

ЕФЕКТИВНІСТЬ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЇ КОНСТРУКЦІЇ З ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОМУ КАНАЛІ ЗВ'ЯЗКУ

Розглянуто основні показники сигналів із частотною маніпуляцією для формування сигнально-кодкових конструкцій в телекомунікаційних системах. Розглянуто схематехнічні особливості пристроїв формування та оброблення сигналів з частотною маніпуляцією. Представлено варіанти конфігурації схем попереднього кодування під час формування частотно-маніпульованих сигналів. Описано процес синтезу квадратурного модулятора використовуючи декомпозицію лінійної комбінації послідовності імпульсів. Синтезовано структуру пристрою приймання та оброблення частотно-маніпульованих сигналів з встановленням мінімального граничного рівня гіпотез при мінімізації спотворень бітових посилок. Розглянуто особливості застосування недвійкового коду Ріда-Соломона та частотно-маніпульованих сигналів у одній сигнально-кодковій конструкції. Встановлено структуру кодового слова для завадостійкого кодування з виправленням помилок в каналі з частотою маніпуляцією. Синтезовано імітаційну схему телекомунікаційного каналу передачі інформації з сигнально-кодковою конструкцією на основі коду Ріда-Соломона і частотної маніпуляції. Досліджено показники впливу на загальну продуктивність сигнально-кодкової конструкції з частотною маніпуляцією у телекомунікаційному каналі.

Ключові слова: частотна маніпуляція, смуга пропускання, сигнально-кодова конструкція, телекомунікаційна система.

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO

Khmelnytskyi National University

EFFECTIVENESS OF THE SIGNAL CODING CONSTRUCTION WITH FREQUENCY SHIFT KEYING IN TELECOMMUNICATION CHANNELS

In this paper represents the basic indicators signal with frequency manipulation to form signal-code constructions in telecommunication systems. Schematic device features considered forming and processing of signals with frequency shift keying. Submitted configuration options coding schemes in the formation manipulated variable frequency signals. The process of synthesis quadrature modulator using a combination of linear decomposition sequence of pulses. Synthesized structure device receiving and processing frequency signals manipulated with the establishment of a minimum threshold level hypotheses while minimizing distortion bit parcels. Features of the application of Reed-Solomon code and frequency-manipulated signals in one signal-coding construction. Established structure codeword if noise-immune coding error correction code signal for designs with frequency manipulation. Synthesized simulation scheme telecommunication transmission channel information with signal-code construction based on Reed-Solomon code and frequency manipulation. Studied performance impact on the overall performance of signal-code structures with frequency shift keying in telecommunication channel.

Keywords: frequency shift keying, bandwidth, signal-code construction, telecommunication system.

Вступ. Сигнали цифрової частотної маніпуляції знайшли широке використання в сучасних засобах телекомунікацій зокрема стандартів стільникового зв'язку GSM, TETRAPOL, радіомодемах, системах аудіоконтролю та деяких супутникових каналах передачі інформації. Таке поширення частотної маніпуляції пов'язане з деякими важливими перевагами таких сигналів, зокрема сигналів гаусівської частотної маніпуляції (GMSK). Серед таких переваг можна виділити наступні: компактний спектр і можливість когерентного приймання [1]. Слід акцентувати увагу на наступних обставинах, сигнали частотної маніпуляції (MSK) доцільно використовувати в телекомунікаційних системах з обмеженою енергетикою, у випадках відсутності жорстких вимог на спектральну ефективність.

Окреслимо важливі особливості частотної маніпуляції, врахування яких буде доречним при побудові сигнально-кодкових конструкцій з її використанням. На відміну від MSK сигнали гаусівської частотної маніпуляції обмежені за спектром в основній смузі частот, що додатково зменшує рівні бічних пелюсток спектру і спектральну смугу пропускання. Добуток ширини смуги пропускання гаусівського фільтру на період кодованого символу на виході модулятора $B \cdot T_0$ будемо використовувати для порівняння між модуляціями GMSK з різною ефективною смугою пропускання. На рис. 1 представлено спектри сигналів MSK і GMSK ($B \cdot T_0 = 0,25$) отримані за допомогою експрес-імітаційної моделі. У випадку відсутності кодування, добуток $B \cdot T_0$ визначається шириною смуги пропускання фільтру протягом періоду. Загалом, зменшення величини добутку $B \cdot T_0$ призводить до зменшення заповнення спектральної смуги пропускання, однак слід врахувати, що в цьому випадку відбувається збільшення рівня міжсимвольних завад. Компенсацію даних завад можна провести використанням еквалайзерів або решітчастою демодуляцією [1–3]. Особливість GMSK полягає в тому, що вона має сталу обвідну, яка загалом зменшує спектральне зростання і спотворення сигналу внаслідок нелінійності підсилювального обладнання.

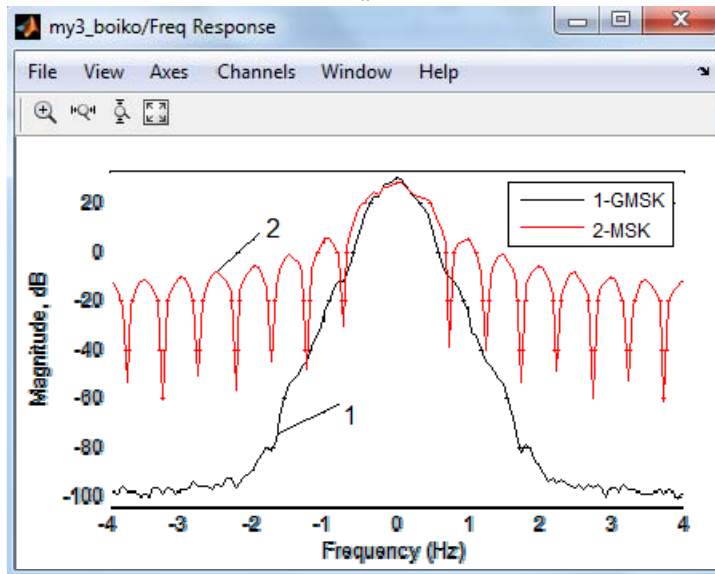
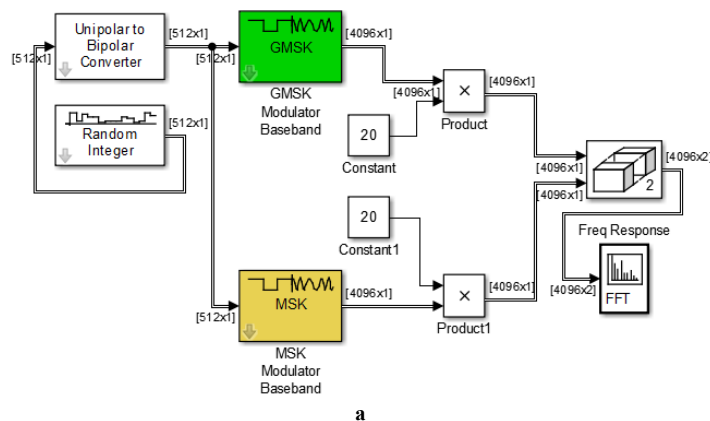


Рис. 1. Імітаційна схема – а, та спектральні картини сигналів з частотною маніпуляцією типу MSK і GMSK – б

евклідова відстань між сигналом який відповідає "0" і сигналом який відповідає логічній "1"; E_b - енергія яка витрачається на передачу біту інформації; $N_0/2$ - спектральна щільність потужності шуму;

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt - \text{інтеграл ймовірності.}$$

Спектральна густина маніпульованого сигналу MSK представляється виразом [1–3]:

$$H(f) = \frac{16PT_0}{\pi^2} \left(\frac{\cos(2\pi f T_0)}{1 - 16f^2 T_0^2} \right). \quad (4)$$

де P - середня потужність маніпульованого сигналу. В моменти коли $T_0 = 1$, очевидні нулі $H(f)$ для 0,75, 1,25 і т.п.

В статті розглядаються можливості поєднання гаусівської частотної маніпуляції із завадостійким кодуванням для підвищення завадостійкості телекомунікаційних каналів передачі інформації.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та синтез пристроїв формування та оброблення сигналів з частотною маніпуляцією. Проведемо синтез блоку оброблення сигналів частотної маніпуляції із врахуванням міжсимвольного зв'язку який притаманний таким сигналам з безперервною фазою.

Представимо аналітично сигнал з частотною маніпуляцією наступним чином:

$$U(t) = U_m \cos(2\pi f_n t + \psi_t), \quad (5)$$

де U_m - амплітуда сигналу; $2\pi f_n = \omega_n$ - частота носійної; ψ_t - фаза сигналу.

$$\psi_t = S_k \pi h / T(t - (k - 1) - T_0) + \pi h \sum S_j + \psi_0, \quad (6)$$

де $h = 2\pi \Delta f_0 T_0$; Δf_0 - девіація частоти; $S_k \in \{\pm 1\}$ - інформаційні символи; ψ_0 - випадкове значення початкової фази.

Загальну схему формування частотно-маніпульованого сигналу подано на рис. 2 [1–6]:

Якщо ввести показник ефективності енергетичного спектру маніпульованого сигналу який покаже нормоване значення смуги $f \cdot T$ в межах якої міститься 99% потужності сигналу то отримаємо наступну картину – потужність модульованого за частотою цифрового сигналу сконцентрована в вузькій смузі частот відносно носійної частоти, в межах $\pm 0,65 f \cdot T_0$ для $h = 2\pi \Delta f_0 T_0 = 0,7$ (де Δf_0 - девіація частоти) та в межах $\pm f \cdot T_0$ для $h = 1$.

У випадку GMSK імпульсна характеристика $h(t)$ передмодуляційного фільтру задається формулою [1]:

$$h(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} e^{\left(\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2 \right)}, \quad (1)$$

B - смуга пропускання фільтру за рівнем мінус 3 дБ.

Передавальна функція фільтру визначається з формули:

$$G(f) = e^{\left[-\left(\frac{f}{B} \right)^2 \frac{\ln 2}{2} \right]}, \quad (2)$$

Ймовірність бітової помилки для GMSK і MSK визначається з формули:

$$p_{BER} = \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 E_b}{2N_0}} \right), \quad (3)$$

де $d_{\min}$ - нормована мінімальна

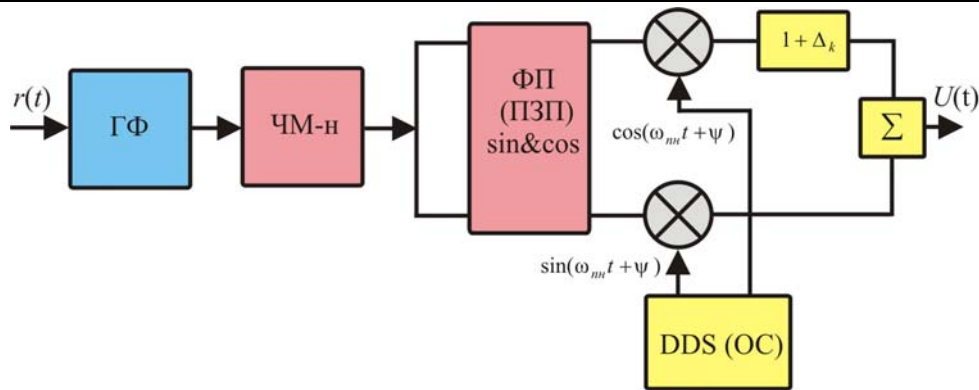


Рис. 2. Функціональна схема формування частотно-маніпульованого сигналу: ГФ – гаусівський фільтр; ЧМ-н – частотний маніпулятор; ФП (ПЗП) sin&cos – функціональний перетворювач (постійний запам'ятовуючий пристрій); Δ_k – коефіцієнт неоднозначності; DDS (OC) – цифровий синтезатор (опорний синтезатор); Σ – суматор

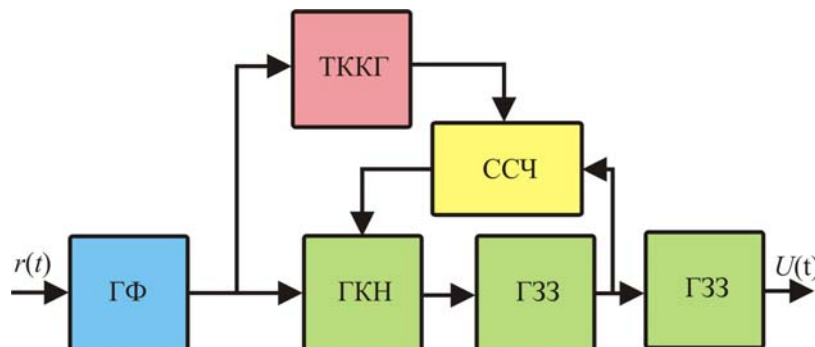


Рис. 3. Схема формування частотно-маніпульованого сигналу: ТККГ – термокомпенсований кварцевий генератор; ССЧ – синтезатор сітки частот; ГКН – генератор керований напругою; ГЗЗ – генератор зовнішнього збудження

Можливий інший варіант схеми формування сигналів частотної маніпуляції, з використанням каскадного з'єднання гаусівського фільтра та генератора керованого напругою (ГКН) [1]. Однак, в цьому випадку, реалізація пристроїв генерування та формування сигналів частотної маніпуляції повинна здійснюватись із врахуванням наступних обставин. При використанні синтезаторів в схемах формування сигналів частотної маніпуляції слід врахувати, що масиви даних які представляють собою послідовність одиниць та нулів мають спектральний відгук який поширюється майже до постійних значень сигналів. В цьому випадку, більшість сучасних синтезаторів будуть нечутливими до таких низькочастотних сигналів (типовий синтезатор має частотну характеристику тупу фільтра низьких частот). Саме в цьому випадку доцільно використовувати квадратурну схему рис. 2 і схему із термокомпенсованими кварцовими генераторами які виключено зі зворотного контуру за частотою [7, 8]. Термокомпенсовані генератори (ТККГ) дозволяють отримати стабільність частоти від ± 0.5 ppm до ± 10 ppm. Тип вихідного сигналу таких генераторів - CMOS і clipped Sine [7]. Схема такого формувача представлена на рис. 3. В схемі, одна частина сигналу спрямовується до ГКН, а друга частина використовується для модуляції ТККГ. Таким чином, кварцовий генератор виключено з контуру зворотного зв'язку. Отже, ТККГ може модулюватись сигналом низької частоти і його вихідний сигнал ефективно додається до сигналу який модулює ГКН в синтезаторі. Комбінований сигнал буде мати спектральний відгук який поширюється до постійного сигналу.

Загалом, схеми формування сигналів з частотною маніпуляцією представлені на рис. 2 та 3 можна доповнити схемою попереднього диференціального кодування. На рис. 4 представлено можливі варіанти такої конфігурації пристрою генерування та формування сигналів. Диференціально-закодовані дані мають таку перевагу, що інформація міститься у змінах фази, а не безпосередньо в самій фазі. У випадку передавання сигналів частотної маніпуляції виникає фазова невизначеність $\pm \pi$, яка призводить до виникнення ефекту “зворотної роботи” демодулятору [9]. Крім того, більшість методів синхронізації та поновлення носійної призводять до виникнення фазової невизначеності [9–11]. Диференціальне кодування дозволяє здолати дану невизначеність так як інформація міститься в різницях фази, а абсолютні значення фази виключаються. Диференціально-кодований сигнал містить інформацію первинного сигналу так як кожний біт даних закодований відносно попереднього біту, як показано на рис. 4 а, б. Однак, слід мати на увазі, платою за усунення фазової неоднозначності є збільшення ймовірності бітової помилки (BER) вдвічі, так як кожна помилка в біті даних буде приводити до виникнення помилки у сусідньому біті.

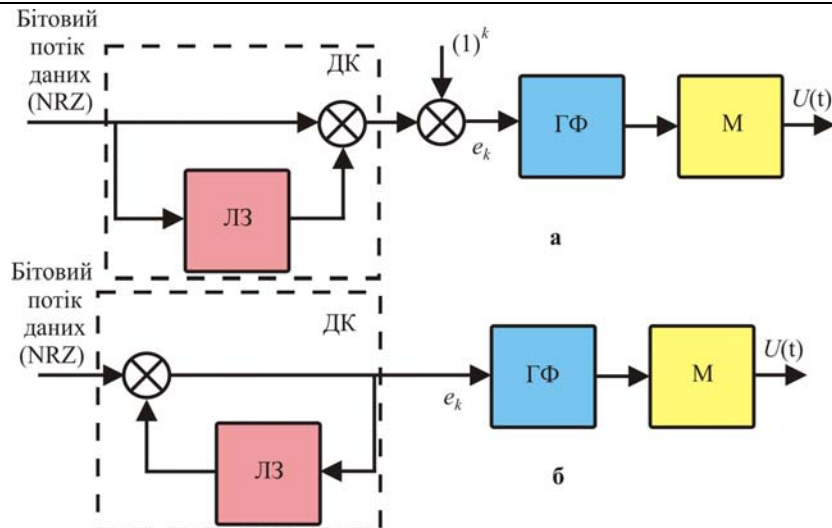


Рис. 4. Варіанти конфігурації схем попереднього кодування при формуванні частотно-маніпульованих сигналів: ГФ – гаусівський фільтр; М – маніпулятор (модулятор); ЛЗ – лінія затримки; ДК – диференційний кодер

Розглянемо схемотехнічні особливості реалізації пристроїв генерування та формування сигналів частотної маніпуляції. На рис. 5–7 представлено цифрові схеми передавачів частотно-маніпульованих сигналів. В схемі на рис. 5 сигнал NRZ дискретизується з використанням n_d відліків для кодованого сигналу на виході модулятора та на відміну від схем на рис. 4, замість аналогового гаусівського фільтра потрапляє на КІХ-фільтр з імпульсною характеристикою $g[n]$. Кількість відліків дискретизації n_d визначає кількість виводів КІХ-фільтру і кількість бітів квантування. Їх значення слід визначити з умови мінімізації змін в сигналі який має бути переданий. Зокрема, на рис. 5 представлено схему де вхідний NRZ-сигнал дискретизується з використанням одного відліку на біт. В даному випадку пристрій передискретизації вводить додаткові нулі між вхідними відліками і генерує послідовність дискретних змін які потрапляють на КІХ-фільтр з імпульсною характеристикою $g[n]$. На рис. 5 цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), розташовуємо відразу після КІХ-фільтру так як в схемі використано аналоговий ГКН. Однак, як показано на рис. 5, схему можна змінити додавши замість ГКН генератор з цифровим керуванням. Можливий варіант схеми у випадку коли замість ГКН використовується квадратурний модулятор, рис. 2.

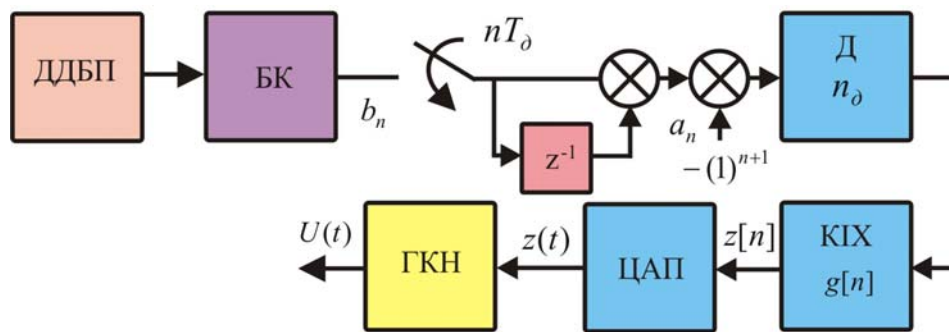


Рис. 5. Варіант схеми прекодера формувача частотно-маніпульованих сигналів: ДДБП – джерело даних бітового потоку; БК – бітовий конвертер; Д – пристрій дискретизації; КІХ – цифровий фільтр; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ГКН – генератор керування напруженням

Синтез квадратурного модулятора можна провести використовуючи декомпозицію Лорана для комплексної обвідної GMSK яку представлено лінійною комбінацією послідовності імпульсів [4].

$$U(t) = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} [b_{2n} C_0(t - 2nT_0) - b_{2n+1} b_{2n} b_{2n-1} C_1(t - 2nT_0 - T_0)] + j U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} [b_{2n+1} C_0(t - 2nT_0 - T_0) - b_{2n} b_{2n-1} b_{2n-2} C_1(t - 2nT_0)] \quad (7)$$

На рис. 6 представлено перші три генеровані імпульси C_0, C_1, C_2 отримані засобами Matlab. Зокрема, з графіків отриманих для $h = 0,5$, $B \cdot T_0 = 0,25$ визначаємо, що перші два імпульси розкладання мають достатню величину, тоді як третій імпульс C_2 ледь помітний. Фактично, достатньо одного імпульсу C_0 для лінеаризованої апроксимації модуляції GMSK.

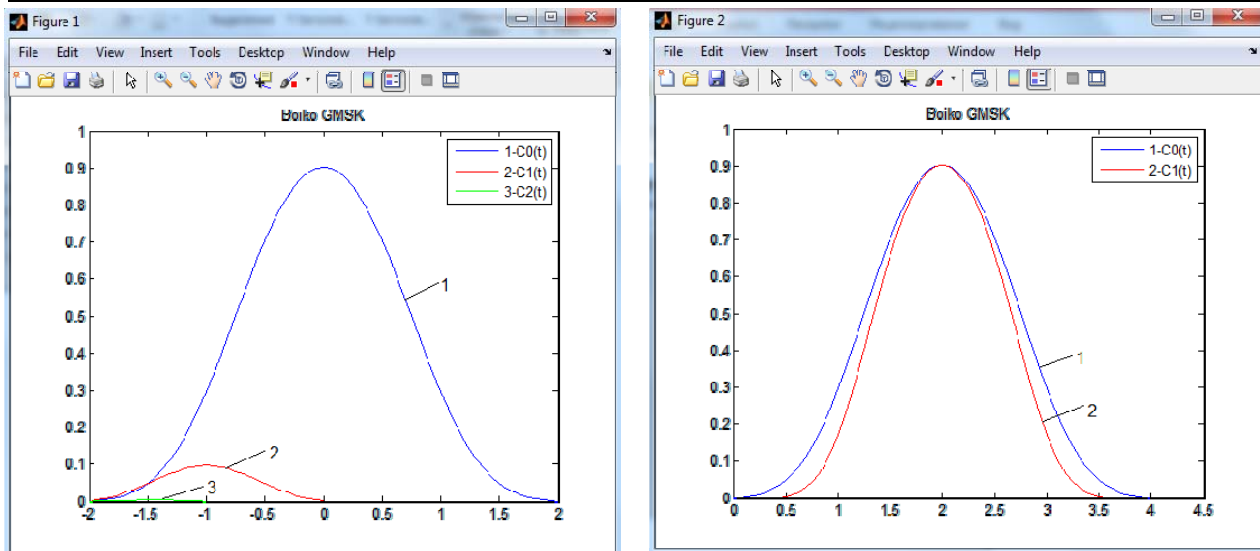


Рис. 6. Імпульси декомпозиції Лорана для комплексної обвідної GMSK: 1 - C_0 ; 2 - C_1 ; 3 - C_2

На рис. 7 представлено реалізація передавача частотно-маніпульованих сигналів з використанням підходу описаного вище:

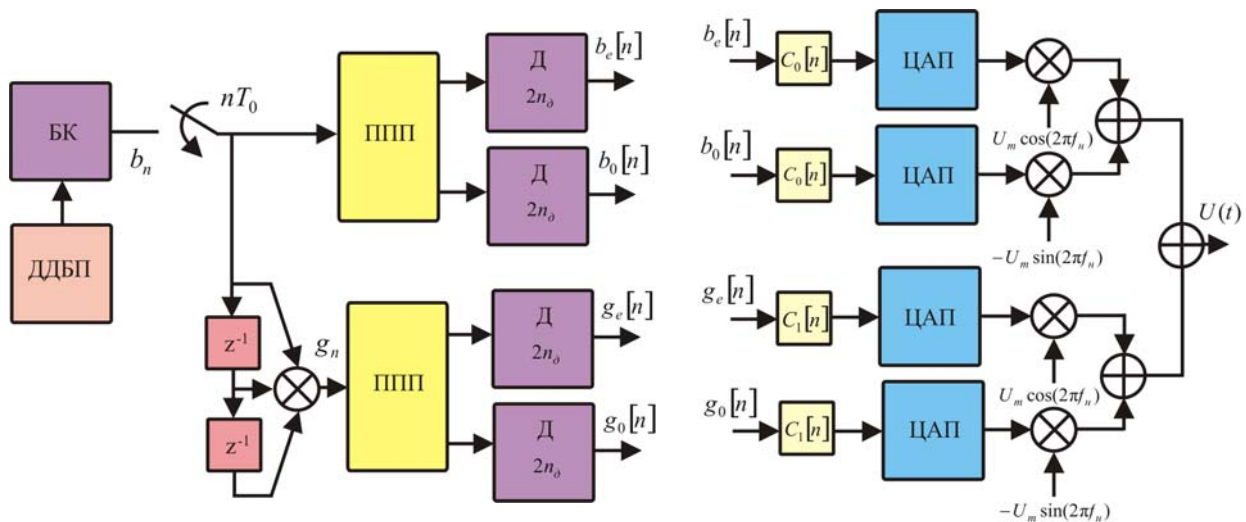
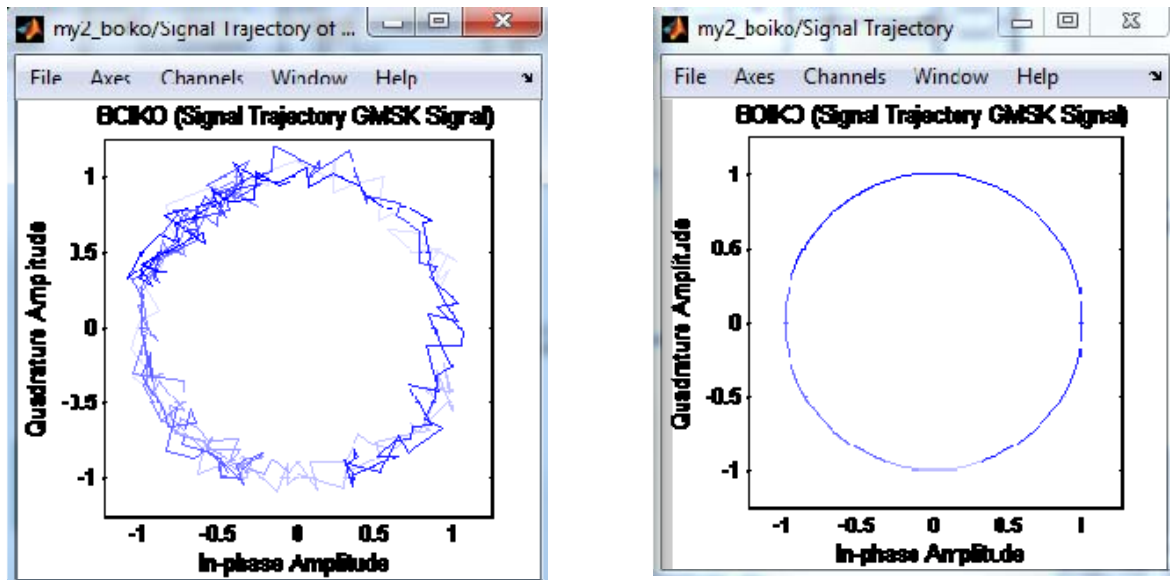
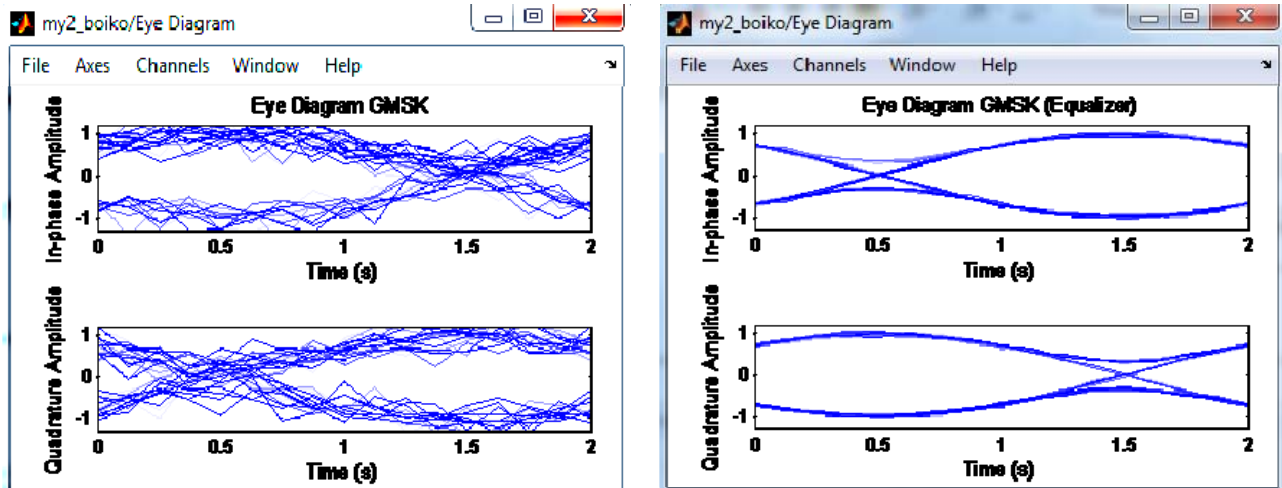


Рис. 7. Схемна реалізація квадратурного передавача з частотною маніпуляцією: ДДБП – джерело даних бітового потоку; БК – бітовий конвертер; Д – пристрій дискретизації; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ППП – послідовно-паралельний перетворювач

Дослідження дозволяють встановити необхідні параметри цифрового оброблення сигналів для мінімізації спотворень в схемах формування сигналів на рис. 7 для $B \cdot T_0 = 0,25$, $n_d \geq 4$ і кількість бітів квантування які слід використати в КІХ-фільтрі складає $n_k \geq 12$. Для фільтра з імпульсною характеристикою $g[n]$ кількість виводів КІХ-фільтру повинно бути не менше $6n_d$ для GMSK з $B \cdot T_0 = 0,25$ і не менше $5n_d$ для GMSK з $B \cdot T_0 = 0,5$. Для фільтра з імпульсною характеристикою $C_0[n]$ кількість виводів повинна бути не менше $4n_d$ для GMSK з $B \cdot T_0 = 0,25$ і $0,5$ і для $C_1[n]$ - $2n_d$ виводів. На рис. 6 представлено комплексну обвідну сигналів GMSK для випадку $B \cdot T_0 = 0,25$. Для генерації сигналу використано обидві компоненти (7) сигнальні траєкторії яких показані на рис. 8. На рис. 9 представлено окодіаграми для випадку $B \cdot T_0 = 0,25$. З метою мінімізації міжсимвольної інтерференції до складу розглянутих схем формування з передкодуванням додавався еквалайзер на основі фільтра Вінера [9].

Рис. 8. Сигнальні траєкторії GMSK для амплітудних компонент (7), $B \cdot T_0 = 0,25$ Рис. 9. Око-діаграми GMSK $B \cdot T_0 = 0,25$ для оцінювання впливу компенсації міжсимвольної інтерференції

Використаємо наведені вище підходи до формування частотно-маніпульованих сигналів, та проведемо синтез пристрою приймання та оброблення таких сигналів.

Вплив на приймальну частину аналітично представимо наступним чином:

$$\bar{\eta} = \bar{\eta}(t) = U(Y, X, t) + \bar{n}(t), \quad (8)$$

де $\bar{\eta}(t)$ - вектор реалізацій оброблювальних сигналів;
 $U_t(Y, X) = U(Y, X, t) = u_1(Y, X, t), u_2(Y, X, t), u_3(Y, X, t), \dots, u_n(Y, X, t)$ - сукупність відомих функцій часу і випадкових процесів; $\bar{n}(t) = (n_1(t), n_2(t), n_3(t), \dots, n_n(t))$ - вектор білого гаусівського шуму у телекомунікаційному каналі передачі інформації із статистичними характеристиками: $\langle \bar{n}(t) \rangle = 0$, $\langle \bar{n}(t) \bar{n}^T(t + \tau) \rangle = 1/2N\delta(\tau)$ і N - матриця спектральних щільностей шумів; $\delta(\tau)$ - функція Дірака; T - позначення операції транспонування.

Вихідне співвідношення для побудови моделі блоку оброблення сигналів через апостеріорний розподіл ймовірностей дискретного процесу представимо наступним чином [1-3]:

$$P(U_{k+1}^k | \bar{\eta}^{k+1}) = C_{k+1} P(U_{k+1} | U_k) F(U_{k+1}) P(U_1^k | \bar{\eta}_1^{k-1}), \quad (9)$$

де C_{k+1} - константа нормування; $P(U_{k+1} | U_k)$ - перехідна матриця;

$$F(U_{k+1}) = e^{\left[\int_{kT_0}^{(k+1)T_0} f(U_{k+1}, t) dt \right]}, \quad (10)$$

$$f(U_{k+1}, t) = -[\bar{\eta}_t - U_t(U_{k+1})]^T N^{-1} [\bar{\eta}_t - U_t(U_{k+1})], \quad (11)$$

функція правдоподібності; T_0 - тактовий інтервал передачі дискретного сигналу; U_k - значення

дискретного процесу на k -тому тактовому інтервалі $((k-1)T_0 \leq t < kT_0)$; U_1^k - послідовність значень дискретного сигналу: $U_1, U_2 \dots U_k$.

У відповідності до математичної моделі (8) вхідний вплив формалізовано представимо наступним чином:

$$\bar{\eta}_t = \sqrt{\frac{2E_b}{T_0}} \cos(2\pi f_n t + \psi_t) + n_t, \quad (12)$$

де E_b - енергія сигналу протягом одного інформаційного біту; $\psi_t = \psi(t)$ - фаза сигналу; $2\pi f_n = \omega_n$ - носійна частота; n_t - гаусівський білий шум із спектральною щільністю $N_0/2$.

Представимо сигнали у квадратурних каналах наступними виразами:

$$\left. \begin{aligned} \eta'_{1t} &= \sin \psi_t + \sigma_u \zeta_{1t} \\ \eta'_{2t} &= \cos \psi_t + \sigma_u \zeta_{2t} \end{aligned} \right\}, \quad (13)$$

де ζ_{1t} і ζ_{2t} - корельовані в часі і некорельовані між собою гаусівські процеси з одиничною дисперсією, а середньоквадратичне значення шуму опишемо виразом:

$$\sigma_u = \sqrt{(mT_0 / 4h^2)}. \quad (14)$$

Для опису фази частотно-маніпульованого сигналу запишемо наступний вираз:

$$\psi(t) = S_k \frac{\pi h}{T_0} (t - (k-1)T_0) + \pi h \sum_{j=1}^{k-1} S_j + \psi_0, \quad (k-1)T_0 \leq t \leq kT_0. \quad (15)$$

Функцію правдоподібності представимо аналітично наступним чином, відповідно до виразу (10):

$$F(U_{k+1}) = e^{\left[\frac{4}{N_0} \int_{kT_0}^{(k+1)T_0} \eta_{1t} U_{1t} dt + \frac{4}{N_0} \int_{kT_0}^{(k+1)T_0} \eta_{2t} U_{2t} dt \right]}, \quad (16)$$

де $U_{1t} = U_1(t) = \sqrt{\frac{E_b}{2T_0}} \sin \psi_t$; $U_{2t} = U_2(t) = \sqrt{\frac{E_b}{2T_0}} \sin \cos \psi_t$.

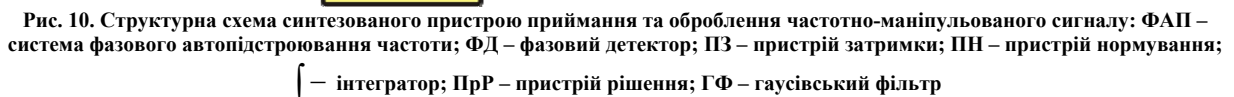
Використаємо вираз (9) та (16) і для нашого випадку отримаємо:

$$\lg P(U_1^{k+1} | \bar{\eta}_1^{k+1}) = \lg C_{k+1} + \lg P(U_{k+1} | U_k) + \frac{4}{N_0} \int_{kT_0}^{(k+1)T_0} \eta_{1t} U_{1t} dt + \frac{4}{N_0} \int_{kT_0}^{(k+1)T_0} \eta_{2t} U_{2t} dt + \lg P(U_1^k | \bar{\eta}_1^k). \quad (17)$$

У виразі (16) $P(U_{k+1} | U_k)$ використаємо як нормувальну складову, а під вектором $\bar{\eta}(t)$ будемо розуміти сукупність квадратурних компонентів η_{1t} , η_{2t} .

Структуру пристрою оброблення частотно-маніпульованого сигналу представлено на рис. 10.

Принцип функціонування такої схеми наступний. Сформовані в системі ФАП опорні сигнали $\cos(2\omega_{nn}t + \psi)$, $\sin(2\omega_{nn}t + \psi)$ надходять на фазові детектори (ФД) для виділення квадратурних низькочастотних складових U_{1t} і U_{2t} . Крім того, система ФАП буде призначена для усунення випадкового початкового значення фази. Після виділення квадратурних складових в кожному каналі відбувається процес розділення на підканали, які будуть відповідати відповідним гіпотезам. Загалом кількість таких гіпотез обмежена. Формування опорних сигналів для підканалів виконується у формувачах з керованим комутатором початкових фаз. Зворотний зв'язок частотних модуляторів (ЧМ) з формувачем опорних сигналів вказує на перехід гіпотези з одного підканалу в інший, так як в цьому випадку по колу зворотного зв'язку повинна передаватись інформація щодо фази яка відповідає поточній гіпотезі. Нормування гіпотез додаванням нормувального доданку, аналогічно фіксатору певного рівня. Після пристрою рішення послідовності символів потрапляють на формувач опорних сигналів минаючи фільтр, а далі виконується частотна модуляція різними ансамблями сигналів і після взаємкореляційної обробки обирається максимальне значення. Можливий варіант коли у формувачі квадратурних опорних сигналів регенеровані символи проходять через гаусівські фільтри, аналогічно до рис. 2 і 3. Загалом, критерій обмеження кількості гіпотез за які згадується вище, полягає в тому, що встановлюється максимальна кількість гіпотез, з яких після зважування (16) відкидається половина з меншими вагами у відповідності до (16). Кожна з гіпотез яка залишилась для наступного такту доповнюється нулем або одиницею і утворює дві нові гіпотези. Для кожної гіпотези формуються нові опорні сигнали для реалізації (15), причому як вхідну величину можна використати оцінку k - того останнього біту, або біту із зсувом із врахуванням глибини заданого сценарію. Такий підхід вимагає врахування тривалості перехідного процесу в схемі фільтрації і встановлення мінімального граничного рівня гіпотез з метою мінімізації спотворень бітових посилок.



В роботі [12] було зазначено, що ефективність коду Ріда-Соломона (недвійкового коду), залежить лише від числа символічних помилок у блоці. Код не спотворюється пакетами помилок в межах N – бітного символу. Ця обставина особливо цінна для перерахованих на початку статті телекомунікаційних стандартів та систем зв'язку, так як пакетні помилки істотно впливають на їх завадостійкість. Проведемо синтез структури коду Ріда-Соломона для сигнально-кової конструкції з частотною маніпуляцією. В теорії завадостійких кодів важливе значення відіграють поля які утворено кінцевою множиною елементів і які називають полями Галуа. Такі поля позначаються як GF [11–14]. Кінцеві поля існують не при будь-якому числі елементів, а лише в тому випадку, якщо їх кількість – просте число p або його ступінь p^m , де m – ціле число. В першому випадку поле GF(p) називається простим, а в другому – розширенням GF(p^m) простого поля. Слід акцентувати увагу на наступному, результатом складання або множення двох елементів поля є третій елемент з тієї ж кінцевої множини. Таким чином, для простого кінцевого поля анонсована вище вимога забезпечується проведенням арифметичних операцій за модулем числа p , яке носить назву характеристики кінцевого поля [11, 12]. Надважливий момент для подальшого використання в процесі формування завадостійкого коду, є момент пов'язаний з тим, що елементом β розширеного поля GF(p^m) може бути багаточлен ступеню $m-1$, або менше, коефіцієнти якого лежать у простому полі GF(p). Число p^m називають порядком розширеного поля яке визначає кількість різних багаточленів. Правила додавання і множення поліномів – елементів розширеного кінцевого поля виходять зі звичайних правил додавання і

множення поліномів з подальшим приведенням результату по модулю деякого спеціального багаточлена $p(x)$ ступеня m . Слід зазначити, що регулярних методів пошуку неприведених (тобто його не можна розкласти на множники) поліномів не існує, вони звичайно визначаються перебором. На даний час сформовано таблиці неприведених поліномів [12]. Надалі, при формуванні ССК в роботі для забезпечення умов завдання поставленого в статті, слід буде вибрати такий поліном.

Розглянемо особливості застосування недвійкового коду Ріда-Соломона з використанням недвійкових кодів та описаного вище поля Галуа. При роботі з кодами Ріда-Соломона відсоток надлишкових символів в 2 рази більше відновлюваного обсягу даних. Якщо ми маємо послідовність з 10 символів і хочемо мати можливість відновити помилки в 3-х з них (30% вихідної інформації), то нам потрібно зберігати рівність: $10 + 3 \cdot 2 = 16$ символів. Проведемо опис кожної змінної: $n = 10$ - кількість інформаційних символів; $f = 3$ - кількість відновлюваних символів; $g = 16$ - довжина закодованої послідовності. Таким чином, формулу можна записати так:

$$g = n + f \cdot 2. \quad (18)$$

Для роботи з цифровими даними використаємо число $p=2$ в якості характеристики поля. При $m=1$ елементом кодової послідовності буде біт, при $m = 8$ - 8 біт, тобто байт. Саме таку конфігурацію використаємо для синтезованого нижче коду РС, тобто будемо працювати з байтовою конструкцією.

В системі прямого виправлення помилок використаємо код РС (255, 239), що володіє високою ефективністю в середовищах з пакетними помилками. Структура коду буде наступною: довжина кодового слова $n = 255$ байт; кількість інформаційних символів в блоці даних $k = 239$ байт; кількість помилок, що виправляються в кодовому слові, $t = (n - k)/2=8$; кількість помилок, які виявляються в кодовому слові, $2 \cdot t = 16$. На рис. 11 представлена структура коду РС (255, 239) [12].



Рис. 11. Структура коду Ріда-Соломона (255, 239)

Кодек в схемі виправлення помилок обробляє блок даних (інформаційні байти 1 ... 239) і обчислює перевірочні символи (байти 240 ... 255), рис. 12.

Байти які належать до кодового слова x , представимо наступним

чином:

$$x + 16(j - 1), j = 1 \dots 255. \quad (19)$$

Генераторний багаточлен представимо наступним чином:

$$G(z) = \prod_{i=0}^{15} (z - \alpha^i), \quad (20)$$

де α - є коренем двійкового примітивного поліному типу: $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$.

Представимо конструкцію кодового слова у вигляді багаточлену наступним чином:

$$Y(z) = K(z) + D(z), \quad (21)$$

тобто як сукупність інформаційних та перевірочних байтів, рис. 12.

Інформаційні байти представимо в наступній формі поліному:

$$K(z) = K_{254} \cdot z^{254} + K_{253} \cdot z^{253} + \dots + K_{16} \cdot z^{16}, \quad (22)$$

де $K_j (j=16 \dots 254)$ - інформаційний байт представлений елементом з поля Галуа $GF(256)$, тоді

$$K_j = k_{7j} \cdot \alpha^7 + k_{6j} \cdot \alpha^6 + \dots + k_{1j} \cdot \alpha^1 + k_{0j}.$$

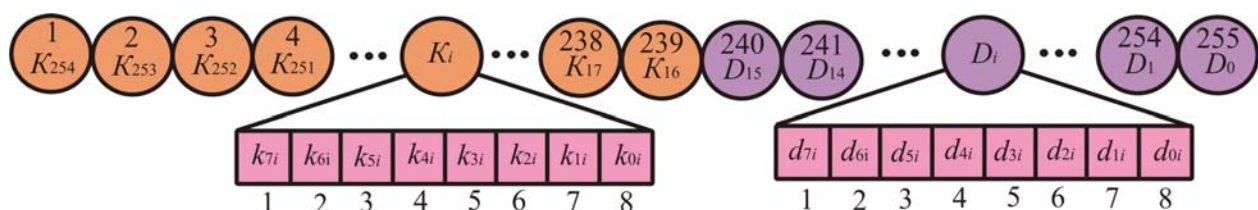


Рис. 12. Структура кодового слова у випадку завадостійкого кодування з виправленням помилок

Опишемо структуру такої конструкції: біт k_{7j} - старший значущий біт, а k_{0j} - молодший значущий біт; байт K_{254} - відповідає першому байту в кодовому слові, а K_{16} - 239.

Представимо байти перевірки на парність наступним чином:

$$D(z) = D_{15j} \cdot z^{15} + D_{14} \cdot z^{14} + \dots + D_1 \cdot z^1 + D_0, \quad (23)$$

де $D_j (j=0...15)$ – перевірочний байт який подано елементом з поля Галуа $GF(2^8)$ і $D_j = d_{7j} \cdot \alpha^7 + d_{6j} \cdot \alpha^6 + ... + d_{1j} \cdot \alpha^1 + d_{0j}$.

Біт d_{7j} - старший значущий біт, d_{0j} - молодший значущий біт байту перевірки на парність. Байт D_{15} - відповідає байту 240 в підстрічці, яка відповідає за кодування із прямим виправленням помилок (FEC) і байт R_0 відповідає байту 255.

Будемо обчислювати перевірочні байти $D(z)$ наступним чином:

$$D(z) = K(z) \bmod Y(z), \quad (24)$$

де $\bmod$ - модуль обчислений за генераторним поліномом $Y(z)$ з елементами з $GF(2^8)$. Кожен елемент в полі Галуа типу $GF(2^8)$ буде визначатись примітивним поліномом типу: $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Хеммінгова відстань коду Ріда-Соломона (255, 239) - $d_{\min} = 17$.

В режимі виправлення помилок код може виправляти до 8 помилок символів в кодовому слові FEC і може виявляти до 16 помилок символів в кодовому слові FEC в режимі виявлення помилок [12].

Кодування виконуємо з допомогою зворотного перетворення Фур'є:

$$c_j' = C(z^j), \quad (25)$$

де $z=2$ – примітивний елемент поля.

Врахуємо також наступні обставини: для формування СКК потрібно з'ясувати які елементи будуть інформаційними, а які перевірочні (надлишкові). Вище було зазначено, що кількість надлишкових символів має бути в два рази більше, ніж та кількість помилкових символів, яку потрібно відновити. Якщо необхідно виправити двократну помилку ($t=2$ - кратність помилки), тоді, відповідно, слід використовувати чотири перевірочні символи.

Декодування буде виконуватись у відповідності до формули:

$$c_j = C'(z^{-j}). \quad (26)$$

Щоб перевірити чи не відбулося спотворення інформації досить оцінити надлишкові символи. Якщо вони дорівнюють нулю, то помилки відсутні. Для виправлення помилки, в першу чергу, необхідно визначити позиції помилкових символів. Для цього необхідно обчислити поліном локаторів помилок, корені якого будуть вказувати на позиції помилок. У матричному вигляді поліном локаторів представимо наступним чином: $L = [1, l_1, l_2, ... l_t]$.

Проведемо формування матриці і вектору-стовбцю які необхідні для обчислення локаторів помилки L . Формалізовано цей процес подамо наступним чином:

$$G = \begin{pmatrix} S_{t-1} & \dots & S_1 & S_0 \\ & \dots & & \\ S_{2t-2} & & S_t & S_{t-1} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} l_1 \\ \dots \\ l_t \end{pmatrix} = G^{-1} \cdot J, \quad J = \begin{pmatrix} S_{t-2} \\ \dots \\ S_{2t-2} \end{pmatrix}, \quad (27)$$

Обчислюємо обернену матрицю G^{-1} із врахуванням правил обрахунку в полі Галуа [12]. Складаємо вектор помилки із спотвореною кодовою послідовністю та отримаємо правильно закодовану послідовність у випадку декодування якої отримаємо вірні інформаційні символи.

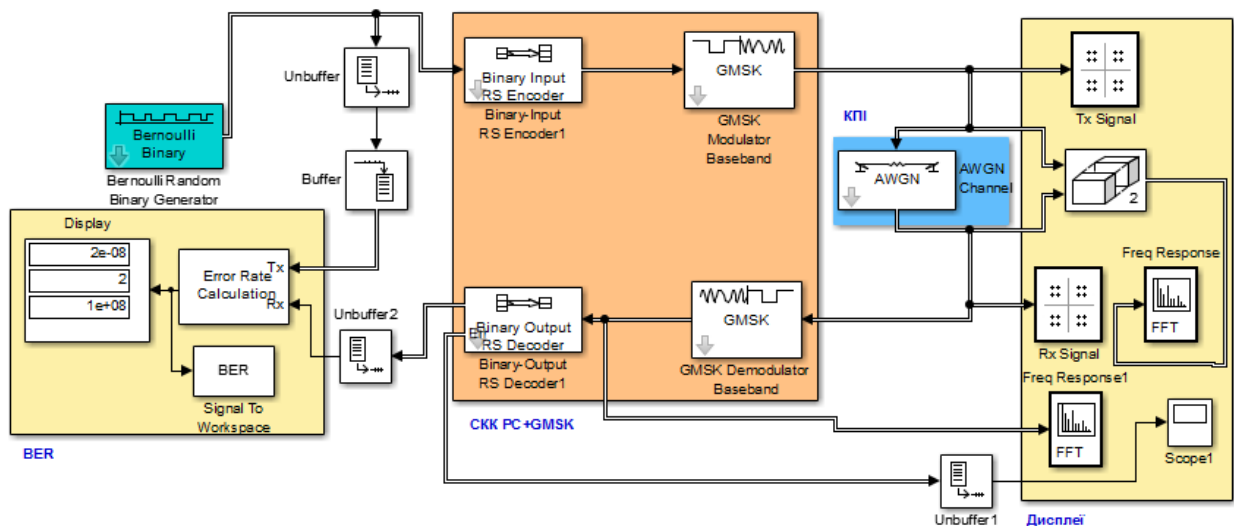


Рис. 13. Синтезована імітаційна схема телекомунікаційного каналу передачі інформації з сигнально-ковою конструкцією на основі коду Ріда-Соломона і частотної маніпуляції

На рис. 13 представлена імітаційна схема для дослідження можливостей СКК на основі кодів Ріда-Соломона та GMSK маніпуляції. В схемі імпульсна послідовність кодується у декодері Ріда-Соломона (RS Encoder) та потрапляє на GMSK модулятор. Сформований сигнал через канал передачі інформації AWGN надходить на частотний демодулятор та декодер. Оцінювання завадостійкості проводили за допомогою блоку "Дисплеї" та "BER". На рис. 14 представлена типова структура фрейму для передачі даних в телекомунікаційному каналі передачі інформації.

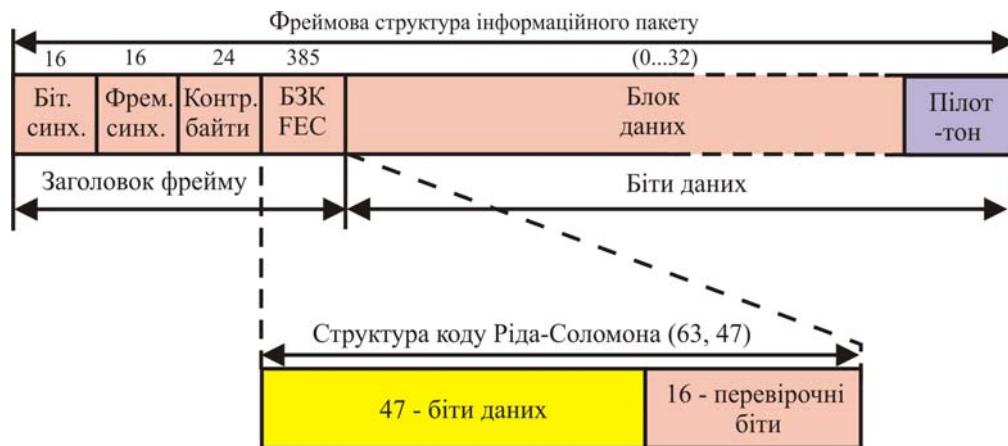


Рис. 14. Фрейм-структура пакету даних для передачі інформації на основі завадостійкого коду Ріда-Соломона (63, 47) в телекомунікаційному каналі із частотною маніпуляцією: Біт. синх. – біти синхронізації; Фрем. синх. – біти фреймової синхронізації; Контр. байти – контрольні байти; БЗК – біти завадостійкого кодування

Ймовірність бітової помилки для коду Ріда-Соломона обчислюється з формули [12, 13]:

$$p_0 \approx \frac{q/2}{(q-1)} \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n (i+t) C_n^i p_q^i (1-p_q)^{n-i}, \quad (28)$$

де довжина блоку $n = q - 1$ (звичайно $q = 2^m$, тоді кодом виправляються 2^m -ні символи, m - кількість перевірочних символів коду); t - виправна здатність коду; p_q - ймовірність помилки 2^m -ного символу.

На рис. 15 представлено результати дослідження імітаційної схеми телекомунікаційного каналу передачі інформації із частотною маніпуляцією і кодуванням з виправленням помилок. На рис. 15 а, залежності для визначення завадостійкості для різних кодів, на рис. 15 б – спектральні картини на передавальному боці каналу і приймальному боці.

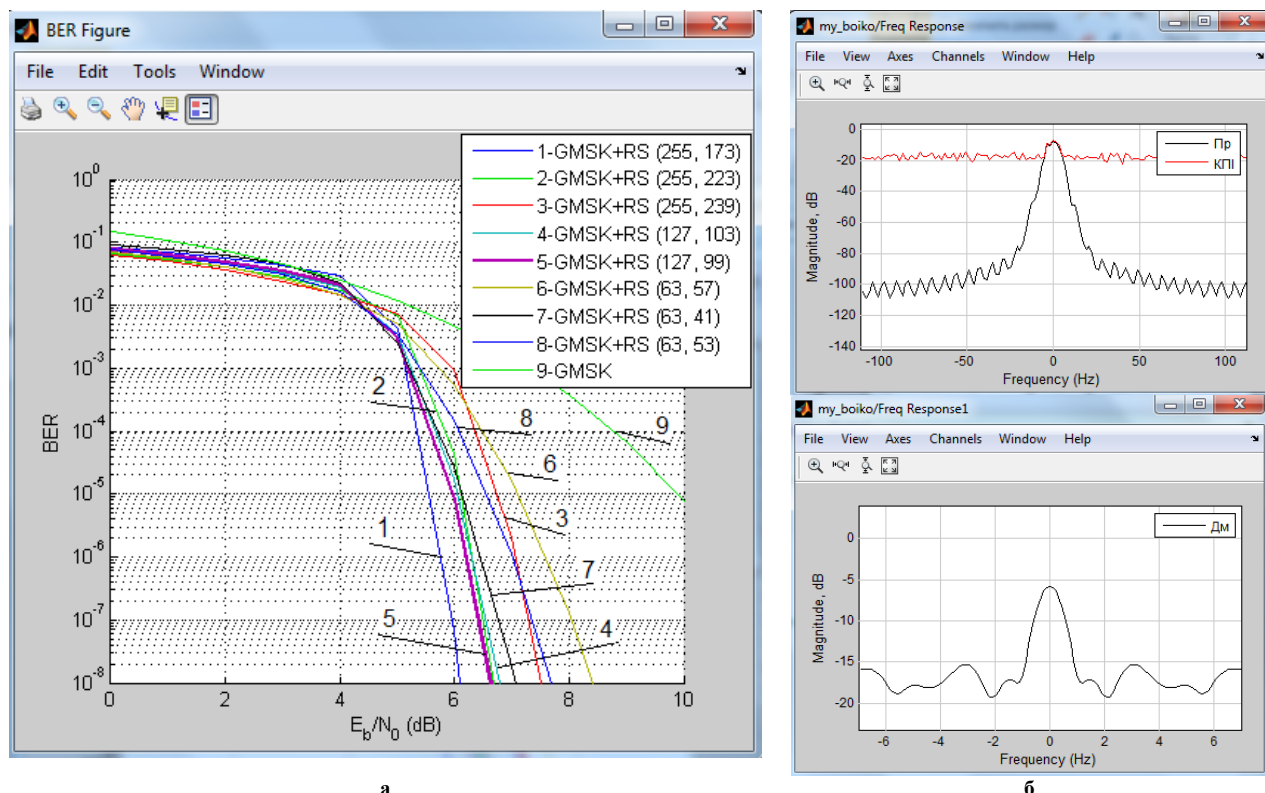


Рис. 15. Залежності для визначення завадостійкості для різних СКК - а та спектральні картини сигналів на передавальному та приймальному боці каналу передачі інформації - б

На рис. 16 а, б представлено констеляційні діаграми сигналів після каналу переданого сигналу та сигналу після каналу передачі в умовах складної завадової обстановки і констеляційна діаграма сформованого сигналу.

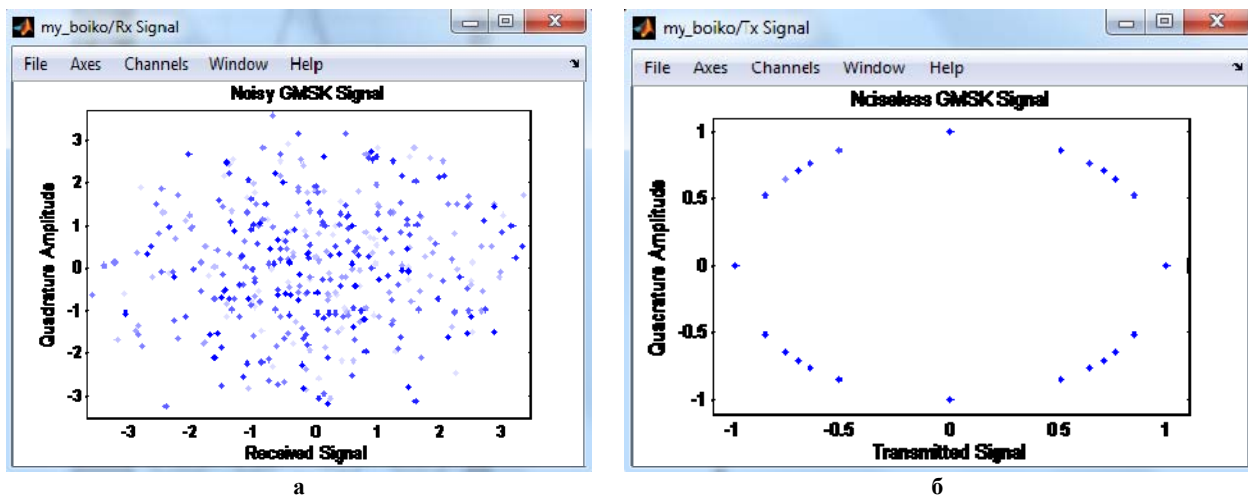


Рис. 16. Констеляційні діаграми після каналу передачі інформації - а та сформованого сигналу в підсистемі СКК РС+GMSK - б

Щоб визначити яка комбінація швидкості кодування і смуги пропускання гаусівського фільтру B у випадку кодованої системи передавання інформації призведе до співрозмірного значення смуги пропускання як і у випадку системи передачі без завадостійкого кодування, використаємо наступний формат пропускної здатності телекомунікаційної системи. Доцільно використати пропускну здатність яка розраховується як ширина смуги яка містить 99,9 відсотків потужності сигналу. Дослідження показують, що такий показник має чітко виражену динаміку до збільшення при зміні $B \cdot T_0 = 0,4 \div 1,0$, що обумовлюється вкладом головного і бічних пелюсток спектру сигналу з частотною маніпуляцією у сумарне значення спектральної густини потужності такого сигналу.

На рис. 17 представлено результати дослідження продуктивності телекомунікаційного каналу з СКК на основі кодів РС і частотної гаусівської маніпуляції у випадку рівності смуг пропускання некованої системи та кодової, із значенням $B \cdot T_0 = 0,5$ і $B \cdot T_0 = 1,0$.

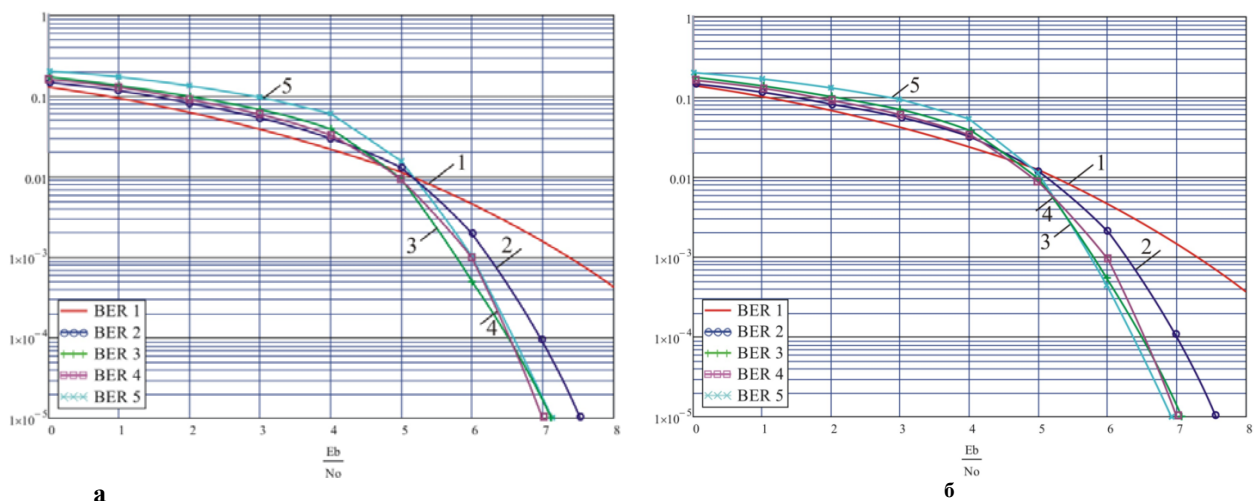


Рис. 17. Графіки завадостійкості для визначення продуктивності СКК РС+ЧМ у випадку рівності смуг пропускання кодової та некованої системи з: а - значення $B \cdot T_0$ дорівнює : 1 – 0,5 (відсутність кодування); 2 – 0,47 (63, 57); 3 – 0,4 (63, 49); 4 – 0,46 (63, 53); 5 – 0,22 (63, 41) і б - $B \cdot T_0$ дорівнює : 1 – 1,0 (відсутність кодування); 2 – 0,64 (63, 57); 3 – 0,49 (63, 49); 4 – 0,54 (63, 53); 5 – 0,45 (63, 41)

З рис. 17 встановлюємо наступне – із зменшенням $B \cdot T_0$ ймовірність бітової помилки зменшується (швидкість кодування зменшується). Аналіз результатів дослідження дозволяє зробити наступні висновки: у випадку $B \cdot T_0 = 0,4$ (РС (63, 49)) ймовірність бітової помилки досягала мінімального значення. Подальше зниження кодової швидкості призводить до збільшення ймовірності бітової помилки, крива 5. Така ситуація пов'язана з тим, що хоча кодова швидкість зменшується ($R = n/k$), частота помилок в бітах частотно-маніпульованого сигналу збільшується. Таким чином, остаточний вплив зменшення кодової швидкості залежить від того, на скільки збільшується частота помилок у бітовому потоці частотно-маніпульованого

сигналу у відповідь на зменшення кодової швидкості. В цьому випадку, якщо частота виникнення помилок збільшується швидше ніж кодова швидкість, загальна ймовірність бітової помилки прийому СКК погіршується.

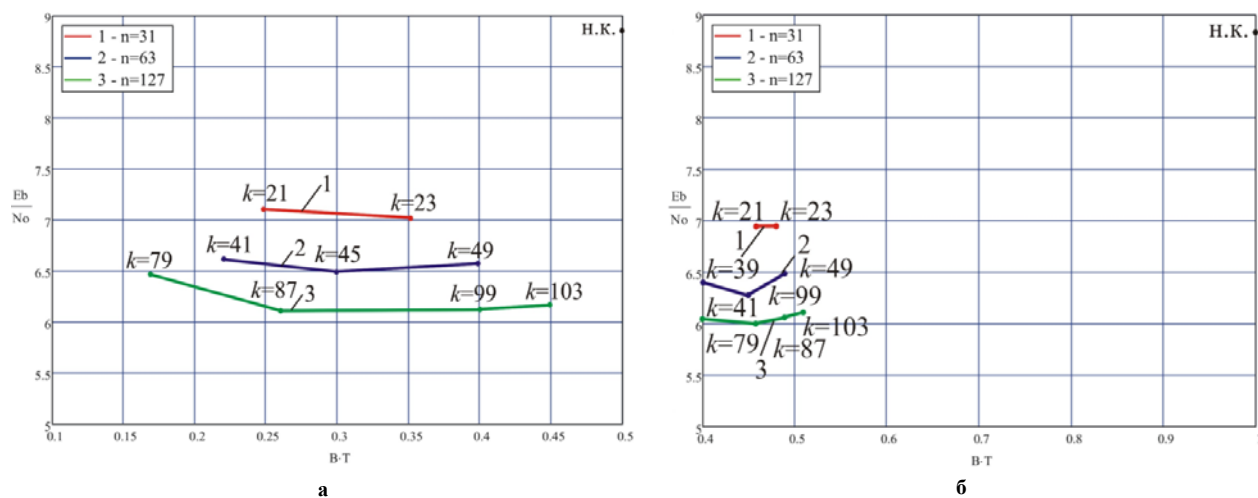


Рис. 18. Залежності відношення сигнал/шум від $B \cdot T_0$ для $BER=10^{-4}$: а - $B \cdot T_0 = 0,5$ і $B \cdot T_0 = 1$ для некодованого каналу передачі інформації (н.к.)

Показані на рис. 17 залежності відношення сигнал/шум необхідні для досягнення ймовірності бітової помилки 10^{-4} для значень $B \cdot T_0 = 0,5$ і $B \cdot T_0 = 1$ для некодованого каналу передачі інформації, вказують на наступні обставини: зменшення добутку $B \cdot T_0$ визначає зменшення швидкості кодування. В цьому випадку зниження швидкості кодування призводить, загалом, до підвищення продуктивності до досягнення певного мінімуму. З рис. 18, а і б встановлюємо наступне, оптимальну СКК для РС+ЧМ для заданої спільної смуги пропускання отримуємо для РС (63, 45), енергетичний виграш становить $\approx 2,5$ дБ відносно некодованого каналу для $B \cdot T_0 = 0,5$ і $\approx 2,7$ дБ для РС (127, 87). З рис. 18 встановлюємо, що для розглянутих СКК мінімального значення ймовірності бітової помилки досягнуто у випадку кодової швидкості 2/3.

Висновки

Отже, підсумовуючи вище викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

- особливість GMSK полягає в тому, що вона має сталу обвідну, яка загалом зменшує спектральне зростання і спотворення сигналу внаслідок нелінійності підсилювального обладнання;
- потужність модульованого за частотою цифрового сигналу зосереджена в вузькій смузі частот відносно носійної частоти, в межах $\pm 0,65 f \cdot T_0$ для $h = 2\pi \Delta f_0 T_0 = 0,7$ (де Δf_0 - девіація частоти) та в межах $\pm f \cdot T_0$ для $h = 1$.
- при використанні синтезаторів в схемах формування сигналів частоті маніпуляції слід врахувати, що масиви даних які представляють собою послідовність одиниць та нулів мають спектральний відгук який поширюється майже до постійних значень сигналів. Саме в цьому випадку доцільно використовувати квадратурну схему і схему із термокомпенсованими кварцовими генераторами які виключено з зворотного контуру за частотою;
- у випадку передавання сигналів частотної маніпуляції частот виникає фазова невизначеність $\pm \pi$, яка призводить до виникнення ефекту “зворотної роботи” демодулятора. Крім того, більшість методів синхронізації та поновлення носійної призводять до виникнення фазової невизначеності. Для усунення даних проблем доцільно використовувати при формуванні сигналів частотної маніпуляції із диференціальним передкодуванням;
- синтез квадратурного модулятора частотно-маніпульованого сигналу можна провести використовуючи декомпозицію Лорана для комплексної обвідної GMSK яка представляє собою лінійну комбінацію послідовності імпульсів;
- проведені дослідження дозволяють встановити наступне: з метою мінімізації міжсимвольної інтерференції до складу розглянутих схем формування з передкодуванням доцільно додати еквалайзер на основі фільтра Вінера;
- проведений опис синтезу пристрою приймання та оброблення частотно-маніпульованого сигналу із врахуванням тривалості перехідного процесу в схемі фільтрації і встановлення мінімального граничного рівня гіпотез з метою мінімізації спотворень бітових посилок;
- отримано, що використання 2/3 ширини смуги частот для модуляції і 1/3 смуги частот для кодування є оптимальним для СКК на основі кодів РС і гаусівської частотної маніпуляції;
- встановлено, що для розглянутих СКК співвідношення між шириною смуг пропускання складових конструкцій наступна: чим менша ширина смуги частот використаних для кодування тим ширше

смуга частот повинна бути використана для модуляції;

- з'ясовано, що для заданої ширини смуги частот каналу доцільно використовувати кодові конструкції з меншими швидкостями. Для визначення загальної продуктивності СКК в телекомунікаційному каналі, слід врахувати зниження продуктивності такого каналу у випадку зменшення кодової швидкості до певного мінімального значення.

Література

1. Шинкарук, Ю.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : навч. посіб. для ВНЗ / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 231 с.
2. Бойко Ю.М. Приймання та оброблення сигналів : навч. посіб. для ВНЗ / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.
3. T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996, 656 pp.
4. P. Laurent, "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 2, pp. 150 – 160, Feb 1986.
5. I.R. Parhomey, J.M. Boiko, O.I. Eromenko, Features of digital signal processing in the information control systems of multipositional radar, *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering* 77/2 (2016) 75–84.
6. Бойко Ю.М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю.М. Бойко, О.І. Єрьоменко // *Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика*. – К., 2014. – № 58. – С. 55–66.
7. Кварцевые резонаторы и генераторы [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.golledge.ru/products/ТСХО/>. — Загл. с экрана.
8. Бойко Ю.М. Схемотехнічні особливості використання синтезаторів частот в приймальному тракці цифрових приймачів / Ю.М. Бойко, В.І. Стецюк // *Вісник Хмельницького національного університету*. – 2013. – № 5. – С. 219–229.
9. Бойко Ю.М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів супутникових засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю.М. Бойко // *Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика*. – К., 2015. – № 61. – С. 91–107.
10. I. Kovtun, J. Boiko, S. Petrashchuk, G. Baurienė, K. Pilkauskas, Effects of the strain transmission from the main board to the installed electronic components, *MECHANIKA* Volume 22(6) (2016) 489–494.
11. Бойко Ю.М. Формування та дослідження телекомунікаційної системи з каскадним кодуванням із використанням турбокодів / Ю.М. Бойко // *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. – Київ, 2016. – № 4. – С. 29–41.
12. Бойко Ю.М. Можливості турбокодів щодо підвищення енергетичного виграшу в каналах передавання інформації / Ю.М. Бойко // *Зв'язок*. – К., 2016. – № 2. – С. 16–25.
13. Бойко Ю.М. Дослідження ефективності алгоритмів канального кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін // *Зв'язок*. – Київ, 2016. – № 5. – С. 56–67.
14. J.M. Boiko, A.I. Eromenko, "Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels", 20th International *IEEE* conference on microwaves, radar and wireless communications. MIKON-2014. June, Gdansk – Poland, pp. 126–129.
15. N. Akcam, F.E. Yardim, T. Kurt, Performance analysis of psk modulation types used in satellite communication systems, *International Journal "Technical and Physical Problems of Engineering"*, Issue 26 Volume 8, Number 1, pp. 65–70, 2016.

Рецензія/Peer review : 23.3.2017 р.

Надрукована/Printed : 19.4.2017 р.

Рецензент: д.т.н. Мартинюк В.В.