

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ТА СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Проведений аналіз принципів передавання інформації у дискретних каналах залежно від величини ймовірності помилки на біт BER, та обраного метода модуляції. Досліджено енергетичні та спектральні показники сигналів у цифрових каналах передавання інформації. Встановлено оптимальний вид модуляції залежно від визначення кількості позицій QAM та відношення сигналу до шуму на виході демодулятора. Наведено аналітичні залежності по розрахунку вибору характеристик приймально-передавальної апаратури для забезпечення необхідної швидкості передавання при заданих максимальних втратах в каналі передавання інформації. Засобами імітаційного моделювання Simulink досліджено сигнали в системі передавання інформації з QPSK-модуляцією, побудовано та досліджено схеми систем передавання інформації з згортковим, каскадним та турбокодуванням. Визначено енергетичний вигравш від застосування каскадних конструкцій. Проаналізовано результати моделювання наближення ефективних кодів до межі Шеннона.

Ключові слова: цифрова модуляція, кодер, каскадний код, турбо-код.

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO, Y. B. ISAENKO

Khmelnitsky National University

ANALYSIS OF ENERGY AND SPECTRAL SIGNALS EFFICIENCY IN DIGITAL TELECOMMUNICATIONS SYSTEM

Abstract - The analysis of the principles of discrete channels of information transfer, depending on the size of the error probability per bit BER, and the chosen modulation method selected. Investigated the energy and spectral parameters of signals in digital information transmission channels. The optimum type of modulation depending on the determination of the number and position QAM signal-to-noise ratio at the output of the demodulator. The analytical calculation depends on the choice of the characteristics of receiving and transmitting equipment for the required transfer rate for a given maximum in the waste channel in information transmission. By means of simulation Simulink signals studied in a system transmitting information from QPSK-modulation scheme is constructed and analysed data transmission systems with convolution, turbo and cascaded codes. Determined energy gain from the use of cascade structures. The results of simulation codes effective approach to the Shannon limit

Keywords: digital modulation, encoder, cascaded codes, turbo - codes

Вступ

Сучасні досягнення радіоелектроніки забезпечують можливість реалізації в передавачах та приймачах систем зв'язку досить складних алгоритмів цифрової обробки сигналів. У результаті якість передачі практично будь-яких повідомлень в цифрових системах є вищою, ніж якість передачі цих повідомлень за допомогою аналогових систем зв'язку.

Інтенсивний розвиток телекомунікаційних послуг вимагає розроблення нових ефективних методів передачі інформації, що сприяє розвитку інформаційних технологій. Одним з головних підходів є підвищення ефективності цифрових методів модуляції в системах зв'язку та передачі інформації, перехід на високошвидкісні та спектрально-ефективні методи модуляції, пов'язані з застосуванням при формуванні та детектуванні інформації квадратурних та когерентних методів модуляції/демодуляції [1].

Сучасні системи передачі інформації використовують широкий спектр аналогових та цифрових методів модуляції. У загальному випадку модульований сигнал може бути представлений у вигляді функціональної залежності $s_r(t) = f(t, A, \omega, \varphi, T, \tau)$, де один або декілька параметрів (амплітуда A , частота ω , фаза φ , період T та тривалість τ) сигналу змінюються по закону зміни переданого повідомлення $r(t)$ [2–5].

Для передачі інформації у цифровому вигляді використовують системи сигналів $S = \{s_{r_i}(t)\}$, де $i = \overline{1, N}$, N – число сигналів. Найпростішою системою сигналів є двійкова, яка містить два сигнали, які відрізняються фазами, частотою, амплітудою або формою.

Отже, у випадку цифрової модуляції (маніпуляції), аналоговий несучий сигнал модулюється цифровим сигналом. Це можна охарактеризувати як форму аналого-цифрового перетворення. Зміни в несучому сигналі вибираються для певного числа альтернативних символів (модуляційний алфавіт).

Ефективність передачі інформації через систему радіозв'язку при певних фізичних характеристиках радіоканалу визначається властивостями передавача і приймача, обраними методами організації каналу зв'язку.

Розглянемо схему цифрового передавача рис. 1.

Первинним блоком в системі цифрового зв'язку є джерело інформації. З виходу аналого-цифрового перетворювача цифровий сигнал поступає на кодер джерела. Головне завдання кодеру – стиск інформації. Чим менший об'єм інформації, яку слід передавати через радіоканал в одиницю часу, тим менше помилок буде відбуватись при передаванні, менша необхідна смуга частот і енергія, яку необхідно витратити на передачу.

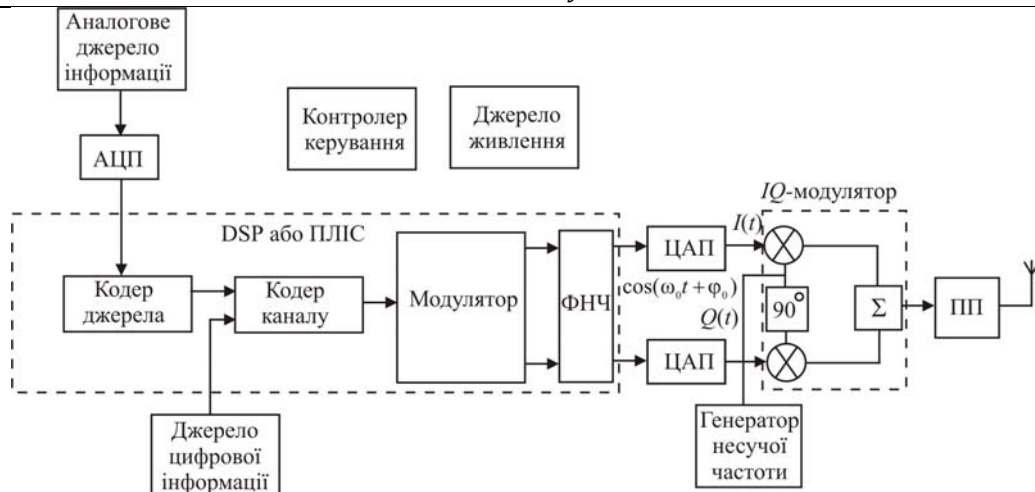


Рис. 1. Структурна схема цифрового передавача: ПП – підсилювач потужності; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема

Стиск інформації здійснюється шляхом усунення надлишковості інформації або створення фізичної моделі джерела інформації. В першому випадку створюється фізична модель надлишковості інформації. Кодуються не абсолютні значення амплітуди у випадку квазістаціонарності джерела і наявності значної кореляції між послідовними відліками, а її зміни між сусідніми відліками. В цьому випадку отримаємо зменшення об'єму інформації (буде необхідно менше бітів для представлення різницевого сигналу). Часто використовують диференційну імпульсно-кодову модуляцію. Можна використати інший підхід, більш ефективний для стиснення інформації. В цьому випадку потрібно передавати замість відліків – параметри моделі і їх зміну. В цьому випадку кодування вдається знизити швидкість передавання до декількох порядків [2, 3]. Кодер каналу використовується для підвищення достовірності переданої інформації. Тут, слід зазначити, що підвищення достовірності передавання інформації проходить не без втрат, а шляхом додавання надлишковості до переданої інформації. Це в загальному випадку призводить до зниження швидкості передавання (передаємо байт інформації декілька раз і приймаємо рішення по кількості максимальних співпадінь, достовірність збільшується, при істотному падінні швидкості). Таким чином, цифрові методи передавання даних дозволяють досягнути будь-якої достовірності передавання інформації (при умові, якщо відношення енергії біта до спектральної густини шуму більше – 1,6 дБ – межі Шеннона), платою за це, є падіння швидкості (або розширення смуги частот). Процес додавання надлишковості до вихідної інформації з метою підвищення достовірності передавання будемо називати завадостійким кодуванням. Головна задача кодера каналу – виконання операції завадостійкого кодування. Достовірність інформації будемо характеризувати статистичною величиною – ймовірністю помилки на біт (BER – Bit Error Rate). BER – це ймовірність помилкового приймання при передачі одного біта інформації, яку усереднено для статистично великого об'єму переданої інформації.

Величиною яка характеризує ефективність цифрової системи зв'язку є пропускна здатність [біт/с]. Отже, пропускна здатність – кількість інформації, яку можна передати в системі зв'язку в одиницю часу (зі 100% достовірністю). Верхня межа пропускної здатності в системі при заданому відношенні сигнал/шум і доступній смузі частот задається теоремою Шеннона [6]:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1)$$

де C – пропускна здатність (біт/с); W – доступна ширина смуги пропускання системи (Гц), S – середня потужність прийнятого сигналу, N – середня потужність шуму. Врахуємо, що середня потужність шуму залежить від ширини смуги: $N = N_0 W$, де N_0 – спектральна густина потужності шуму. При дослідженні системи зв'язку будемо користуватись не відношенням сигнал до шуму, а величиною E_b/N_0 – відношення енергії біта до густини потужності шуму, так як отримані при цьому співвідношення містять мінімальну кількість вторинних величин. З'ясуємо наступне: енергія біта – енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, яку представимо як добуток потужності передавача на тривалість біта. Перетворимо співвідношення (1) до еквівалентного вигляду:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} \left(2^{\frac{C}{W}} - 1 \right), \quad (2)$$

та встановимо залежність $\frac{C}{W}$ відношення пропускної здатності до доступної смуги від енергетичної характеристики системи – E_b/N_0 . Представимо залежність рисунком 2:

З рисунку 2 встановлюємо чим більше E_b/N_0 , тим більше інформації можна передати в одній і тій же смузі. Чим менше E_b/N_0 , тим більша смуга потрібна для передачі однакової кількості інформації в одиницю часу.

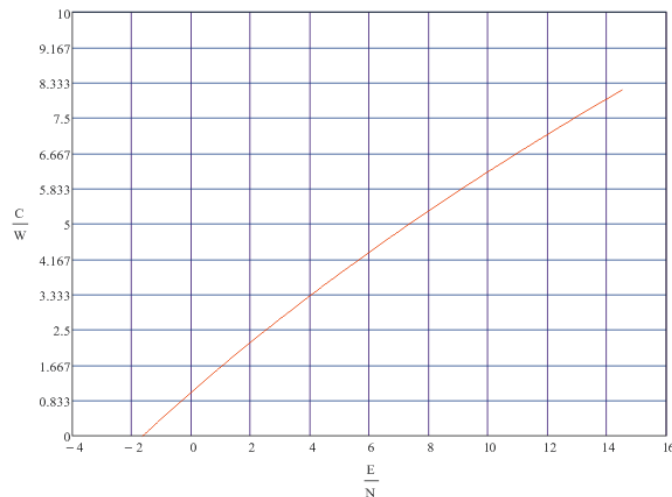


Рис. 2. Залежність пропускної здатності у смузі частот від $E_b/N_0 : \frac{C}{W}$ (біт/с/Гц); E_b/N_0 (дБ)

З рисунка 2 робимо висновок, що графік має асимптоту: $\frac{E_b}{N_0} = -1,6\text{дБ}$. У випадку наближення E_b/N_0 до $-1,6\text{дБ}$ відношення $\frac{C}{W}$ прямує до нуля. Отже, при відношенні $\frac{E_b}{N_0} < -1,6\text{дБ}$ передавання інформації із

100-відсотковою достовірністю неможливо при будь-якій ширині смуги. Таким чином, використовуючи співвідношення (1) та (2) можна встановити верхню межу пропускної здатності, коли кодер каналу має неперервний вихід, а декодер каналу (в приймачу) – неперервний вихід. Це означає, що кодер каналу може генерувати будь-який рівень сигналу з певного інтервалу, а декодер каналу виносить рішення, шляхом оброблення довільного рівню сигналу в інтервалі. Таким чином співвідношення (1) і (2) встановлюють верхню межу пропускної здатності для всієї системи зв'язку, починаючи від кодера каналу в передавачі і закінчуючи декодером каналу в приймачі, при використанні будь-яких кодерів/декодерів, модуляторів/демодуляторів і алгоритмів обробки сигналу для каналу з адитивним білим гаусовим шумом.

В реальних системах зв'язку часто кодер каналу видає дискретні значення рівня сигналу (M -можливих рівнів), декодер каналу в приймачі приймає і обробляє також дискретні M – рівневі значення з виходу детектора модулятора. Таким чином, між кодером каналу і декодером існує канал, на виході і на вході якого існує M -рівневий дискретний сигнал. Такий канал будемо називати M – рівневим дискретним каналом. Даний канал буде включати всі блоки цифрової системи зв'язку, починаючи від модулятора в передавачі і закінчуючи демодулятором в приймачі. Так як канал буде дискретним, він буде характеризуватись певною ймовірністю помилки на біт BER, яка залежить від вибраного метода модуляції. Пропускна здатність такого каналу визначимо так:

$$C = R \cdot \left[\log_2 M + (1 - \text{BER}) \log_2 (1 - \text{BER}) + \text{BER} \log_2 \left(\frac{\text{BER}}{M - 1} \right) \right], \quad (3)$$

де BER – ймовірність помилки на біт, M – кількість рівнів, R – швидкість передачі (біт/с), тобто та швидкість, з якою інформація подається в канал. Якщо передавати інформацію через канал із швидкістю R , то кінцеве значення достовірної інформації, яке можна буде передати в одиницю часу (пропускна здатність), описується величиною $C < R$. Реальна пропускна здатність буде менше C , а ступінь наближення до C визначається обраним методом кодування сигналу.

M -рівневий симетричний канал буде існувати не лише між кодером каналу і декодер [6]. На виході кодеру каналу і на виході декодера також присутні дискретні M -рівневі значення. Тобто, існує більш загальний M -рівневий симетричний канал, ймовірність бітової помилки в якому залежить не лише від вибраного метода модуляції, але і від способу кодування. Причому, даний канал існує також і у випадку м'яких рішень детектора (тобто коли на вхід детектора потрапляють неперервні значення). Пропускна здатність також описується формулою (3). Отже, формулою (3) встановлюємо залежність пропускної здатності від ймовірності помилки на біт для M -рівневого симетричного каналу. Слід зазначити, що на практиці досягається лише деяке наближення до межі (вона встановлюється теоремою Шеннона). Це відбувається за рахунок того, що теорема Шеннона встановлює величину пропускної здатності для каналу, єдиним видом спотворень в якому є адитивний білий гаусів шум (АБГШ). На практиці в каналі присутня множина інших видів спотворень. Крім того, методи кодування, хоча і стрімко вдосконалюються, не є досконалими і дозволяють досягти лише деякого наближення до межі Шеннона, як буде показано нижче при проведенні досліджень. Слід зазначити, що найбільш ефективними на даний момент часу методами каналного кодування є турбо-коди і багатопорогове декодування які досліджуються в роботі [3–5]. Тут слід мати на увазі, в практичних системах не потрібно передавати інформацію із 100-відсотковою достовірністю. Завжди достатньо деякого заданого рівня достовірності. Наприклад, для передавання

мови приймається рівень $BER \leq 10^{-3}$. Важко уявити, що спотворення одного біта з тисячі можна буде розрізнити на слух. Тому замість величини пропускної здатності яка характеризує достовірність передачі інформації, будемо в роботі оперувати величиною «швидкості передавання при заданому рівні бітової помилки». Ефективність роботи кодеру каналу будемо описувати кодовою швидкістю. Кодова швидкість рівна відношенню об'єму закодованої інформації до вихідного об'єму інформації.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та порівняння видів цифрової модуляції за енергетичної і спектральної критерієм ефективності

Перед розглядом та будовою математичної моделі системи передавання інформації з ефективні кодуванням, доцільно розглянути питання порівняння різних видів модуляції за критерієм спектральної та енергетичної ефективності. Такий підхід дозволить провести оптимальний пошук структури цифрової модуляції в каналі зв'язку для конкретного каналу, виявити основні складові та показники підвищення енергетичного виграшу каналу в цілому.

Енергетична ефективність характеризує енергію, яку необхідно витратити для передавання інформації із заданою достовірністю (ймовірністю помилки). Спектральна ефективність характеризує смугу частот, яка необхідна для того, що передавати інформацію з певною швидкістю. Крім зазначених критеріїв, види модуляції можна порівняти за стійкістю до різних типів завад і спотворень і складності апаратури.

Тут, слід зазначити наступне, в усіх системах зв'язку використовують фільтри, які обмежують спектр сигналу. Для амплітудних, фазових і амплітудно-фазових видів модуляції частіше всього використовують фільтр з характеристикою “піднятого косинуса”, для частотних – гаусів фільтр [4, 7]. Отже, спектральна ефективність для амплітудних, фазових і амплітудно-фазових видів модуляції однакова і визначається смугою фільтру.

На рис. 3 імітаційна схема передавача та приймача QPSK із формуючими фільтрами та системою синхронізації, а на рис. 4 – результати її дослідження.

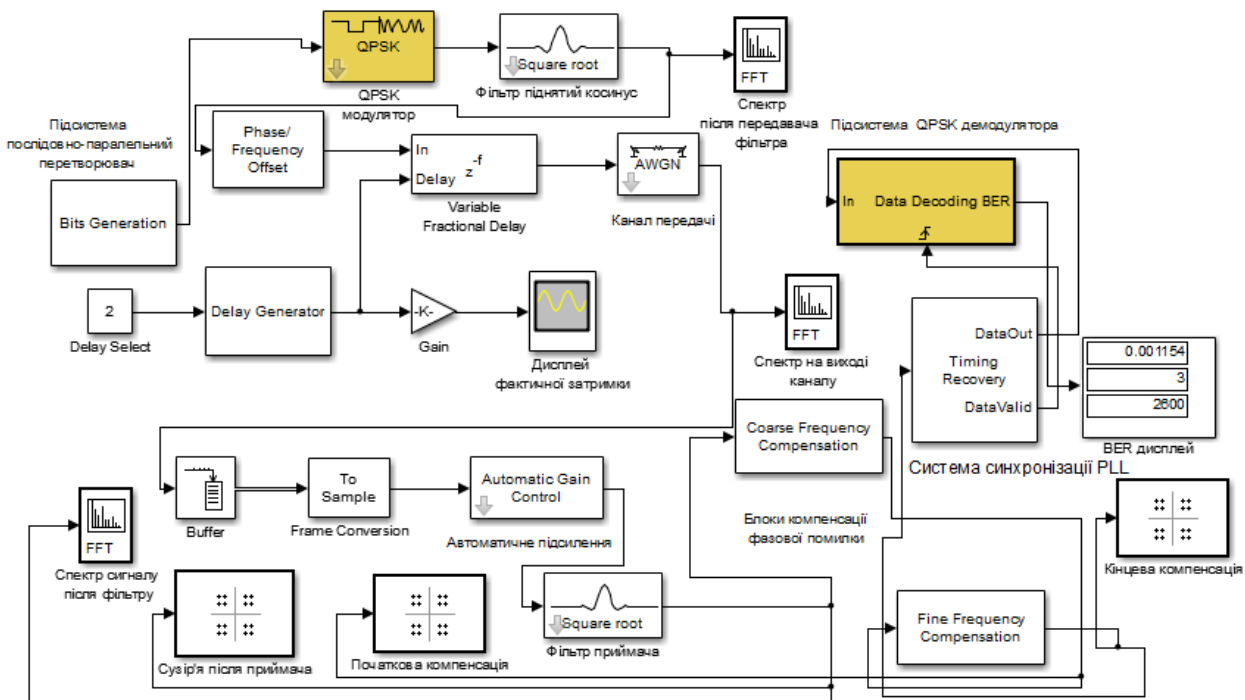
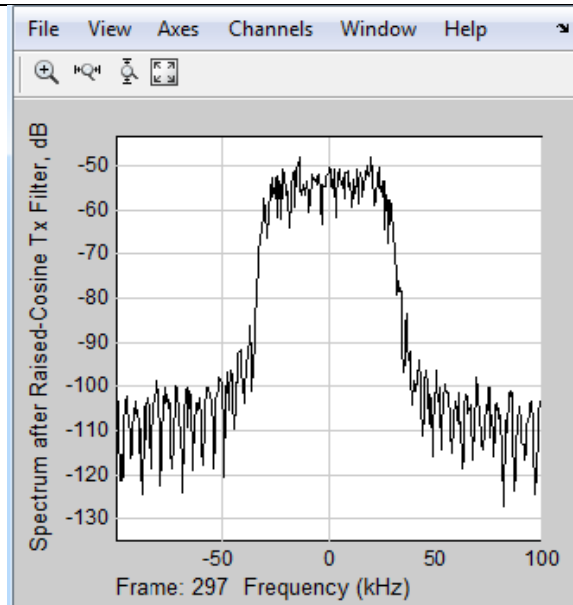


Рис. 3. Імітаційна схема передавача/приймача QPSK

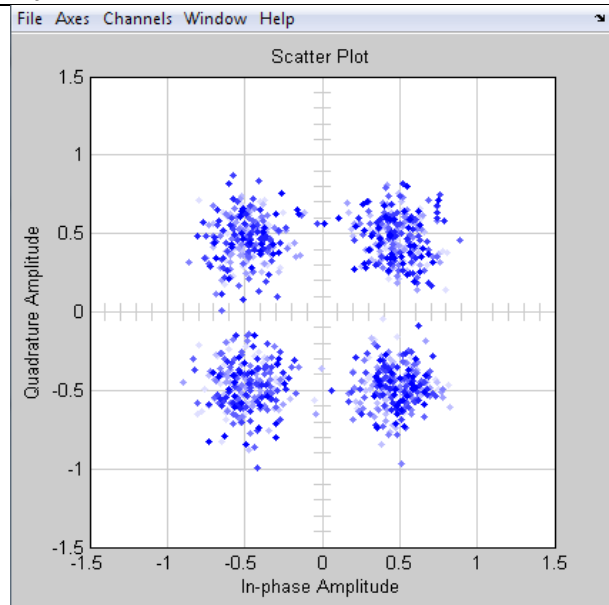
Збільшення рівня позицій (рівнів) модуляції (модуляція M -ASK, M -PSK, M -QAM) збільшує спектральну ефективність і $k = \log_2 M$ разів. Також, слід зазначити, що найбільшою спектральною ефективністю серед частотних видів модуляції має MSK. Порівняння MSK з гаусовою фільтрацією (модуляція GMSK) і відносною смугою $BT_b = 0,3$ і модуляції QPSK з фільтром “піднятого косинуса” з коефіцієнтом скруглення $\epsilon = 0,35$ [4] (оптимальний параметр для багатьох систем зв'язку [6]), що MSK є спектрально в 2,6 разу менш ефективна, ніж QPSK і в 1,3 разу менш ефективна ніж BPSK [6].

Порівняємо види модуляції за критерієм енергетичної ефективності. Для цього для кожного виду модуляції оцінимо необхідну для передавання інформації енергію при однаковій ймовірності бітової помилки E_b/N_0 для різних видів модуляції:

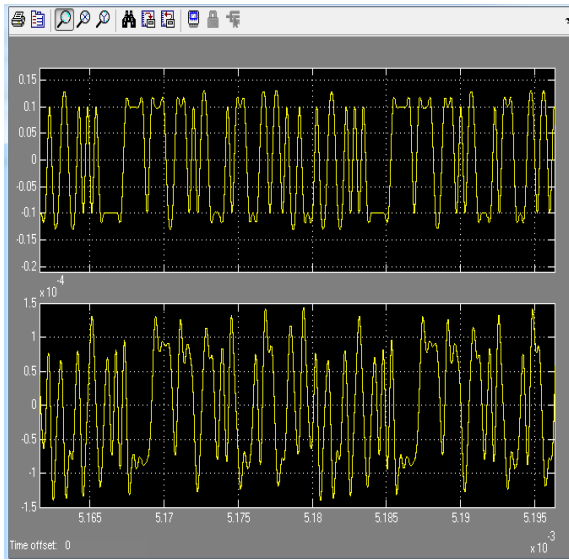
Залежності ймовірності помилки на біт від відношення E_b/N_0 для різних видів модуляції (OOK, ASK, MSK, M-QAM) отримані методом статистичного моделювання для різних умов специфіки досліджень представлено на рисунках 5–9.



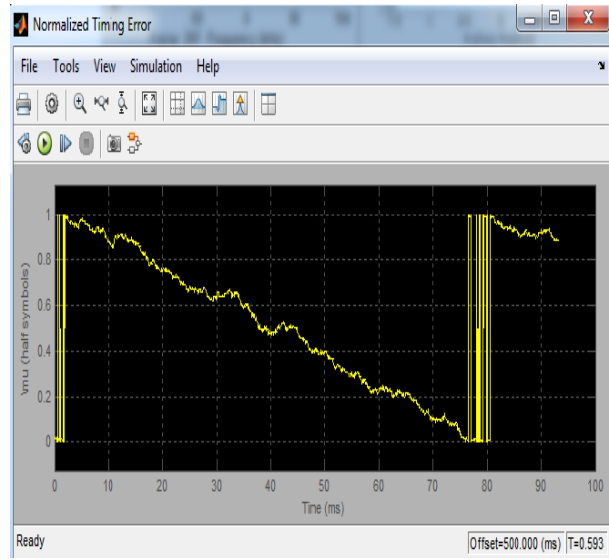
а)



б)



в)



г)

Рис. 4. Результати дослідження схеми передавача та приймача QPSK: а – спектр сигналу після фільтра “піднятий косинус”; б – сузір’я QPSK після передавача; в – осцилограми синфазної $I(t)$ і квадратурної $Q(t)$ складової комплексної обвідної; г) динаміка роботи системи синхронізації приймача (дисплей нормованої часової помилки)

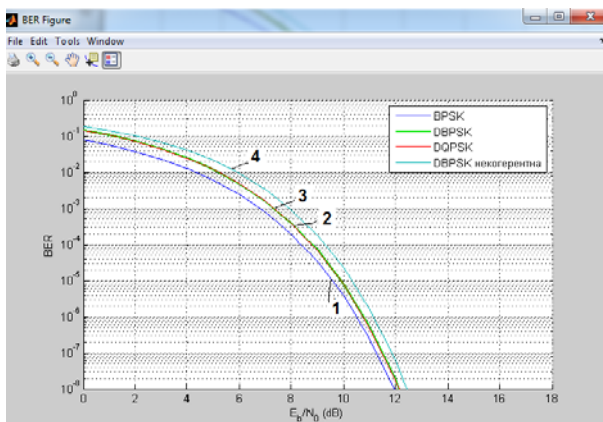


Рис. 5. Порівняння енергетичної ефективності маніпуляцій з відносним кодуванням: 1 - BPSK; 2 – DBPSK; 3 – DQPSK; 4 – DPPSK (некогерентна)

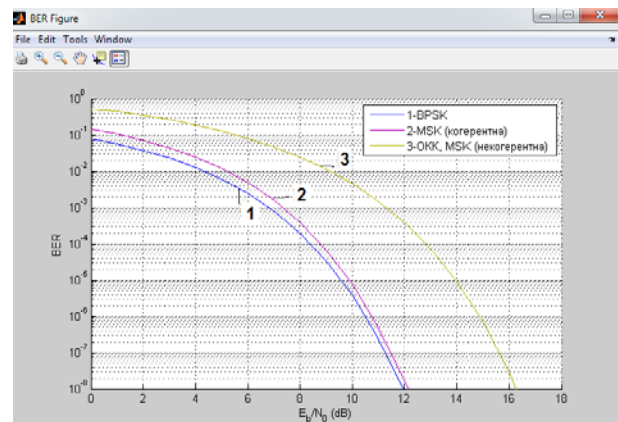


Рис. 6. Порівняння енергетичної ефективності маніпуляцій OOK, MSK, BPSK: 1- BPSK; 2 – MSK когерентна; OOK, MSK (некогерентна)

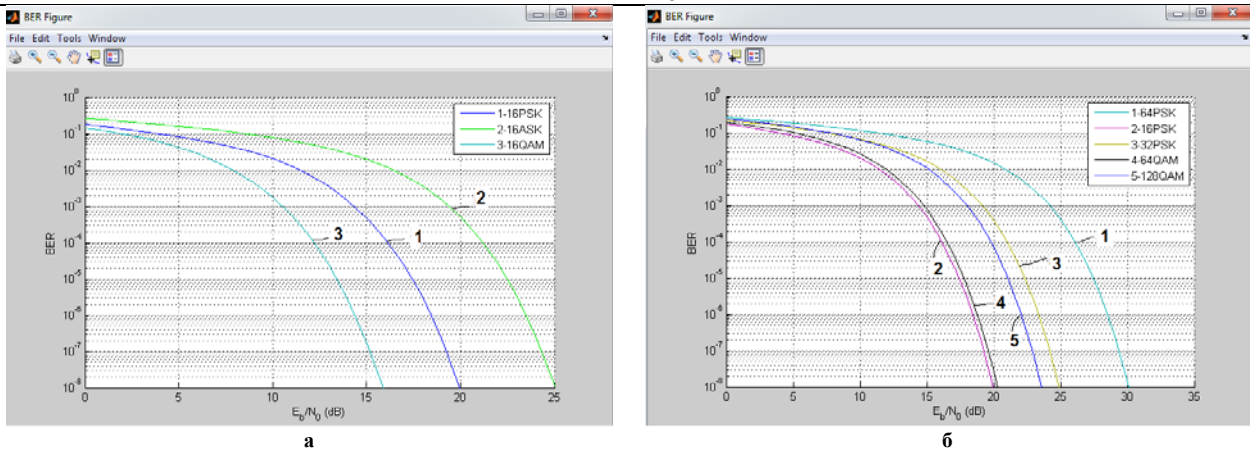


Рис. 7. Порівняння енергетичної ефективності маніпуляцій: а) 1-М-PSK; 2-М-ASK; 3-М – QAM; б) М-PSK; М – QAM

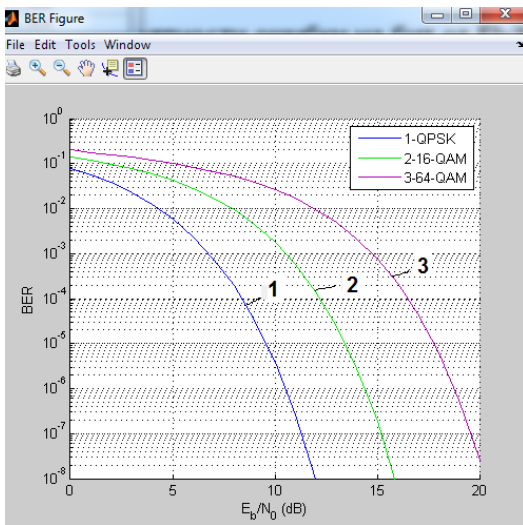


Рис. 8. Залежності ймовірності помилки на біт E_b/N_0 для модуляцій QPSK – 1, 16-QAM – 2, 34-QAM – 3, отримані в результаті моделювання

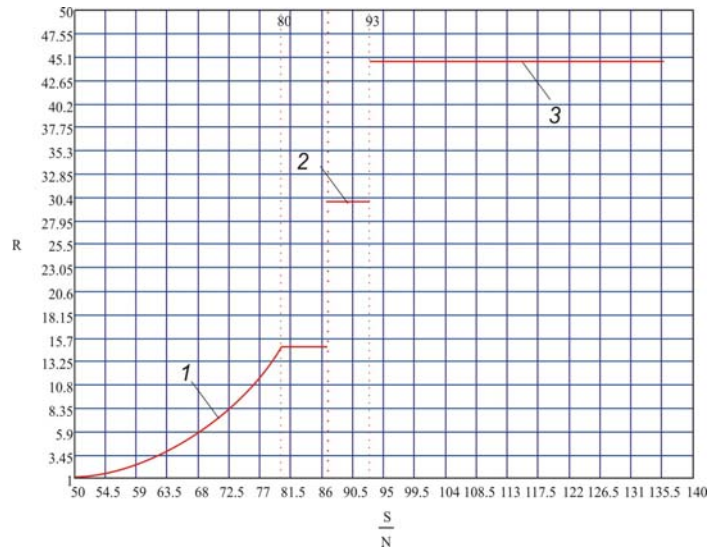


Рис. 9. Залежність швидкості передавання R (біт/с) в каналі зв'язку, від S/N у дБ: 1- 0.15Мбіт/с; 2 – 29,5 Мбіт/с; 3 – 44,39 Мбіт/с

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right), \quad (4)$$

де BER – ймовірність помилки; E_b – енергія, необхідна для передавання одного біта інформації; N_0 – спектральна густина потужності білого шуму в каналі. Якщо потужність передавача дорівнює P , то величина енергії, яка приходить на один біт інформації, дорівнює $E_b = P \cdot T_b$, де T_b – тривалість біта.

Проведемо аналіз отриманих результатів. Із збільшенням позиційності модуляції, ймовірність бітової помилки збільшується (дивимось результати моделювання для M -ASK і M -PSK, тут $Q(x)$ – інтеграл помилок буде убиваючою функцією аргументу [2]). Отже, робимо висновок, при збільшенні спектральної ефективності енергетична ефективність зменшується. Однак BER для BPSK та QPSK описуються однаковими формулами

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}}\right),$$

при цьому QPSK завжди істотно ефективніше ніж BPSK, і, звичайно, має зміст

використовувати QPSK, а не BPSK. Фізично, це пояснюється тим, що у випадку QPSK додається додатковий ступінь вільності: квадратурна складова $Q(t)$. У випадку BPSK використовується лише синфазна складова $I(t)$ [4]. Квадратурна форма когерентного фазового демодулятора [5], призводить до того, що два канали детектора забезпечують незалежне приймання двох бінарних фазоманіпульованих сигналів. Аналогічне явище виникає при порівнянні модуляцій DBPSK і DQPSK (з відносним кодуванням). Хоча вирази для BER дещо відрізняються, з високим ступенем наближення вони співпадають. Зазначимо, що модуляції з відносним кодуванням мають найбільший енергетичний програш в порівнянні з звичайними BPSK і QPSK (0,3–0,9 дБ). DBPSK з некогерентним детектуванням також має невеликий програш в порівнянні з DBPSK з когерентним детектуванням (біля 0,5 дБ) рис. 5. Тут, і далі по тексту під енергетичним вигрешом будемо розуміти різницю в значенні E_b/N_0 при однаковому значенні ймовірності помилки на біт.

Порівняємо види модуляції з однаковою кількістю позицій рис. 6. Порівняння дворівневих OOK, BPSK і MSK, призводить до наступних висновків: OOK і MSK мають однакову ефективність і програють BPSK

відповідно і QPSK по енергетичній ефективності приблизно на 3дБ. За результатами даного порівняння робимо висновок, що при кількості рівнів до 4-х включно QPSK є спектрально і енергетично найбільш ефективним видом маніпуляції. Однак, тут слід звернути увагу на модуляцію GMSK. Її спектральна ефективність нижча, ніж QPSK, в системах з лінійним кодуванням. GMSK, як частотний вид маніпуляції, дозволяє використовувати високоефективні нелінійні підсилювачі і обмежувачі, що в кінцевому рахунку дає енергетичний вигравш. При проходженні QPSK через подібний пристрій, її спектр розширюється і відбувається поновлення бічних пелюстків. Тому GMSK в деяких випадках може мати більшу ефективність ніж QPSK. Проведемо порівняння для маніпуляцій з кількістю рівнів $M > 4$. Зокрема на рис. 6 а, б представлені результати дослідження порівняння енергетичної ефективності для маніпуляцій: амплітудної, фазової і амплітудно-фазової при $M=16$ і $M=64$.

Як видно з рис. 7 амплітудна маніпуляція істотно (більше 5 дБ при $M=16$) програє фазовій і амплітудно-фазовій маніпуляції. При порівнянні M-PSK з M-QAM видно, що M-QAM переважає по ефективності M-PSK, причому енергетичний вигравш M-QAM збільшується із ростом M. Наприклад, для $M=16$ вигравш складає біля 4 дБ, а при $M=64$ біля 10 дБ. Фізично такий результат можна пояснити тим, що відстань між сусідніми точками в сигнальному сузір'ї M-PSK менше, ніж у M-QAM [5]. Сигнальне сузір'я M-PSK представляє собою коло із рівномірним розподіленими точками на ньому, а сузір'я M-QAM – квадрат з рівномірно розподіленими по його площі точками.

Чим більша відстань між точками в сузір'ї, тим менша ймовірність помилки в детектуванні сусіднього символу [5, 6]. Багатопозиційна частотна маніпуляція використовується значно менше, так як при збільшенні кількості рівнів і збереженні індексу маніпуляції її спектр не звужується, а розширюється, в наслідок того, що вводяться нові частоти і ширина спектра зростає по закону $\frac{M}{\log_2 M}$. При збільшенні кількості рівнів M-MSK, на

відміну від всіх інших видів модуляції, ймовірність помилки на біт зменшується рис. 8. Тоді отримаємо вигравш в енергетичній ефективності за рахунок зменшення спектральної ефективності. Отже, при обмеженій смузі частот, при $M \leq 4$ найбільш ефективною буде QPSK, а при $M > 4$ – QAM. QPSK є частковим випадком QAM при $M = 4$ [4, 7, 8]. Можна говорити, що QAM найбільш ефективний вид маніпуляції при будь-якій кількості рівнів. Подальші дослідження, з метою отримання енергетичного вигравшу, зосередимо на оптимізації форми сигнальних сузір'їв і використанні багатомірних сигнальних сузір'їв, модуляції із решітчастим кодуванням.

Дослідження системи зв'язку будемо проводити з формулювання наступної задачі: заданий рівень ймовірності помилки на біт, який не повинен бути перевищений. Для передавання мови достатнім буде рівень $BER \leq 10^{-5}$, далі буде приведена оцінка спектральної та енергетичної ефективності саме відносно цього рівня [2]. Для виключення інтерференції з іншими каналами зв'язку обмежимо смугу частот. Тут слід зазначити, що є нормативні акти, які регулюють розподілення частотного ресурсу, в цьому при частотному розділенні користувачів необхідно забезпечити відсутність інтерференції між ними. В приймачі є деяке значення відношення E_b/N_0 , яке визначено характеристиками потужності передавача, чутливістю приймача і втратами сигналу на трасі. Встановимо дану залежність.

З визначення, енергія на біт дорівнює $E_b = P \cdot T_b = \frac{P}{R}$, де P – потужність сигналу, T_b – тривалість біта,

R – швидкість передавання (біт/с). Потужність сигналу на виході приймача дорівнює: $P = P_0 \cdot G_{АПр} \cdot G_{АП} \cdot K$, де P_0 – вихідна потужність передавача, $G_{АПр}$ – коефіцієнт підсилення антени приймача, K – коефіцієнт передачі каналу зв'язку. Виразимо E_b в дБм, отримаємо: $E_b = P_0 + G_{АПр} + G_{АП} - K_{em} - 10 \log R$, де $K_{em} = \frac{1}{K}$ – коефіцієнт втрат на трасі.

Рівень шуму на виході приймача детектора визначимо коефіцієнтом шуму приймача. Спектральна густина потужності шуму, приведена до входу приймача, дорівнює $N_o = -174 + K_u$, де -174дБм/Гц – рівень теплового шуму на вихідному опорі приймача при температурі 17С, K_u – коефіцієнт шуму приймача в, дБ.

Таким чином отримаємо:

$$\frac{E_b}{N_0} = P_0 + G_{АПр} + G_{АП} - K_u - K_{em} + 174 - 10 \log R, \quad (5)$$

де E_b/N_0 – відношення на детекторі приймача.

Проведемо позначення відношення потужності сигналу до спектральної потужності шуму а детекторі (S/N):

$$\frac{S}{N} = P_0 + G_{АПр} + G_{АП} - K_u - K_{em} + 174. \quad (6)$$

Отже ми бачимо, що величина S/N буде об'єднувати характеристики приймально-передавальної апаратури і втрати на трасі. Тоді отримаємо:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} - 10 \log R. \quad (7)$$

Бачимо, що відношення E_b/N_0 визначається величиною S/N і швидкістю передавання.

Звичайно, завдання системи зв'язку – забезпечити максимальну швидкість передавання даних. Під час роботи системи зв'язку головним перемінним параметром є коефіцієнт втрат на трасі ($K_{\text{см}}$). Він змінюється у зв'язку з варіацією затухання сигналу при зміні відстані між передавачем і приймачем, а також за рахунок завмирань (варіацій рівня сигналу в просторів і часі за рахунок інтерференції внаслідок багатопроменевого поширення радіохвиль). Також, деколи передавач може керувати вихідною потужністю для керування спожитою енергією. Таким чином, змінним параметром є S/N . Приймач вибирає поточне значення S/N , вибирає оптимальний вид модуляції, який забезпечує максимальну швидкість, і здійснює передачу даних на швидкості, яка наближається до максимальної для даного S/N , к правило є дискретний набір можливих швидкостей. Слід також вирішити завдання вибору характеристик приймально-передавальної апаратури (визначення S/N) для забезпечення необхідної швидкості передавання при заданих максимальних втратах ($K_{\text{см}}$). Таку задачу можна вирішити якщо відомий вид модуляції і швидкість від S/N .

Якщо відома залежність BER від E_b/N_0 , то можна визначити, для кожного виду модуляції, мінімальне значення E_b/N_0 , яке забезпечує задане значення BER_{max} . Кодування використовуємо для забезпечення певного енергетичного виграшу в порівнянні з некодованою системою. Значення енергетичного виграшу звичайно називають коефіцієнтом підсилення коду. Отже, якщо нам буде відомий коефіцієнт підсилення коду, то з необхідних мінімальних значень E_b/N_0 необхідно відняти значення коефіцієнта підсилення коду. Слід зазначити, що звичайно відомі лише оціночні значення коефіцієнта підсилення; коефіцієнт підсилення коду може істотно відрізнитись для різних видів модуляції і різної кількості позицій. Тому в роботі використовуємо процедуру отримання залежностей BER від E_b/N_0 з допомогою комп'ютерного статистичного моделювання. Проведений вище аналіз показав, що найкращі показники стосовно критеріїв ефективності має QAM-маніпуляція. Представимо залежності BER від E_b/N_0 для QPSK, 16-QAM і 64-QAM без кодування, отримані з допомогою середовища Matlab рисунком рис. 8.

Значення смуги, яку займає сигнал, звичайно пропорційно швидкості. Для фільтрів Найквіста з характеристикою «корінь із піднятого косинусу» або «піднятий косинус» дана залежність визначається виразом [6]:

$$W = (1 + \varepsilon) \frac{R}{\log_2 M} \frac{1}{R_k}, \quad (8)$$

де W – смуга сигналу на радіочастоті (Гц), R – швидкість передачі даних (біт/с); M – кількість позицій модуляції, ε – коефіцієнт скруглення фільтру, R_k – швидкість кодування (при відсутності кодування приймаємо за 1). Для інших видів фільтрів залежність аналогічна, але коефіцієнт ε має інший зміст.

Перетворюємо в логарифмічний вигляд вираз (8):

$$10 \log W = 10 \log \frac{1 + \varepsilon}{\log_2 M \cdot R_k} + 10 \log R = 10 \log R + K(M), \quad (9)$$

де $K(M) = 10 \log \frac{1 + \varepsilon}{\log_2 M \cdot R_k}$.

Виразимо $10 \log R$ з (9) та підставимо в (7). Тоді для кожного виду модуляції отримаємо:

$$\frac{E_b}{N_0} = S/N - 10 \log W + K(M). \quad (10)$$

Позначимо значення $\frac{E_b}{N_0}$, яке забезпечує задане значення BER_{max} для кожного i -го виду модуляції

через $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i^{\min}$. Виразимо S/N з (10), отримаємо:

$$S/N_i^{\min} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i^{\min} + 10 \log W - 10 \log \frac{1 + \varepsilon}{\log_2 M \cdot R_k}, \quad (11)$$

де S/N_i^{\min} – мінімальне значення відношення «сигнал – шум» на виході демодулятора, яке необхідне для забезпечення необхідного значення BER для певного виду модуляції.

Виразимо R з (11):

$$R_{\text{max}} = W \cdot R_k \frac{1}{1 + \varepsilon} \cdot \log_2 M. \quad (12)$$

Робимо висновок що має зміст вибирати вид модуляції з найбільшою кількістю позицій (M) (при

однаковому кодуванні), так як вона дозволить передачу в заданій смузі з максимальною швидкістю.

Слід зазначити, що отримані співвідношення справедливі для довільних видів модуляції і методів кодування. Під вибором оптимального виду модуляції будемо тут розуміти визначення кількості позицій QAM залежно від значення S/N .

Розрахунок проведемо для наступних вхідних даних: $BER = 10^{-4}$, смуга частот 10 МГц, спочатку без кодування, фільтр з характеристикою «корінь з піднятого косинуса» з коефіцієнтом скруглення 0,35 (значення

задане в імітаційній схемі рис. 3). Використовуємо рис. 8 та для $BER=10^{-4}$ отримаємо значення $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i^{\min}$ 8,1; 12;

16,3 дБ відповідно для видів модуляції QPSK ($M=4$), 16-QAM і 64-QAM. Використовуючи (11) обчислюємо відповідне S/N_i^{\min} : 79,8 дБ, 86,7 дБ, 92,8 дБ. Розраховуємо швидкості по (12): 15 Мбіт/с; 29,5 Мбіт/с; 44,39 Мбіт/с. Результати досліджень представимо рис. 9.

Для розв'язку задачі досягнення максимальної швидкості передачі даних при обмеженій швидкості пропускання і заданій максимально можливій ймовірності помилки на біт, в системі зв'язку повинен бути вибраний оптимальний вид модуляції (найчастіше QAM) і швидкість передавання. Оптимальний вид модуляції визначається величиною S/N (відношення сигналу до спектральної густини шуму на детекторі приймача), яка визначається характеристиками приймально-передавальної апаратури (потужність, коефіцієнт шуму) і затуханням сигналу на трасі. Для певного виду модуляції швидкість визначається доступною смугою.

Дослідження критеріальних оціночних показників ефективності кодування

З літературних джерел відомо, що методи коректуючого кодування, забезпечують енергетичний вигравш (6–7) дБ в каналах з постійними параметрами і гаусовим шумом, що в кінцевому рахунку дозволяє підвищити завадостійкість телекомунікаційних систем [6]. Разом з тим до теоретичної межі залишається запас в 5–7 дБ. Ефективні коди повинні бути досить довгими із структурою яка подібна до структури випадкового шуму [5]. Із зростом довжини коду складність алгоритму декодування (апаратна або програмна) катастрофічно зростає. В роботі [1] досліджено можливості використання каскадних структур для реалізації кодів з великою довжиною блоку і високою коректуючою здатністю в супутниковому каналі передавання інформації. Провівши аналіз результатів дослідження встановимо наступні критеріальні оцінки показників ефективності кодування. Загальний результат роботи системи зв'язку визначимо кількістю і якістю переданої інформації. Кількість будемо оцінювати швидкістю передавання інформації по каналу R (біт/с), а якість – ймовірністю помилки. Тут слід знов повернутись до класики, та чітко сформулювати умови: ймовірність помилки при певному виборі методу передавання (емуляцію + кодування) можна зробити гранично малою. Але швидкість передавання не може бути вище деякого інформаційного ресурсу – пропускну здатності. Тоді показником ефективності може виступати середня швидкість, за якої забезпечується задана ймовірність передавання інформації. При цьому інформаційна ефективність системи, яка визначає ступінь використання пропускну здатності каналу C , буде визначатись відносною величиною $\eta = R/C$. В реальних умовах цей показник завжди менше одиниці. Чим ближче цей показник до одиниці, тим досконаліша система передавання інформації. Далі, досягнення необхідної швидкості і вірності передавання супроводжується певними затратами інших важливих ресурсів: потужності сигналу P і смуги пропускання каналу W . Тому введемо критерії ефективності через показник енергетичної:

$$\beta = \frac{R}{(P / N_0)}, \quad (13)$$

і частотної ефективності:

$$\gamma = R / W, \quad (14)$$

де $\frac{P}{N_0}$ – відношення потужності сигналу до спектральної густини потужності шуму на виході приймача.

Отже, визначимо три критерію ефективності: 1) інформаційний – визначає степінь використання пропускну здатності каналу $\eta = R/C$; 2) енергетичний критерій – $\beta = \frac{R}{(P / N_0)}$; 3) частотний $\gamma = R / W$. Для

Гаусова каналу із смугою пропускання W , відношенням потужності сигналу і шуму $x = \frac{P}{P_u}$ і пропускну

здатності $C_k = W \log(x + 1)$ встановлюємо зв'язок між цими величинами: $\eta = \frac{\gamma}{\log\left(1 + \frac{\gamma}{\beta}\right)}$ і $\gamma = x\beta$. Тоді при

відповідних способах передавання інформації (кодування і модуляція) і приймання (демодуляція і декодування), величина η може наближатись до одиниці. Якщо $\eta=1$ отримаємо граничну залежність: $\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}$. Ця формула встановлює залежність енергетичної ефективності від частотної для ідеальної системи яка визначає

рівність швидкості передавання інформації і пропускної здатності каналу. Далі, якщо побудувати залежність $\beta = f(\gamma)$, то можна встановити найкращий обмін між β і γ в неперервному каналі. В реальних системах, з якими проводилось моделювання при підготовки матеріалів статті, ймовірність помилки завжди має кінцеве значення і інформаційна ефективність менше граничної. Тоді наприклад при фіксованому значенні ймовірності помилки можна визначити коефіцієнти ефективності β і γ і побудувати залежність $\beta = f(\gamma)$. Кожному варіанту системи передавання інформації в цих координатах буде відповідати точка на площині. Очевидно всі криві будуть лежати нижче граничної кривої Шеннона. Аналіз стану питання проведений в ході виконання досліджень показав, що оптимізацію задачі підвищення ефективності системи передавання інформації можна проводити використовуючи системний підхід, змінюючи властивості дискретних сигналів по каналу зв'язку, можна в широких межах змінювати показники ефективності. При виконанні досліджень застосуємо шлях який формується на використанні багатопозиційних сигналів і коректуючи кодів, тобто їх комбінацій. Для цифрових систем передавання інформації енергетичну і частотну ефективність визначимо відповідно так:

$$\beta = \frac{1}{E_b/N_0} = \frac{N_0}{E_b} \quad \text{і} \quad \gamma = \frac{\log M}{N}, \quad (15)$$

де M – об'єм алфавіту ансамблю сигналів; N – розмірність простору сигналів.

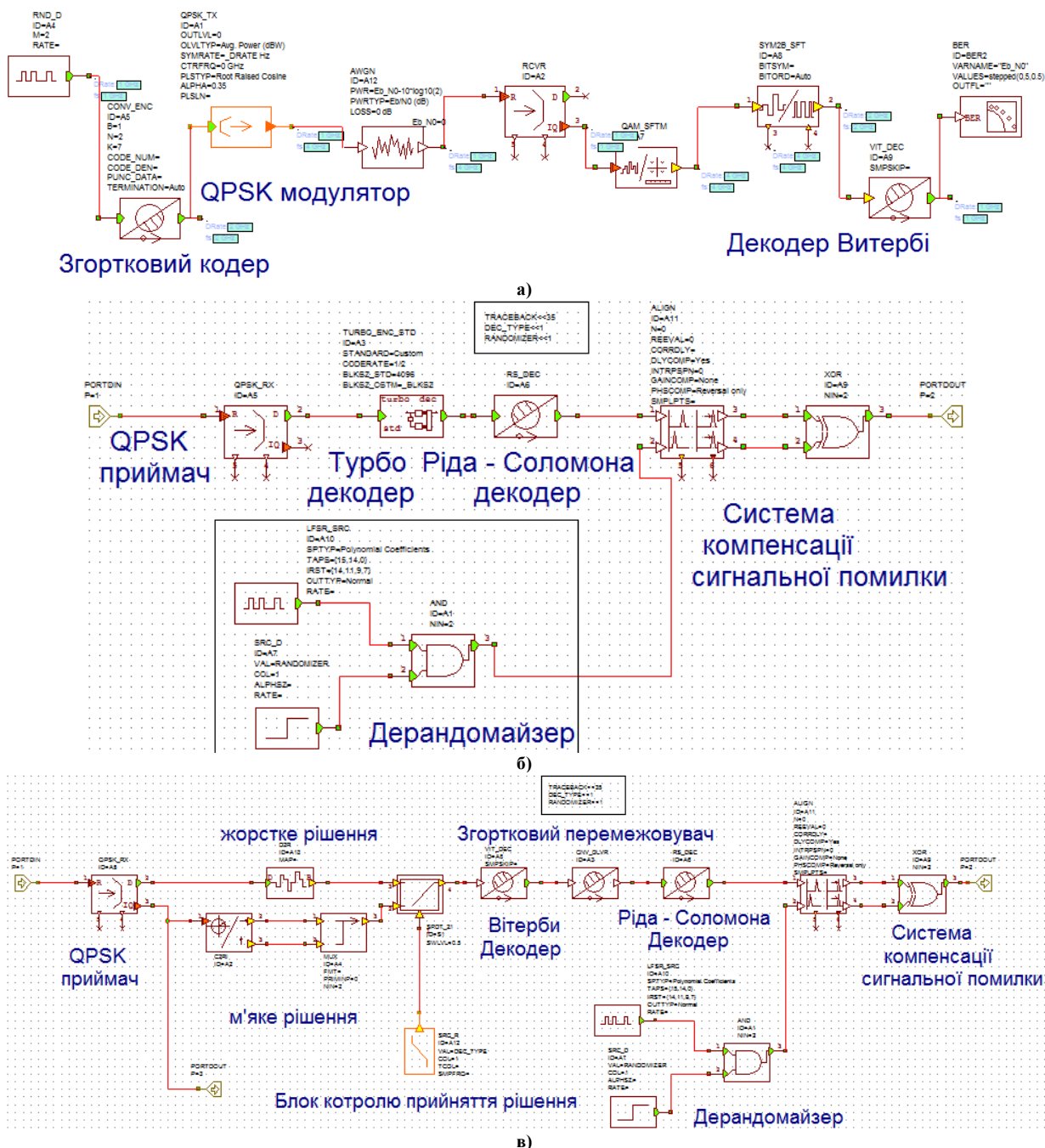


Рис. 10. Імітаційні схеми підсистем передавання інформації: а) зі згортковим кодуванням; б) приймальної підсистеми з каскадним турбокодуванням; в) приймальної підсистеми з каскадним кодом Ріда – Соломона + згортковий кодер і перемежувач

Отже, одночасне підвищення енергетичної та спектральної ефективності передачі інформації можливе у випадку застосування ансамблів багатопозиційних сигналів разом із завадостійким кодуванням. Ідея: формувати такі сигнали, області яких в багатопозиційному просторі щільно упаковані (для забезпечення частотної ефективності), і разом з тим достатньо далеко рознесені (щоб забезпечити високу енергетичну ефективність). В каналах передавання інформації, зокрема супутникових, знайшли застосування методи маніпуляції типу BPSK, QPSK, та згорткові коди [2]. Поєднання сигналів і кодів, які задовольняють викладеним вище умовам, утворюють сигнально-кодові конструкції. Багатопозиційний сигнал при цьому утворює «внутрішній код». Задача побудови таких СКК полягає в поєднанні протирічних властивостей «щільних» багатопозиційних сигналів (висока частотна ефективність) і завадостійких кодів (висока енергетична ефективність) в єдиній конструкції, яка забезпечує одночасне зростання як β так і γ у відповідності до (15). Перехід до багатопозиційних сигналів дозволяє підвищити питому швидкість передавання інформації. Однак при цьому знижується завадозахищеність, так як із зростом позицій енергетична ефективність знижується. Ефективні коди повинні бути достатньо довгими із структурою, яка подібна до структури випадкового шуму, при цьому із зростом довжини коду складність алгоритму декодування катастрофічно зростає. Тому тут слід розв'язати завдання пошуку і синтезу кодів з високою виправною здатністю, і одночасно з задовільною складністю декодера. Зокрема на рис. 10 представлено імітаційні схеми та результати дослідження (рис. 11), систем передавання інформації із згортковим кодуванням (ЗК) та каскадними СКК.

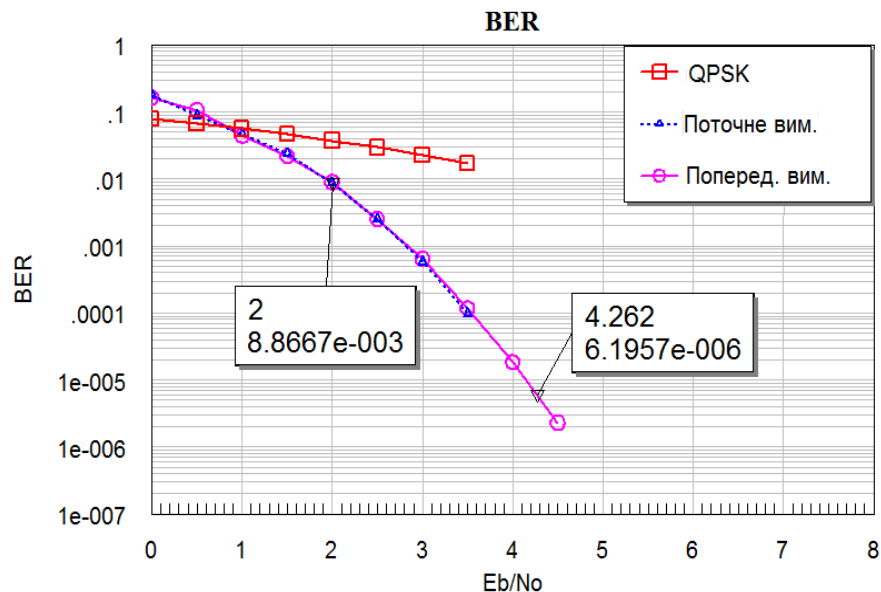


Рис. 11. Залежності бітрової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу: ЗК (171, 133), QPSK) $R=1/2$

Коди Ріда – Соломона, мають ту властивість, що вони можуть виправляти будь-який набір $n - k$ (де k – число інформаційних бітів, які піддаються кодуванню, а n – число кодових символів в блоці кодування) символів стираних в блоці. Можна сконструювати коди з будь-якою надлишковістю [7]. Для того, щоб успішно протистояти шумовим ефектам, тривалість завад повинна складати відносно невеликий процент від кількості кодових слів. Щоб бути впевненим, що така картина буде існувати тривалий час, прийнятий шум необхідно усереднити за великий проміжок часу, що знизить ефект від несподіваної або незвичайної смуги поганого приймання. Отже, код з корекцією помилок буде більш ефективним (підвищиться надійність передавання) при збільшенні розміру блоку який передається, що робить код Ріда – Соломона більш корисним, якщо бажана велика довжина блоку рис. 10. У випадку каскадних СКК (КК) (рис. 10, в) отримаємо наступний результат. Внутрішній код зв'язаний з модулятором (демодулятором) і каналом – він буде налаштований на виправлення більшості каналних помилок. Зовнішній код, може бути швидкісний (з низькою надлишковістю), він знижує ймовірність появи помилок до заданого значення. Головна причина використання каскадного кода є низька ступінь кодування і загальна складність реалізації, менша тієї, яка необхідна для здійснення окремої процедури кодування [2]. Зовнішній код Ріда – Соломона утворюється з m – бітових сегментів двійкового потоку даних. Ефективність такого (недвійкового коду) Ріда – Соломона залежить лише від числа символних помилок у блоці. Код не спотворюється пакетами помилок в межах m – бітного символу. Іншими словами, для даної символної помилки ефективність коду Ріда – Соломона така, як у випадку якщо символна помилка була викликана одним бітом або m – біт. Але, ефективність каскадних систем дещо погіршується за рахунок корелюючих помилок в послідовних символах, тому перемежовування між кодуваннями будемо виконувати на рівні символів (а не бітів), рис. 10. Турбо-код утворюється при паралельному каскадуванні двох або більше елементарних загорткових кодів, розділених перемежовувачем [1].

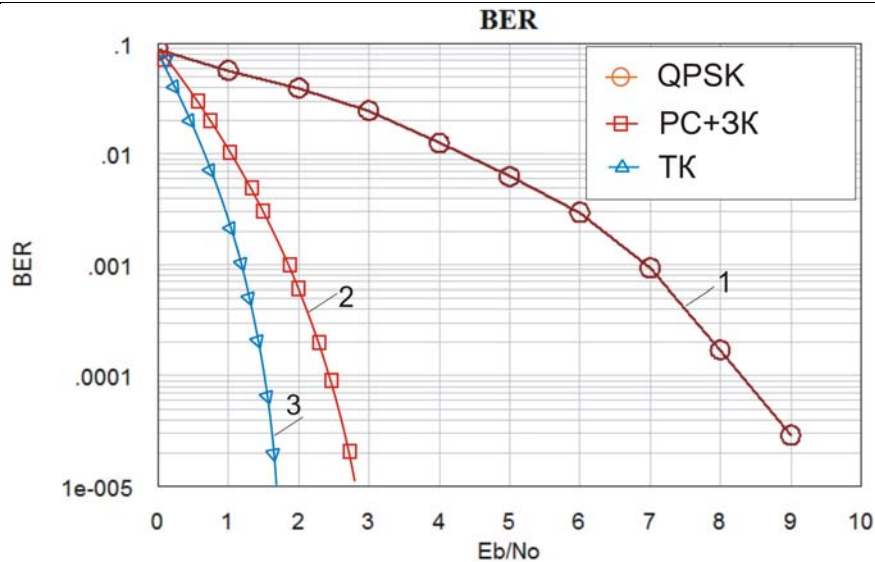


Рис. 12. Залежності бітрової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для AWGN каналу: 1 – для некодованої QPSK; 2 – КК (PC (255, 223), 3К (171, 133), QPSK) $R=1/2$, довжина перемешувача – 5; 3 – ТК – $R=1/2$

Використання систематичних згорткових кодів за інших рівних умов гарантує турбо-коду найкращі характеристики. Важливою ланкою турбо-кодеру є перемешувач. За рахунок перемешувача процес формування кодових комбінацій турбо-коду достатньо близький до випадкового. Тому турбо-код з великим розміром блоку можна характеризувати як довгий випадковий код, у відповідності до теореми Шеннона саме такі коди і потрібні для передавання інформації із швидкостями, які максимально наближаються до пропускної здатності каналу зв'язку рис. 13.

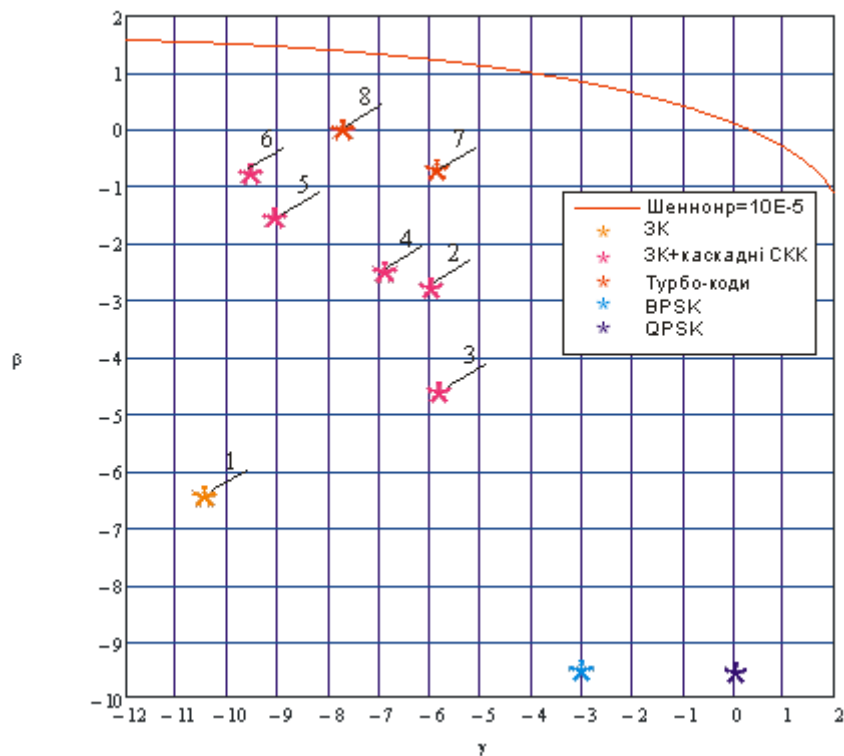


Рис. 13. Результати моделювання наближення ефективних кодів до межі Шеннона (β та γ подано у дБ): 1 – 3К (згортковий код); 2–6 – 3К+каскадні СКК (згорткові коди та каскадні сигнально-кодові конструкції); 7, 8 – турбо-коди

Якщо провести аналіз результатів дослідження ймовірності бітрової помилки для різних кодів від E_b / N_0 , то можна встановити наступне. Так, для зазначеного турбо-коду ($R=1/2$, розмір блоку 1784) у випадку швидкості кодування $1/2$ $E_b K \approx 1,3$ дБ ($BER=10^{-5}$) в порівнянні з каскадним кодом за СКК PC (255, 247), перемешувач, 3К (171, 133), QPSK, $R=1/2$. В свою чергу, EBK в порівнянні з загортковим кодом становить – 2,5 дБ. Також на рис. 11, 12 представлено залежності бітрової помилки BER від відношення сигнал/шум (E_b / N_0) для некодованої QPSK. В роботах [2, 3] досліджено можливості каскадних кодів за різної конфігурації кодових

послідовностей. Отримані результати використаємо для аналізу енергетичної та спектральної ефективності сигналів у цифрових телекомунікаційних системах.

На рис. 13 представлено результати моделювання наближення сигналів та СКК на ефективних кодах до межі Шеннона для ймовірності бітової помилки $BER = 10^{-5}$.

Провівши аналіз рис. 13 спостерігаємо наступну картину: найбільше наближення до межі Шеннона мають СКК на основі турбо-кодів запропонованих та досліджених в ході виконання роботи (позначені на рис. 13 як 7 та 8). Найбільше віддалення мають сигнали бінарної та квадратурної фазової маніпуляції, а перехід до каскадних конструкцій в поєднанні з згортковим кодуванням значно прокрашує критеріальні показники використаних сигналів (позначено на рис. 13 цифрами 3–6). Зокрема досить непогані показники мають системи передавання з СКК на основі каскадних структур в поєднанні кодів Ріда – Соломона та згорткових кодів разом з QPSK, детально досліджені в роботах [1–3, 7].

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

Висновки

1) встановлено, що при збільшенні спектральної ефективності енергетична ефективність цифрових сигналів зменшується, причому, чим більше $\frac{E_b}{N_0}$, тим більше інформації можна передати в одній і тій же смузі;

2) маніпуляції ООК і MSK мають однакову ефективність і програють BPSK відповідно і QPSK по енергетичній ефективності приблизно на 3 дБ.

3) при кількості рівнів до 4 – х включно QAM є спектрально і енергетично найбільш ефективним видом маніпуляції;

4) чим більша відстань між точками в сузір'ї тим менша ймовірність помилки в детектуванні сусіднього символу. Багатопозиційна частотна маніпуляція використовується значно менше, так як при збільшенні кількості рівнів і збереженні індексу маніпуляції її спектр не звужується, а розширюється, в наслідок того, що вводяться нові частоти і ширина спектра зростає по закону $\frac{M}{\log_2 M}$;

5) під вибором оптимального виду модуляції слід розуміти визначення кількості позицій QAM залежно від значення відношення сигнал до шуму на виході демодулятора;

6) перехід до каскадних конструкцій в поєднанні з згортковим кодуванням значно прокрашує критеріальні показники використаних сигналів, так для дослідженого турбо-кода ($R=1/2$, розмір блока 1784) у випадку швидкості кодування $1/2$ ЕБК $\approx 1,3$ дБ ($BER=10^{-5}$) в порівнянні з каскадним кодом за СКК РС (255, 247), перемешувач, ЗК (171, 133), QPSK, $R=1/2$. В свою чергу, ЕБК в порівнянні з згортковим кодом становить – 2,5 дБ.

Література

1. Boiko J.M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information //J.M. Boiko, R.O. Boryachok //Modern directions of theoretical and applied researches 2013 S-World, 19-30 March, Odessa.
2. Бойко Ю.М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням //Ю.М. Бойко, Р.О. Борячок //IV Міжнародна науково-практична конференція «Обробка сигналів і негаусівських процесів». – Черкаси: ЧДТУ 22 – 24 травня – 2013.
3. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, 2013, Sevastopol.
4. 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.
5. Бойко Ю.М. Систематизація показників розрахунку енергетичного бюджету лінії "Супутниковий ретранслятор Метор/Fengyun - наземна станція" // IV - й Міжнародний радіоелектронний форум Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку" ММФ-2011. 19-20 жовтня. – Харків: - ХНУРЕ, Т. 1. – Ч. 2. – С. 42 - 46.
6. 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.
7. Бойко Ю.М. Дослідження способів завадостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації //Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2013. - №2. – С. 123-130.
8. Бойко Ю.М. Схемотехнічні особливості використання синтезаторів частот в приймальному тракту цифрових приймачів //Ю.М. Бойко, В.І. Стецюк // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2013. - №5. – С. 219-229.

References

1. Boiko J.M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information //J.M. Boiko, R.O. Boryachok //Modern directions of theoretical and applied researches 2013 SWorld Scopus, 19-30 March, Odessa.

2. Boiko J.M. Modeluvannya cifrovih kanaliv peredavannya informacii iz zavadostiikim koduvanniam /Boiko J.M., Boryachok R.O. // IV Miznarodna nauково-praktichna konferenciya "Obrobka signaliv i negausiv's'kich procesiv". – Cherkasi. CDTU 22 – 24 travnya -2013.
3. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" September 9-13, 2013, Sevastopol.
4. 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.
5. Boiko J.M. Sistematicizaciya pokaznikov rozrachunku energetichnogo budzetu linii "Suputnikovii retranslator Metop/Fengyun – nazemna stanciya". IV – I Miznarodnii padioelektronny forum: prikladna radioelektronika. Stan i perspektivi rozvitku" MMF-2011., Vol. 1, Chast 2, Kharkiv "KNURE", 2011, pp. 42-46.
6. Shinkaruk O.M., Boiko J.M., Chesanovskii I.I. Osnovi funkcionuvannya bagatokanalnich sistem peredachi informacii: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. Khmel'nitskii, KNU, 2011. – 245 p.
7. Boiko J.M. Doslidzennya sposobiv zavadostiikogo koduvannya dla zahistu vid pomilok u cifrovih kanalach peredavannya informacii /J.M. Boiko, D.A. Makarychkin *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2013, No. 2, pp. 123 - 130.
8. Boiko J.M. Stetsiuk V.I. Schematic features of use frequency synthesizer on receiving channel digital /J.M. Boiko, V.I. Stetsiuk *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2013, No. 5, pp. 219 - 229.

Рецензія/Peer review : 25.10.2013 р. Надрукована/Printed :24.11.2013 р.

Рецензент:

УДК 621.385.6

А.С. КАШТАЛЬЯН
Хмельницький національний університет

ВИЗНАЧЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ З ДІОДНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

Проведено дослідження метрологічних характеристик діодних сенсорів НВЧ електромагнітного поля. Зокрема, розглянуто залежності чутливості за напругою діодних сенсорів в динамічному діапазоні. А також досліджено вплив дестабілізуючих факторів на точність вимірювань.

Ключові слова: діодний сенсор, чутливість за напругою, дестабілізуючі фактори, функція вимірювального перетворення.

A.S. KASHALIAN
Khmel'nitsky National University, Khmel'nitsky, Ukraine

THE DETERMINATION OF METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF MEASURE CHANALS WITH DIODE SENSORS

Abstract. The investigation of metrological characteristics of microwave electromagnetic field diode sensors is conducted in article. Metrological characteristics of measuring converter and measuring channel are primary component of initial information for estimation of information-measuring systems metrological characteristics, as a part of these systems. Such descriptions of measuring diode sensors as measure error, conversion function of measuring channel with diode sensor, destabilizing factors influence function are examined for metrological reliability evaluation. Measuring conversion function is researched in dynamic range to 10mW, the dependence of output voltage from input power and the dependence of voltage sensitivity from input power are received. The influence of destabilizing factors is explored: for observable microwave electromagnetic field in range from 0,3GHz to 3GHz; for surrounding environment temperature in range from 0°C to 50°C; for semiconductor junction serial resistance in corresponding to diode models ranges. Derived relations permit to compare common diode detectors, which are used only for electromagnetic field detection, and improved diode sensors with error correction, which are applicable for measuring of microwave electromagnetic field intensity. The parametric feedback method, the structural balancing method, the weak feedback method are used for accuracy increase in improved diode sensors.

Key words: diode sensor, voltage sensitivity, destabilizing factors, measuring conversion function.

Постановка задачі. Метрологічною надійністю вважається здатність вимірювального засобу, зокрема інформаційно-вимірювальної системи (ІВС), зберігати свої метрологічні характеристики в межах встановлених норм при експлуатації в заданих режимах роботи та умовах використання, збереження та транспортування. Метрологічні характеристики вимірювального перетворювача (ВП) та вимірювального каналу (ВК) є основною складовою частиною вихідної інформації для розрахунку метрологічних характеристик ІВС, в склад яких вони входять [1]. Для оцінки метрологічної надійності необхідно отримати ряд метрологічних характеристик, достатній для визначення результатів вимірювання та оцінки із заданою точністю характеристик інструментальних складових похибок вимірювання [2].

Комплекс метрологічних характеристик, встановлений для вимірювального діодного перетворювача (ВДП), призначений для кількісної оцінки метрологічної надійності ІВС, до складу якої входять [3]. Для оцінки метрологічної надійності ІВС розглянуто такі метрологічні характеристики ВДП: похибка вимірювання; функція перетворення ВК із діодним сенсором; функції впливу дестабілізуючих факторів.

Аналіз досліджень та публікацій. Метрологічні характеристики було досліджено в процесі моделювання та на основі експериментальних зразків. Моделювання виконано за допомогою пакету прикладних програм AWR Design Environment, призначеного для розробки лінійних та нелінійних надвисокочастотних пристроїв, трьохвимірному електромагнітного моделювання багатопланових структур, моделювання пристроїв аналого-цифрової обробки сигналів. Експериментальний зразок ВК з ВДП було розроблено на основі мікроконтролера ATmega128 (Atmel), обчислювальними засобами якого реалізовано методи підвищення метрологічної надійності та точності. Вдосконалений діодний сенсор НВЧ електромагнітного поля використовує такі методи підвищення точності: метод параметричного від'ємного зворотного зв'язку [4], метод структурного