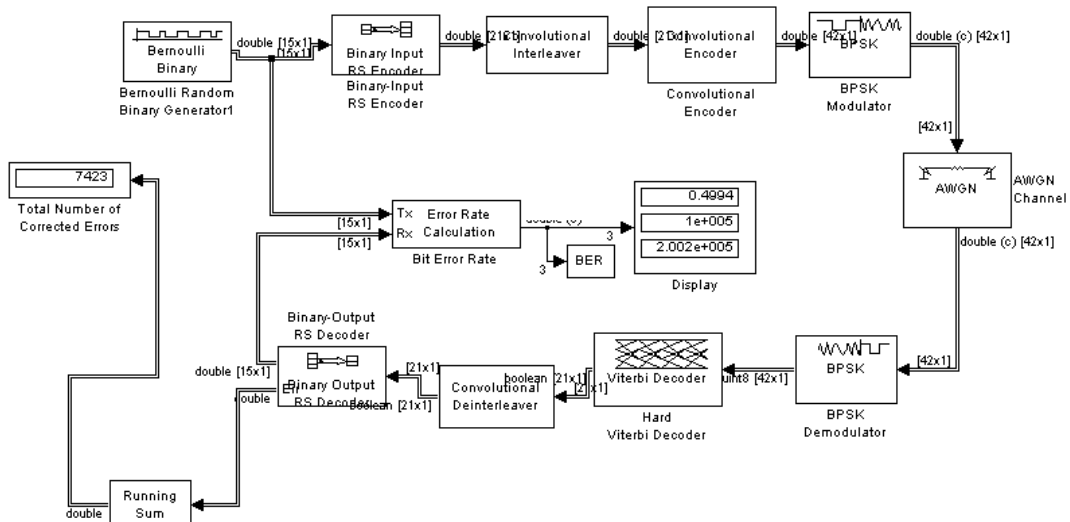


Рис. 10. Імітаційна модель системи передавання інформації з каскадним кодуванням та жорстким (Hard) рішенням у випадку декодування за Вітербі

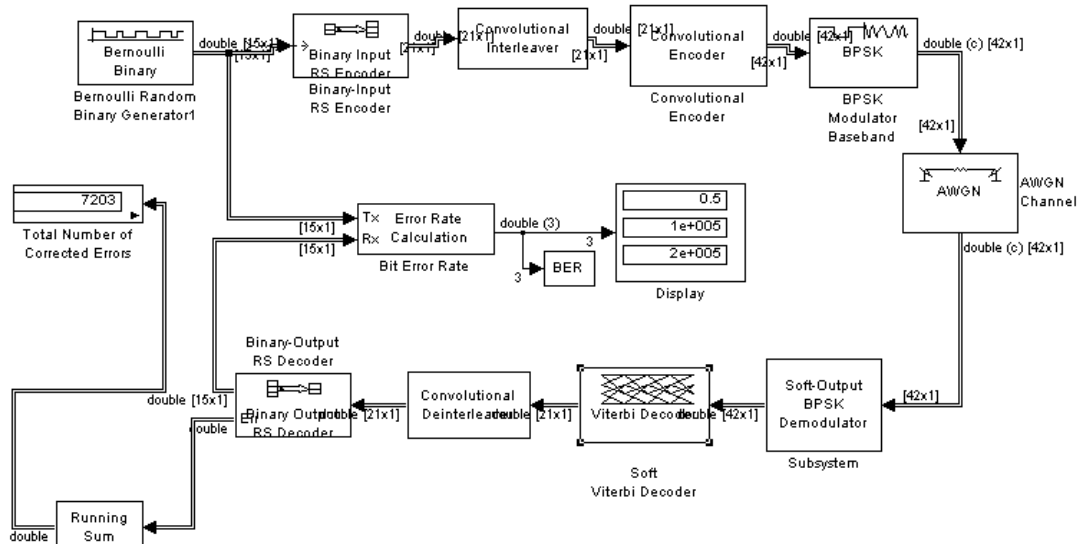


Рис. 11. Імітаційна модель системи передавання інформації з каскадним кодуванням та м'яким (Soft) рішенням у випадку декодування за Вітербі

З рис. 10, 11, за однакового виду СКК (згортковий код (171, 133), згортковий перемешувач, зовнішній кодер – Ріда – Соломона), у випадку жорсткого рішення при декодуванні здійснюється виправлення більшої кількості помилок.

Залежність кількості бітових помилок BER від відношення сигналу до шуму у гаусовому каналі AWGN який використовувався при моделюванні зображено на рис. 12, а на рис. 13 залежності BER від

відношення сигнал до шуму у випадку системи передачі інформації з BPSK (крива 1), і з згортковим кодуванням (жорстке рішення, крива 2), згортковим кодуванням (м'яке рішення, крива 3), з кодом Ріда – Соломона (крива 4), використання каскадного кодування за СКК (крива 5) (зовнішній кодер – Ріда – Соломона (255, 223); внутрішній кодер – згортковий (171, 133) швидкість $R=1/2$; згортковий перемешувач, BPSK).

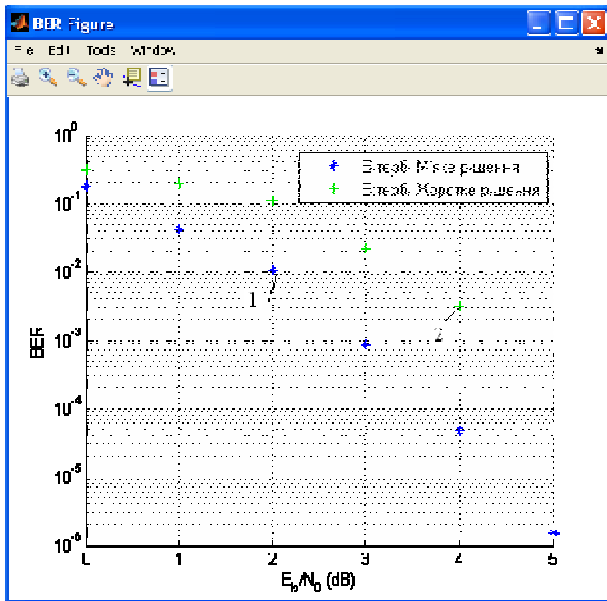


Рис. 12. Залежності моделювання бітрової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу у випадку декодування за алгоритмом Вітербі: 1 – м'яке рішення, 2 – жорстке рішення

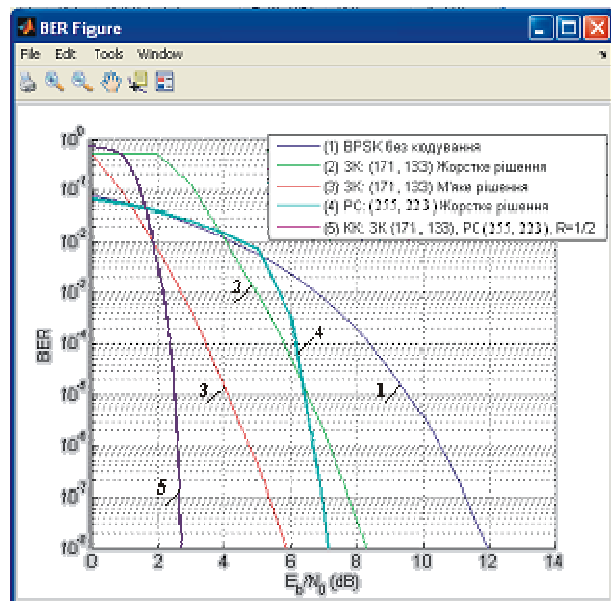


Рис. 13. Залежності бітрової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу: 1 – без кодування (BPSK); 2 – ЗК (жорстке рішення); 3 – ЗК (м'яке рішення) 4 – РС; 5 – КК (ЗК (171, 133), РС (255, 223)), $R=1/2$

Аналіз рис. 12 дозволяє зробити висновок, що використання процедури декодування по Вітербі за м'яким рішенням дозволяє отримати вигоду у 1,7 дБ в порівнянні з декодуванням по Вітербі за жорстким рішенням (рівень BER = 10^{-3}) [1]. З рис. 13 визначаємо енергетичний вигоду кодування (ЕВК) [1], для каскадного коду (зовнішній код – Ріда – Соломона (255, 223), внутрішній код – згортковий (171, 133), BPSK). Перевага каскадного кодування в порівнянні із згортковим кодом проявляється при $BER < 10^{-3}$. Так для зазначеного коду ЕВК $\approx 6,8$ дБ ($BER=10^{-5}$). Крім того робимо висновок, що подібного ЕВК неможливо досягнути за допомогою застосування згорткових або блочних кодів окремо. Отже, оптимізацію структури супутникового каналу передавання інформації слід здійснювати шляхом застосування каскадних кодів.

Моделювання імітаційної схеми супутникового каналу передавання інформації із каскадним кодуванням

При проектуванні системи кодування, слід прийняти до уваги цілу низку параметрів, зокрема, таких як допустима ймовірність помилки (ефективність кодів визначається кількістю виправлених помилок, об'ємом надлишкової інформації), доступна смуга частот каналу зв'язку, характеристики зміни його параметрів у часі, мінімальне відношення сигнал/шум, при якому система повинна забезпечувати задану якість, обчислювальні ресурси які доступні на передавальному та приймальному боці супутникового каналу зв'язку, а отже складність реалізації кодування і декодування (як апаратна, так і у вигляді програми для ЕОМ).

У відповідності до структурної схеми рис. 9 представлена Simulink – модель супутникової системи передавання інформації рис. 14.

В каналі використано QPSK – модуляцію (м'яке рішення) та каскадне кодування (зовнішній кодер Ріда – Соломона, внутрішній кодер – згортковий (171, 133), кодування із швидкістю $R=1/2$ і декодер Вітербі, який реалізує м'який та жорсткий алгоритми декодування. Сузір'я (constellation – діаграми) [3] на приймальному та передавальному боці цифрового супутникового каналу представлено на рис. 15 а, б. В якості каналу передачі даних використано відкритий канал (Free Space) параметри якого задано у відповідності до параметрів орбіти супутника МЕТОР та розрахунку затухання і енергетичного бюджету каналу передавання інформації [9]: висота орбіти – 837 км, втрати сигналу у вільному просторі 156 дБ, діаметр антени приймальної станції 2 м, шумова температура приймача 290 К⁰. Використання такої імітаційної моделі дозволяє дослідити наприклад, вплив нелінійності характеристики підсилювача передавальної станції на якість передавання інформації; вплив рівня фазового шуму на повну кількість виправлених у процесі приймання помилок. Дослідження моделі в режимі незначної нелінійності характеристики підсилювача на рівні 30 дБ, при наявності значного фазового шуму (величина, що показує, як швидко убуває потужність із зсувом частоти) приймача на рівні -48 дБс/Гц @ 100 Гц до -100 дБс/Гц @

100 Hz (потужність вимірюється в дБ відносно потужності на центральній частоті (centre frequency)) дає наступний результат: внаслідок флуктуацій частоти (фазового шуму) QPSK-демодулятор не розпізнає зміни фази несучої, або навпаки, помилково фіксує зміну фази, і те і інше приводить до запису в буфер помилкового значення прийнятого біта. Таким чином, чим більше фазовий шум конвертора, тим більше кількість помилок на виході демодулятора, та касадного декодера приймальної станції (повна кількість відкоректованих помилок змінювалась в умовах експерименту від 16 до 13).

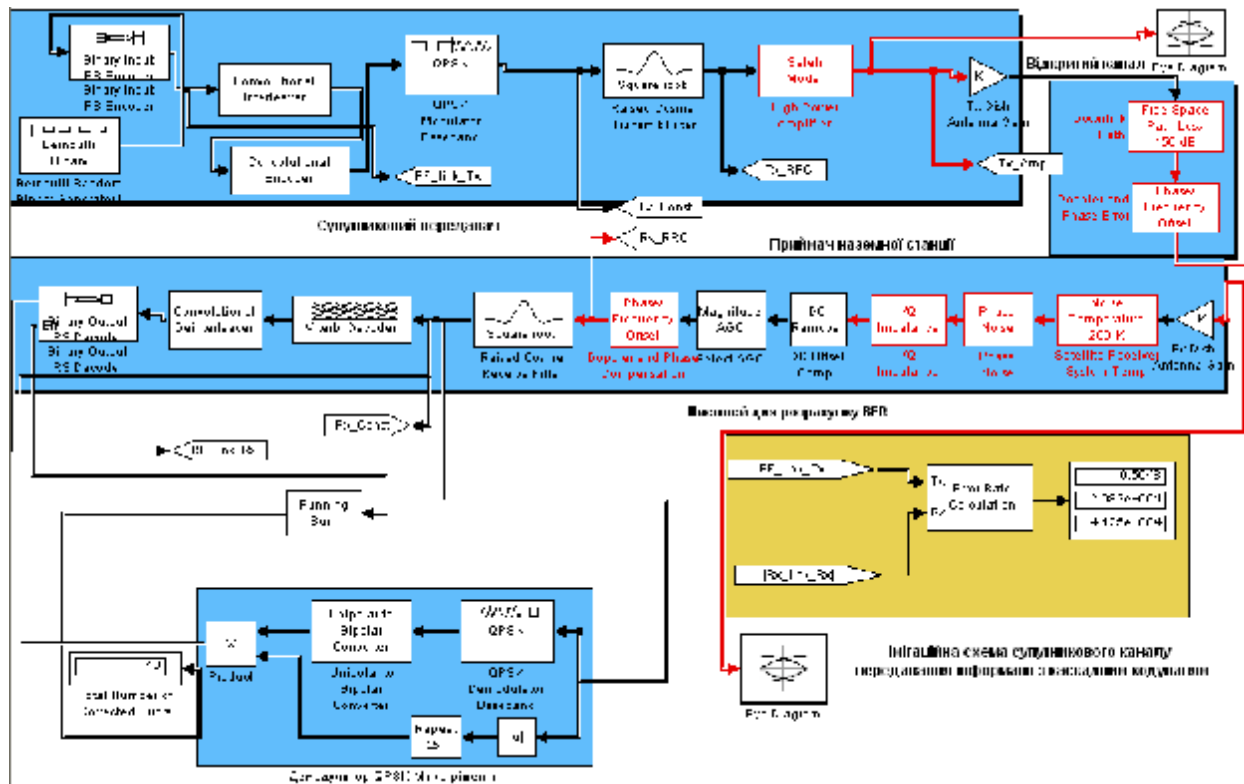


Рис. 14. Імітаційна модель супутникового каналу передавання інформації із касадним кодуванням

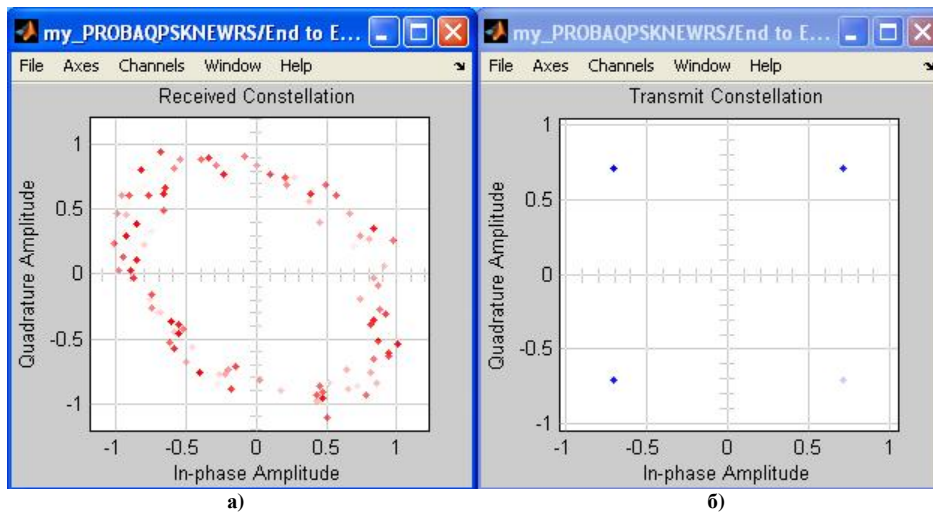


Рис. 15. Constellation (сузір'я) – діаграми на приймальному а) та передавальному б) боці супутникового каналу

З метою визначення енергетичного виграшу касадного кодування, спектральних характеристик, проводилось імітаційне моделювання супутникового каналу в середовищі Visual System Simulator. Імітаційна модель супутникового каналу передавання з касадним кодування (зовнішній кодер Ріда – Соломона (255, 223), перемешувач, внутрішній кодер – згортковий (171, 133), QPSK, декодування (м'яке) Вітербі) зображено на рис. 16. В процесі моделювання приймалось, що частоти квадратурних генераторів на приймальному та передавальному боці узгоджені за фазою.



Рис. 16. Імітаційна модель супутникового каналу передавання інформації: Зовн. к – зовнішній код; РС – код Ріда – Соломона; ВК – внутрішній код; ЗК – згортковий код; Пр – перемежувач; ДПр – деперемежувач

На рис. 17 представлено енергетичні спектри сигналів на передавальному та приймальному боці супутникового каналу передавання інформації.

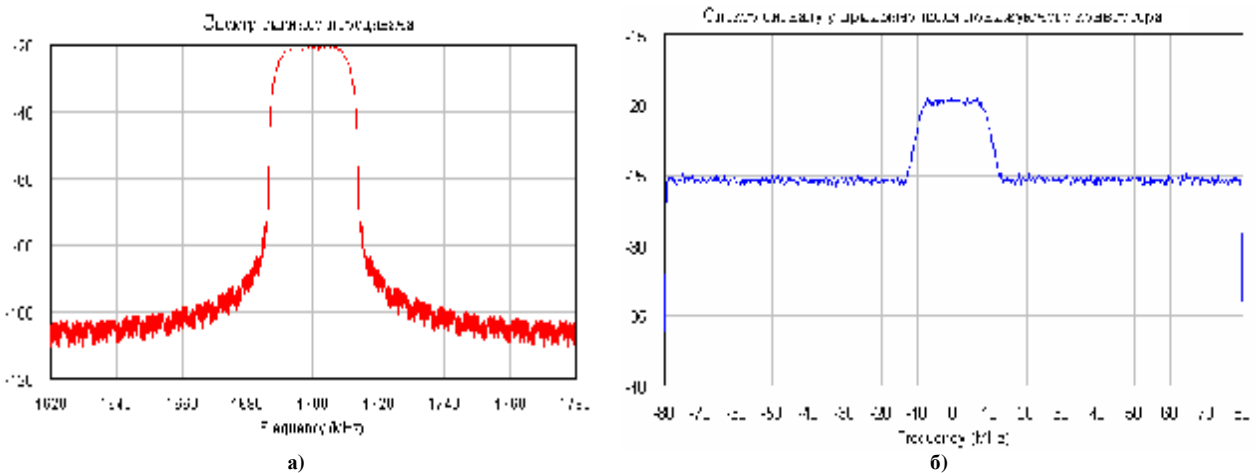


Рис. 17. Енергетичні спектри сигналів на передавальному та приймальному боці супутникового каналу передавання інформації із каскадним кодуванням: а) на передавальному боці; б) на приймальному, після понижуючого конвертера

Проводилось моделювання схеми супутникового каналу передавання інформації з метою визначення енергетичного виграшу кодування (ЕВК) за умов зміни швидкості кодування згорткового кодера. Зокрема на рис. 18, 19, 20, 21 наведено результати розрахунку залежності бітової помилки BER для представлених вище СКК від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу з швидкостями кодування 3/4, 1/2,.

Так, для зазначеного коду у випадку швидкості кодування 3/4 $EВК \approx 4,4\text{дБ}$ ($BER=10^{-4}$). У випадку реалізації каналу передавання інформації зі швидкістю кодування 1/2 $EВК$ дорівнював $5,9\text{дБ}$ ($BER=10^{-4}$). Зміна структури коду зовнішнього кодера на РС (255, 247) у випадку каскадного кодування призводить до зменшення $EВК$. Так на рис. 20, 21 представлено результати визначення BER у випадку використання в супутниковому каналі СКК КК: (РС (255, 247), перемежувач, ЗК (171, 133), QPSK). Так, у випадку швидкості кодування 3/4, $EВК \approx 4,2\text{ дБ}$, а у випадку реалізації каналу передавання інформації зі швидкістю кодування 1/2, $EВК$ дорівнював $5,6\text{ дБ}$ ($BER=10^{-4}$). Крім того, зробимо висновок, що зі збільшенням швидкості кодування енергетичний виграш зменшується. Вибір структури супутникового каналу передавання інформації слід здійснювати шляхом застосування каскадних кодів, оптимальних до виправлення помилок, забезпечення надлишковості та швидкості кодування.

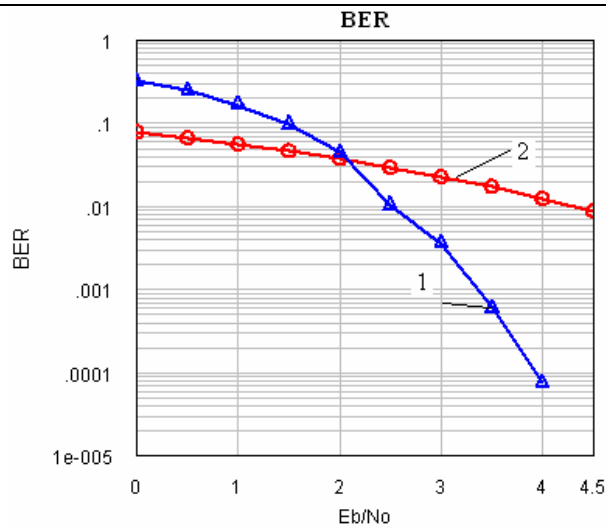


Рис. 18. Залежності бігової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу:

1 – КК: (PC (255, 223), ЗК (171, 133), QPSK) R=3/4; 2 – для некодкованої QPSK

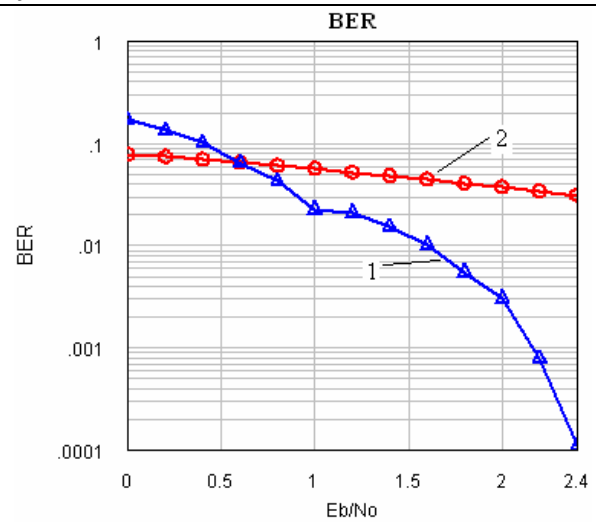


Рис. 19. Залежності бігової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу:

1 – КК: (PC (255, 223), ЗК (171, 133), QPSK) R=1/2; 2 – для некодкованої QPSK

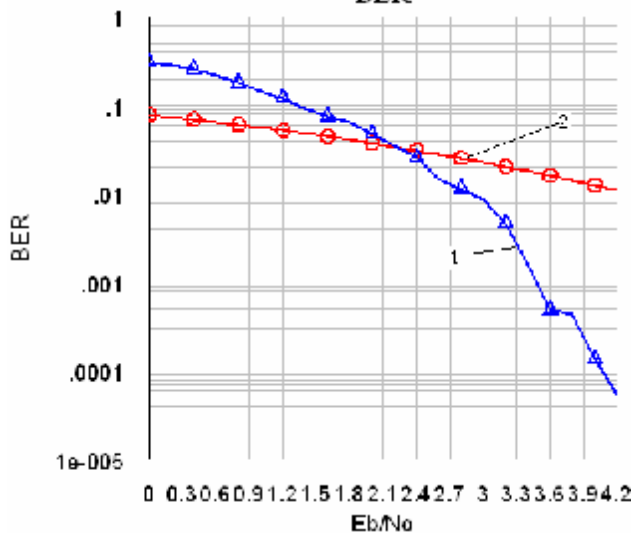


Рис. 20. Залежності бігової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу:

1 – КК: (PC (255, 247), ЗК (171, 133), QPSK) R=3/4; 2 – для некодкованої QPSK

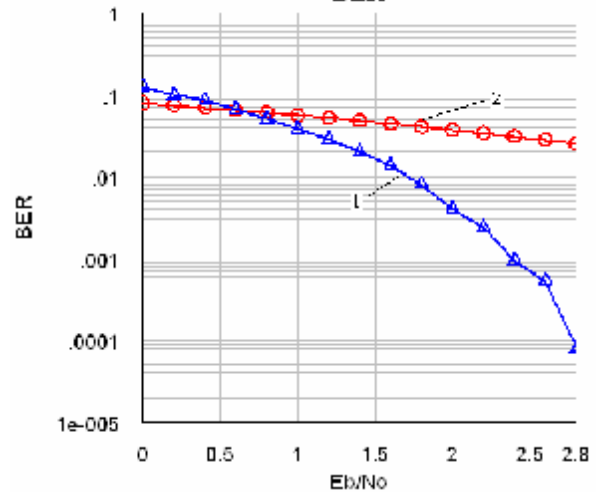


Рис. 21. Залежності бігової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу:

1 – КК: (PC (255, 247), ЗК (171, 133), QPSK) R=1/2; 2 – для некодкованої QPSK

Висновки

- Показано, що мінімізація ефекту стрибків фази при демодуляції фазо-модульованих сигналів в системах космічного та супутникового зв'язку досягається використанням відносної фазової маніпуляції DPSK, та зміщеної квадратурної фазової модуляції (Offset) QPSK.

- Встановлено, що підвищення звадостійкості передавання інформації в цифрових супутникових каналах досягається використанням схем каскадного кодування.

- Визначено, що використання процедури декодування по Вітербі за м'яким рішенням в каналі передавання інформації з фазоманіпульованими сигналами, дозволяє отримати вигоду у 1,7 дБ в порівнянні з декодуванням по Вітербі за жорстким рішенням.

- В процесі дослідження отримано, що енергетичний виграв кодування (ЕВК), для каскадного коду за конфігурацією (зовнішній код – Ріда – Соломона (255, 223), внутрішній код – згортковий (171, 133), BPSK) склав 6,8 дБ ($BER=10^{-5}$).

- Визначено, що у випадку реалізації супутникового каналу (зовнішній код – Ріда – Соломона (255, 223), перемежувач, внутрішній код – згортковий (171, 133), QPSK) зі швидкістю кодування 3/4, $EBK \approx 4,4$ дБ ($BER=10^{-4}$) у випадку реалізації каналу передавання інформації зі швидкістю кодування 1/2, EBK дорівнював 5,9 дБ ($BER=10^{-4}$). Зі збільшенням швидкості кодування, та структури коду, енергетичний виграв зменшується.

- За допомогою Simulink – моделі системи супутникового зв'язку – досліджено вплив характеристик приймальної та передавальної частини каналу передавання інформації із каскадним кодуванням на загальну кількість виправлених при кодуванні помилок.

1. Бойко Ю.М. Імітаційна реалізація способів завадостійкого кодування/декодування при вирішенні завдань підвищення вірності передавання інформації в супутникових каналах зв'язку / Ю.М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2012. – № 1. – С. 190– 200.
2. Бойко Ю.М. Питання визначення завадостійкості передачі інформації супутникової системи Metop/Fengyun // IV Всеукраїнська науково-практична конференція "Освітньо-наукове забезпечення діяльності правоохоронних органів і військових формувань України" / Національна академія Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького, 18 листопада 2011 р. – С. 61– 63.
3. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник] / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.
4. Кларк Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Кларк Дж, мл., Кейн Дж. ; [пер. с англ.]. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с.
5. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.
6. Сердюков П.Н. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.В. Дронов и др. – М. : АСТ, 2006. – 403 с.
7. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.И. Фалько, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко; под. ред. А.Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 304 с.
8. CCSDS 130.1-G-1 Information report TM Synchronization and channel coding – summary of concept and rationale. Green book. June 2006.
9. Бойко Ю.М. Систематизація показників розрахунку енергетичного бюджету лінії "Супутниковий ретранслятор Metop/Fengyun – наземна станція" // IV-й Міжнародний радіоелектронний форум "Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку" ММФ-2011. 19– 20 жовтня, . – Харків : ХНУРЕ. – Том 1, Часть 2. – С. 42– 46.

Надійшла 9.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК. 621.3.019.3

В.В. ВИШНІВСЬКИЙ

Військовий інститут Київського національного університету імені Тараса Шевченка

МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ ЗНАЧЕНЬ ПЕРІОДИЧНОСТІ ПРОВЕДЕННЯ ТЕХНІЧНОГО ОБСЛУГОВУВАННЯ СИСТЕМИ З ЧАСОВИМ РЕЗЕРВУВАННЯМ ПРИ ВІДОМИХ ПОЧАТКОВИХ МОМЕНТАХ ФУНКЦІЇ РОЗПОДІЛУ НАПРАЦЮВАННЯ ДО ВІДМОВИ

У статті розробляється методика визначення оптимальних значень періодичності проведення технічного обслуговування системи з часовим резервуванням при відомих початкових моментах ФР напрацювання до відмови. Наведено приклад визначення оптимального значення періоду проведення технічного обслуговування.

Ключові слова: коефіцієнт простою, технічне обслуговування, функція розподілу.

The article developed a method of determining the optimal values of the frequency of system maintenance with time redundancy under certain initial moment FY life until failure. The example of determining the optimal values of the period of maintenance.

Keywords: coefficient of downtime, maintenance, distribution function.

Вступ. Основна кількість задач, що пов'язані з оцінкою та забезпеченням надійності технічних систем, вирішуються при припущенні про наявність повної інформації про вихідні данні, коли відомі закони розподілу випадкових величин, що характеризують досліджувані процеси. Проте, у багатьох практичних випадках повний опис тієї чи іншої випадкової величини відсутній, а відомі лише деякі її числові характеристики, такі наприклад як математичне очікування, дисперсія й ін. При цьому, в загальному випадку, одержати точні значення розглянутих показників надійності системи не представляється можливим і задача полягає в знаходженні точних верхніх і нижніх границь цих показників, коли невідома функція розподілу відповідної випадкової величини належить деякому фіксованому класу. Методи рішення таких задач розвинені в роботах І.Н. Коваленко і його учнів [1, 2]. У даній статті ці методи використовуються для дослідження однієї з моделей надійності системи з часовим резервуванням і періодичним контролем працездатності.

Постановка задачі. Нехай існує система з резервом часу, що обслуговується. В цій системі об'єкт представлений одним структурним елементом, час напрацювання до відмови якого – випадкова величина t_n із невідомою функцією розподілу $F(t)$. Можливе проведення двох відновлювальних робіт: технічного