

МОДЕЛЮВАННЯ ФІЛЬТРУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ В ЦИФРОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ЗА НАЯВНОСТІ КОМПЛЕКСУ ЗАВАД З МЕТОЮ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

Проведений аналіз факторів впливу на завадостійкість цифрових телекомунікаційних систем. Сформульовано задачу оптимізації забезпечення максимальної пропускної здатності системи передавання інформації з цифровими методами маніпуляції. Здійснено аналіз та аналітичний опис впливу шумів на завадостійкість цифрової системи передачі інформації. Проведено аналіз завадостійкості з метою визначення оптимальних параметрів фільтрів передавання та приймання на основі фазо-маніпульованих сигналів. Отримано аналітичні вирази для оцінки завадостійкості системи передачі інформації у випадку впливу міжсимвольної інтерференції та міжканальних завад. Проведено моделювання впливу конфігурації фільтруючих систем на завадостійкість системи передачі інформації. Приведено залежності типів енергетичних втрат від смуги фільтрації на приймальному та передавальному боці каналу передачі інформації. Засобами імітаційного моделювання Simulink досліджено вплив конфігурації фільтруючих та коректуючих систем в каналі передавання інформації з QPSK – модуляцією. Методом «око-діаграм» тракту оцінено вплив джитеру на завадостійкість систем передавання інформації з цифровими методами маніпуляції.

Ключові слова: цифрова модуляція, око-діаграма, енергетичні втрати.

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO, V.O. NAVROCKIY
Khmelnytsky National University

DESIGN FILTER DEVICES IN THE PRESENCE OF NOISE IN COMPLEX DIGITAL TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS TO PROTECT INFORMATION

Abstract - The analysis of the factors of influence on the resistance to noise of the digital telecommunication systems. The problem of optimization to maximize the bandwidth of information transfer techniques with digital manipulation. The analysis and analytical description of the impact of noise on the robustness of digital information transfer systems. Analysis of resistance to noise to determine the optimal parameters of filters transmit and receive signals based on phase shift keying. Analytical expressions for the evaluation of noise immunity of information transmission in the case of the impact of intersymbol interference and inter channel interferences. A simulation of the configuration of filter systems robustness of transmitting information. Powered depending on the type of energy loss band filter at the receiver and transmitter side channel information. A simulator Simulink the effect of filtering and adjusting the configuration of channel information transmission with QPSK-modulation. The method of "eye diagrams" path estimated impact of jitter on the robustness of the transmission of information from digital manipulation techniques.

Keywords: digital modulation, eye diagram, power loss.

Вступ

Захищеною телекомунікаційною системою, як правило, можна рахувати таку, яка вирішує поставлені завдання як за наявності завад природного походження, так і у випадку цілеспрямованої дії при несанкціонованому втручання. Під завадами розуміються певні впливи у вигляді адитивних шумів, індустриальних адитивних та мультиплікативних завад. Несанкціонований вплив безпосередньо пов'язаний з метою виявлення принципів функціонування телекомунікаційної системи, виявлення сигналів переданих по каналу, розкриття змісту переданої інформації та пошук і виявлення передаючого пристрою. Варто відмітити, що при даному впливі вагомим є процес захисту переданої інформації у випадку впливу на систему передачі інформації шумів і завад, а отже необхідно аналітичними методами дати оцінку завадостійкості системи та виявити фактори її підвищення. Слід також зазначити, що подібна задача досить багатогранна, саме тому доцільно зосередити увагу дослідження на моделюванні систем з частотною і фазовою маніпуляцією та оцінити вплив конфігурації приймально-передавальних фільтруючих систем на завадостійкість [1, 2]. З метою практичного дослідження завадостійкості телекомунікаційних систем в роботі використано методи математичного та імітаційного моделювання, з використанням засобів Block Parameter Digital Filter Design (FDA Tools), та Simulink середовища Matlab, середовища Wolfram Mathematica, Mathcad. Застосувавши в роботі перелічені методи, програмні засоби та середовища - можливо фактично оцінити енергетичні втрати в системі передачі інформації, загальні втрати від міжсимвольної інтерференції та між канальних завад, а також розглянути методика використання око-діаграм для аналізу завадостійкості.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання оптимізації факторів впливу на завадостійкість системи передачі інформації

Задача оптимізації полягає у наступному: необхідно обрати параметри сигналів таким чином, щоб у кінцевому результаті забезпечити максимальну пропускну здатність системи передавання інформації. Якщо задати умову про те, що всі сигнали в системі ідентичні, тобто мають однакову потужність, один вид модуляції тощо, то пропускна здатність системи буде пропорційна кількості несучих у стволі ретранслятора. Збільшення кількості стволів і як наслідок, зменшення частотного рознесення між каналами призведе до зростання міжканальних завад (МКЗ), обумовлених впливом сусідніх каналів. Рівень МКЗ можна знизити,

шляхом застосування більш складних фільтрів в тракці передачі та прийому. Такий процес, в свою чергу, призводить до збільшення міжсимвольної інтерференції (МСІ), яка також вплине на завадостійкість. Отже, враховуючи вище зазначене можна зробити наступний висновок: для заданого частотного рознесення між каналами існує оптимальна комбінація фільтрів на приймальному та передавальному боці, за якої реалізується найкраща завадостійкість. Доцільно відмітити, що при дослідженні завадостійкості суттєвим моментом є аналіз впливу джерела гаусового шуму. Крім того, невід'ємною частиною системи передавання інформації є пристрої синхронізації наявності яких, в структурі системи передавання, обумовлена широким використанням складних методів модуляції та кодування, які передусім мають фазову складову, такі схеми також містять фільтруючі системи [3, 4]. Вибір параметрів зазначених фільтрів обумовлює актуальність даного дослідження.

Як показав огляд останніх наукових досліджень, для систем з частотною та фазовою маніпуляцією, немає принципового значення місце розташування фільтруючих систем на передавальному і приймальному кінцях тракту. Їх можна включити по високій частоті як показано на рис. 1, так і за низькою частотою до демодулятора і після демодулятора, можна використати і комбінації ВЧ і НЧ фільтрів.

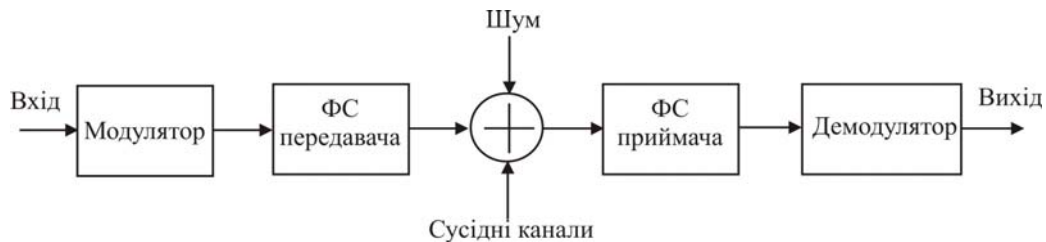


Рис. 1. Схема системи передавання інформації: ФС – фільтруюча система

Нами було проведемо оцінку джерела гаусового шуму на завадостійкість системи передачі інформації. Аналітично вплив на вході приймача (рис. 1) розраховується наступним чином:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_0}} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) + n(t), \quad (1)$$

де $\varphi(t)$ – фаза сигналу; f_0 – несуча частота переданого сигналу; $n(t)$ – білий гаусів шум із спектральною густиною $N_0 / 2$.

Вхідний вплив можна розписати на квадратурні складові шляхом послідовного помноження на $\sin(2\pi f_0 t)$ і $\cos(2\pi f_0 t)$ [5]. Наступним кроком при дослідженні є виключення складової з подвійною частотою несучої та отримання компоненти вектору вхідного впливу:

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_0}} \cdot \cos(\varphi(t)) + n(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t), \quad (2)$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_0}} \cdot \sin(\varphi(t)) + n(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t), \quad (3)$$

Після цього необхідно замінити шумові складові у (2) та (3) в квадратурних каналах низькочастотними компонентами, які враховують дію преселектору приймача [6,7] з імпульсним відгуком типу:

$$h_{\text{ПР}}(t) = \alpha \cdot e^{-Bt}, \quad (4)$$

де $\alpha = \pi \cdot \Delta F_{\text{ПР}}$, $\Delta F_{\text{ПР}}$ – ширина смуги пропускання.

Результати проходження шумових складових (2) і (3) через (4) представлено наступним чином:

$$n_1'(t) = \alpha \cdot \int_0^t n(\tau) \cdot \cos(2\pi f_0 \tau) \cdot e^{-B(t-\tau)} d\tau, \quad (5)$$

$$n_2'(t) = \alpha \cdot \int_0^t n(\tau) \cdot \sin(2\pi f_0 \tau) \cdot e^{-B(t-\tau)} d\tau, \quad (6)$$

Наступним етапом було проведено інтегрування та усереднення виразів, а також з метою моделювання сигналів у квадратурних каналах отримано:

$$S_1'(t) = \cos(\varphi(t)) + \sigma_{\text{ш}} \cdot \mu_1(t), \quad (7)$$

$$S_2'(t) = \sin(\varphi(t)) + \sigma_{\text{ш}} \cdot \mu_2(t), \quad (8)$$

тут $\mu_1(t)$ та $\mu_2(t)$ – корельовані в часі та некорельовані між собою гаусовські процеси з одиничною дисперсією, а $\sigma_{\text{ш}}$ визначено таким чином:

$$\sigma_{ш} = (\alpha T_0 / 4h_0^2)^{1/2}, \tag{7}$$

де h_0^2 – енергетичне відношення сигнал/шум.

Наближену оцінку завадостійкості приймання цифрового частотно-маніпульованого сигналу можна проведено з використанням формули 9:

$$p_{ош} = \frac{1}{2} \cdot e^{(-0,5 \cdot h_0^2)} \tag{9}$$

На рис. 2 залежності $p_{ош} = f(h_0^2)$ на виході пристрою рішення приймального обладнання.

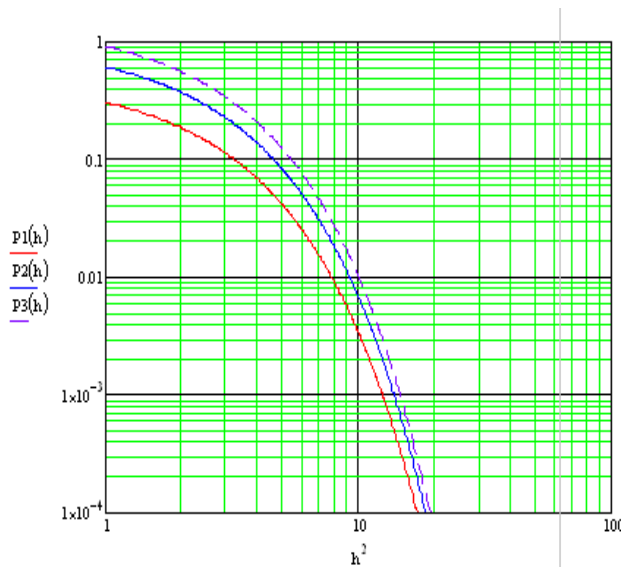


Рис. 2. Криві потенційної завадостійкості приймання цифрового ЧМ-н сигналу для значень $B \cdot T_0$, відповідно рівних 1,2 та 3

Крива ($P1(h)$) відповідає випадку $BT_0=1$ і АЧХ фільтруючої системи приймача фільтром Батерворта третього порядку. Криві $P2(h)$, $P3(h)$ для $BT_0=2$ та 3 для апроксимації АЧХ фільтром Чебишева. Розходження для ймовірності бітової помилки для отриманих значень не перевищує 1,5 дБ.

У випадку врахування реальних характеристик передаючого та приймального фільтру прийом є неоптимальним і ведеться в умовах міжканальних завад. Розглянуто аналіз завадостійкості і визначено оптимальні параметри фільтрів передавання та приймання на основі фазо-маніпульованих сигналів.

Завадостійкість когерентного приймання сигналів з фазовою маніпуляцією (i -го символу) в умовах наявності МСІ та МКЗ виражено формулою 10:

$$p_{oi} = Q\left[\frac{h(t_0) + a_{i(MCI)} + a_{i(MK3)}}{\sigma}\right], \tag{10}$$

де $Q(x)$ – доповнення інтегралу ймовірності до одиниці; $a_{i(MCI)}$ та $a_{i(MK3)}$ – значення міжсимвольних і міжканальних завад у відліковий момент приймання i -го символу; σ^2 – дисперсія шуму на виході приймального фільтру.

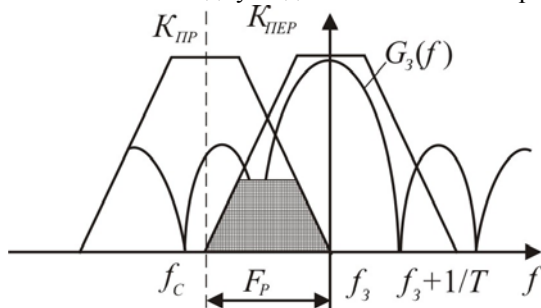


Рис. 3. Формування спектру МКЗ: $G_3(f)$ – спектр завади

Необхідно оцінити вклад МКЗ $a_{i(MCI)}$. Далі варто звернутись до рисунку 3. Тут представлено процес утворення спектру МКЗ на виході приймального фільтру. Нехай фільтр приймання має смугу ΔF_{PP} , а фільтр передачі в каналі завади – смугу $\Delta F_{ПЕР}$. Спектр МКЗ (зафарбований на рис. 3) буде визначатись фільтрацією завади фільтром із смугою $\Delta F_3 = F_p - (\Delta F_{PP} + \Delta F_{ПЕР})/2$. Оптимальна смуга приймального фільтру буде $\Delta F_{PP} = 1/T$, а оптимальна

смуга $\Delta F_{ПЕР} = (1,3...1,4)/T$. Тоді використовуючи данні щодо рознесення частот в реальних каналах $\Delta F_p = (1,3...1,5)/T$ [7] маємо смугу частот $\Delta F_3 = (0,1...0,3)/T$. Отже, робимо висновок: завада від сусіднього каналу є результатом вузькосмугової фільтрації фазо-маніпульованого сигналу, тому потрібно рахувати розподіл її значень гаусівським. Аналогічно було проведено розрахунок для оцінки завади від суми двох незалежних МКЗ, які розташовано по обидва боки від центральної частоти корисного сигналу. Тоді представимо формула 10 представляється наступним чином:

$$p_{oi} = Q \left[\frac{h(t_0) + a_{i(MCI)} + a_{i(MK3)}}{\sqrt{\sigma^2 + \sigma_{MK3}^2}} \right], \quad (11)$$

тут маємо: σ_{MK3}^2 – дисперсія МКЗ на виході приймального фільтру. Заміна реального розподілу на гаусівський з тією ж дисперсією дасть оцінку зверху для ймовірності помилки.

Далі у дослідженні необхідно застосувати метод оцінки p_0 шляхом усереднення ймовірності помилки за всіма можливими комбінаціями інтерферуючих символів. Такий метод дозволить отримати достатньо точні результати. Суть методу: з формули 11 проводиться розрахунок p_{0i} за всіма можливими комбінаціями міжсимвольної завади $a_{iMCI} = \sum \xi_k h(t_0 + kT)$ з наступним усередненням з $l = 2^{k_1+k_2}$ варіантів:

$$p_0 = \frac{\left[\sum_{i=1}^l p_{oi} \right]}{2^{k_1+k_2}}, \quad (12)$$

тут k_1 і k_2 – відповідно кількість попередніх та наступних символів завад

Наступним кроком є оптимізація параметрів фільтрів з використанням такого методу та проведення розрахунку результату p_{0i} . Врахуємо наступне, енергія сигналу на виході приймального фільтру:

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{\sigma}^2(\Omega) K_{ПЕР}^2(\Omega) d\Omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{вих}^2(\Omega) d\Omega.$$

Ефективна смуга приймального фільтру:

$$\omega_{ef} = 2\pi F_{ef} = 2 \int_0^{\infty} K_{ПР}^2(\Omega) d\Omega.$$

Потужність МКЗ у випадку врахування двох перших сусідніх за частотою символів завади:

$$\sigma_{MK3}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K_{ПР}^2(\Omega) [S_{вих}^2(\Omega + \omega_p) + S_{вих}^2(\Omega - \omega_p)] d\Omega.$$

Як результат маємо наступне: втрати за рахунок неузгодження приймального фільтру із спектром сигналу на його вході визначаємо так. Якщо приймальний фільтр узгоджений із сигналом, то відношення пікового значення напруги на його виході $h(t_0)$ до ефективного значення шуму визначається відомим

виразом $[h(t_0)/\sigma]_{\max}^2 = \frac{2E}{N_0}$ де E – енергія сигналу на виході приймального фільтру. За реальних умов

$[h(t_0)/\sigma]^2 = \frac{2h_1^2(t_0)}{N_0 F_{ef}}$. Тоді енергетичні втрати неузгодженості:

$$\eta_{НУ} = [h(t_0)/\sigma]_{\max}^2 / [h(t_0)/\sigma_1]^2 = \frac{EF_{ef}}{h_1^2(t_0)}. \quad (13)$$

Втрати внаслідок дії МСІ $\eta_{МСІ}$ визначаємо після обчислення ймовірності помилки p_0 з врахуванням МСІ – з формули (12) і у випадку відсутності МСІ з формули $p_0 = Q[h(t_0)/\sigma]$. Втрати від МКЗ у випадку нормального розподілу визначаємо аналітично:

$$\eta_{МКЗ} = 10 \lg \left[1 + \left(\sigma_{МК}^2 / \sigma^2 \right) \right]. \quad (14)$$

Моделювання впливу конфігурації фільтруючих систем на завадостійкість системи передачі інформації

Наступним етапом у роботі є дослідження енергетичних втрат в схемі передачі інформації за представленим методом, у випадку обробки сигналів з фазовою маніпуляцією. На рис. 4 представлено імітаційну схему підсистеми передавання та обробки із фазовою маніпуляцією. В схемі використаний конвертор для перенесення спектру частот, підсистему яка додає завади до корисного сигналу. Передавальна та приймальна частина доповнена амплітудним коректором (АК) та фазовим коректором (ФК). До складу схеми також входять вимірювальні інструменти для визначення розкриву око-діаграм, констеляційних діаграм, вимірювання BER, EVR [8]. На рис. 5–9 представлено результати симуляції імітаційної схеми. Зокрема на рис. 5 представлено око-діаграми симуляції роботи схеми за відсутності, та рис.6 наявності АК та ФК і фільтруючих систем типу «корень з косинусного спектру Найквіста» [9], а на рис.7 констеляційні діаграми. На рис.8 спектральна картина на який представлено спектр корисного сигналу вражений інтерференційної завадою від сусіднього каналу. Проведемо дослідження імітаційної схеми та визначимо оптимальну структуру системи.

Використаємо на передавання та приймання фільтри Батерворта порядків $n_{ПЕР}$ і $n_{ПР}$. Тут слід зазначити, що використання фільтрів Чебишева привело до значних втрат внаслідок великих значень групового часу запізнення цих фільтрів. Тому акцент досліджень зорієнтований саме на моделювання з фільтрами Батерворта різного порядку (порядок задаємо інструментом Block Parameter Digital Filter Design (FDA Tools)).

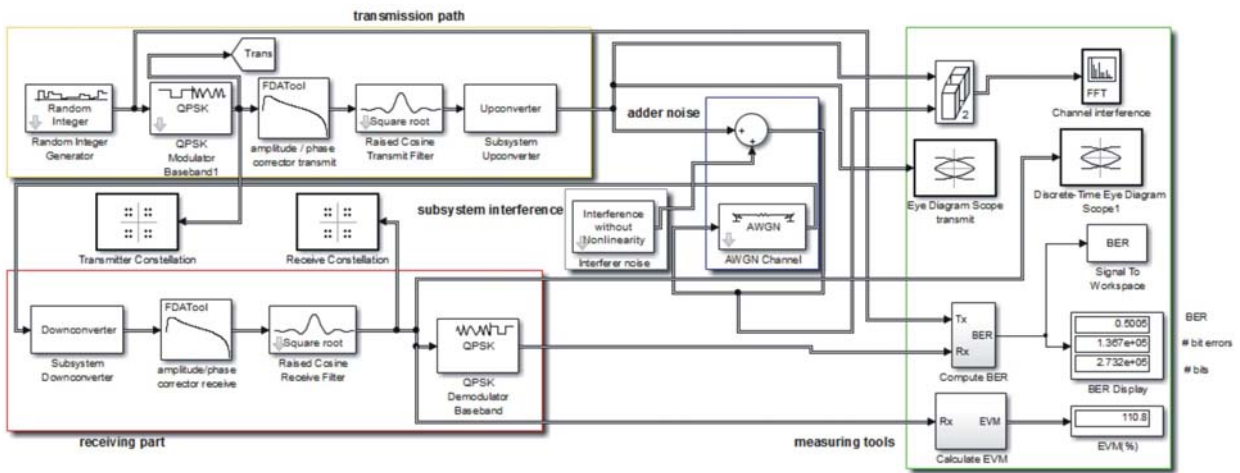


Рис. 4. Імітаційна схема для дослідження фільтруючих систем каналу передачі інформації

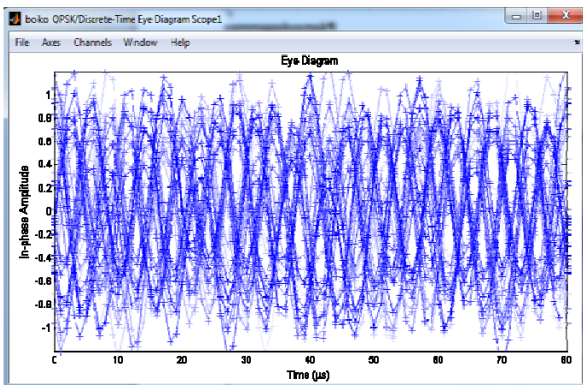


Рис. 5. Око-діаграма без корекції

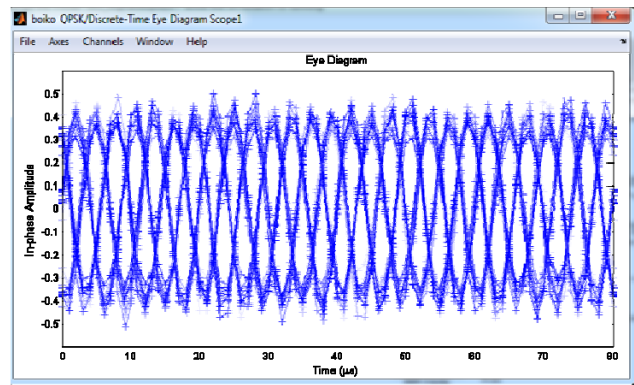


Рис. 6. Око-діаграма з корекцією ($n_{ПЕР} = n_{ПР} = 5$)

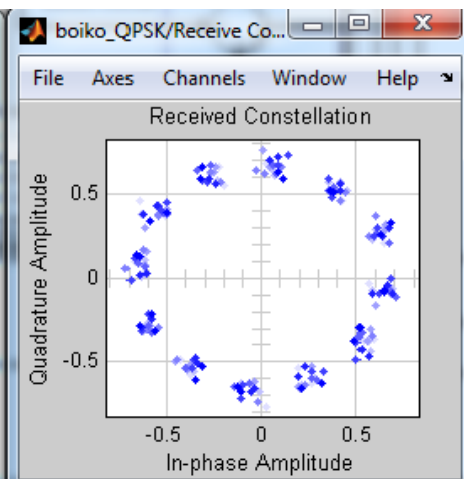
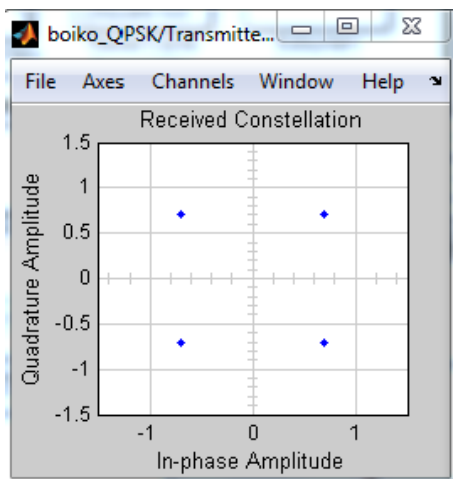


Рис. 7. Констеляційні діаграми на передавальному та приймальному боці за наявності завад

Виберемо рознесення між каналами $F_p T = 1,41$ (типове значення для систем передавання інформації з QPSK [8]), тоді $F_p = 45$ кГц, ($1/T = 32$ кГц). Смуга приймального фільтру $\Delta F_{ПР} T = 0,5$. Розрахунки енергетичних втрат проведемо для $p_0 = 10^{-5}$, для різних комбінацій фільтрів на передавальному та приймальному боці рис. 8. Результати дослідження показали наступне: мінімум сумарних енергетичних втрат $\eta_{\Sigma} = \eta_{н\psi} + \eta_{МСІ} + \eta_{МКЗ}$ лежить в діапазоні значень $\Delta F_{ПЕР} T = 0,65 - 0,08$.

Причому, чим менший вклад в сумарні втрати за рахунок міжканальних завад, тим за більшими значеннями $\Delta F_{ПЕР} T$ існують мінімальні втрати.

З рисунку 9 та досліджень слідує, що із збільшенням порядків фільтрів втрати $\eta_{МКЗ}$ зменшуються, тоді як втрати $\eta_{МСІ} + \eta_{ну}$ збільшуються, таким чином, що сумарні втрати залишаються достатньо великими.

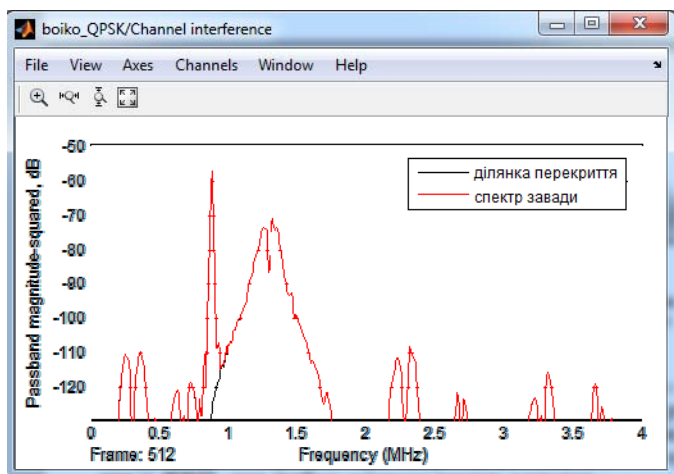


Рис. 8. Спектральна картина за наявності корисного сигналу та завади

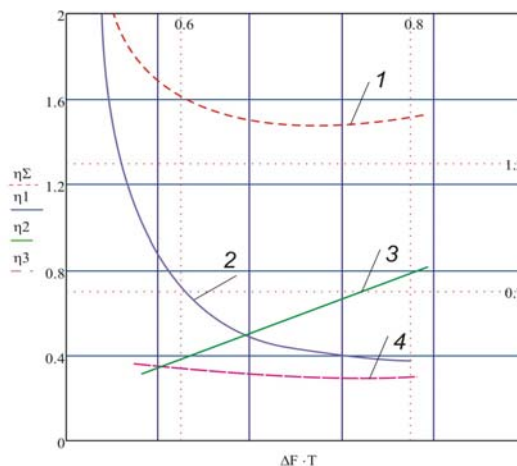


Рис. 9. Графік залежності типів енергетичних втрат дБ, від смуги фільтрації на приймальному та передавальному боці ($n_{ПЕР} = n_{ПР} = 5$): 1 – сумарні енергетичні втрати η_{Σ} ; 2 – втрати від МСІ η_1 ; 3 – втрати від міжканальних завад η_2 ; 4 – втрати неузгодженості η_3

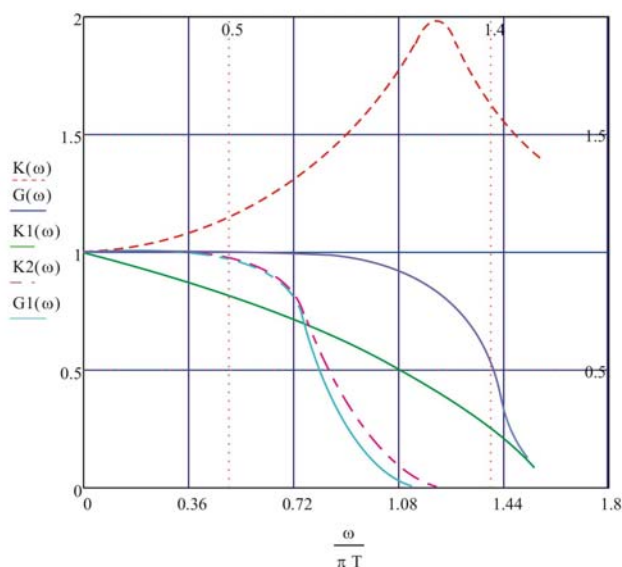


Рис. 10. Спектри в тракці з амплітудним коректором: $K(\omega)$ - залежність для коефіцієнту передачі АК; $G(\omega)$ - спектр зкоректованого впливу; $K1(\omega)$ - спектр прямокутного імпульсу; $K2(\omega)$ - спектр на виході ПР; $G1(\omega)$ - спектр Найквісту $\epsilon = 0,3$

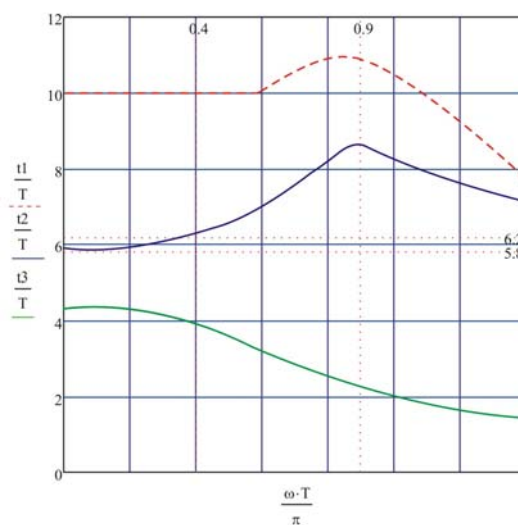


Рис. 11. Залежність ГЧЗ від частоти: $0438 t1/T$ - ГЧЗ тракту із ФК, $t2/T$ - ГВЗ тракту, $t3/T$ - ГВЗФК

Для зменшення $\eta_{МСІ} + \eta_{ну}$ включимо вирівнювачі у вигляді коректуючого контуру (КК) другого порядку. Результати досліджень дозволяють зробити наступні висновки: КК другого порядку дозволяють суттєво знизити втрати $\eta_{ну} + \eta_{МСІ}$, а також сумарні втрати. Використаємо і альтернативний підхід корекції тракту. Тут міркуємо таким чином: необхідність розширення смуги передаючого фільтра викликана тим, що на його вході діє прямокутний імпульс із спектром який можна описати функцією типу $\sin(\omega T / 2) / \omega T / 2$

[8], а розширення смуги цього фільтру наближає спектр на виході пристрою рішення до спектру Найквіста рис. 10.

Застосуємо в тракці амплітудний коректор (АК) другого порядку, з АЧХ яка компенсує завал амплітудного спектру прямокутного імпульсу в області нормованих частот від 0 до 1. Смуги фільтрів на приймальному та передавальному боці приймемо рівними $\Delta F_{ПР}T = \Delta F_{ПЕР}T = 0,5$.

Дослідження проводились для випадку використання в тракці фільтрів Батерворта (див. також імітаційну схеми рис.4) четвертого порядку, нормована частота вибиралась так: $2\pi\Delta F_{ПЕР} = 2\pi\Delta F_{ПР} = 1$, $T = \pi$. На рис. 11 наведено характеристики групового часу затримки (ГЧЗ) отриманого методом математичного моделювання тракту передавання інформації який включав АК, приймальний та передавальний фільтри, а також фазовий коректор (ФК) скоректованого тракту.

Данні досліджень втрат у випадку увімкнення в тракт АК і ФК ($p_0 = 10^{-5}$, $F_p T = 1,41$) дозволяють зробити наступні висновки: сумарні втрати дещо менші, ніж у випадку включення до тракту лише ФК ($\Delta F_{ПЕР}T = 0,65$). Використаний підхід з корекцією фільтрам Батерворта призводить до спектру Найквіста коефіцієнт скруглення якого можна визначити з виразу $\varepsilon = \pi / (n_{ПЕР} + n_{ПР})$. У розглянутих дослідженнях $n_{ПЕР} + n_{ПР} = 8$, $\varepsilon = 0,3$. Отже, оптимізацію структури лінійного тракту передавання можна провести включенням АК на передавальному боці з метою забезпечення сталого впливу в смузі частот передавання і фільтру типу корень з косинусного спектру Найквісту на передавання і приймання із смугою $\Delta F_{ПЕР} = \Delta F_{ПР} = 1/2T$. За такої конфігурації можна добитись практично повної мінімізації складових втрат $\eta_{МСІ}$ і $\eta_{НУ}$.

З метою визначення залежності втрат МКЗ в залежності від рознесення частот між каналами, слід провести моделювання схем з параметрами фільтрів які забезпечують мінімум втрат і знайти залежність $\eta_{МКЗ} = f(F_p T)$.

Оцінку сумарних втрат робимо використовуючи рис. 12. Використовуємо рознесення частот $F_p T = 1,6$. За використання фільтрів конфігурації (3+4) отримаємо $\eta_{МКЗ} = 0,32$ дБ, тоді як сумарні втрати $\eta_{НУ} + \eta_{МСІ} = 0,78$ дБ, а $\eta_{\Sigma} = 1,1$ дБ. Якщо вибрати конфігурацію кола (3+5) застосовуючи фазову корекцію, отримаємо: $\eta_{МКЗ} = 0,11$ дБ, $\eta_{НУ} + \eta_{МСІ} = 0,37$ дБ, $\eta_{\Sigma} = 0,48$ дБ. Робимо висновок: шляхом ускладнення кіл формування та оброблення сигналів втрати можна привести до прийнятої величини.

З рис. 12 робимо ще один висновок: вибір рознесення частот менше 1,3...1,4 призводить до різкого зростання втрат $n < 5$, для зменшення яких слід ще ускладнювати кола фільтрації.

Іншим методом корекції характеристик тракту є метод який ґрунтується на використанні для фільтрації трансверсальних фільтрів. В процесі дослідження використовували метод «око-діаграм» тракту, до складу якого входили фільтри Батерворта 7-го порядку без корекції та з корекцією трансверсальним (FIR) фільтром на базі 10 – розрядного регістру рис. 13.

За умови, що в системі QPSK відсутні квадратурні переходи (використовуємо умову симетричності частотних характеристик смугових кіл) і використанні маніпуляційного коду Грея ймовірність помилки символу можна розрахувати так:

$$p_0 = \frac{1}{2^l} \sum_{l=1}^{2^l} Q \left[\frac{h(t_0) + a_{iМКЗ}}{\sqrt{2\sigma}} \right], \tag{15}$$

Тут $l = k_1 + k_2$.

У випадку фіксованих значень p_0 та $h(t_0)$ в системі з QPSK ефективно значення завад повинно бути в $\sqrt{2}$ раз менше, ніж в системі з BPSK, хоча енергетичні втрати за рахунок дії міжканальних завад зростуть. Аналіз чисельних значень втрат в системі з QPSK показує, що втрати $\eta_{МКЗ}$ які виражено в дБ, в 2 рази перевищують значення втрат в системі BPSK. Аналогічна картина і для OQPSK за умови що канал є

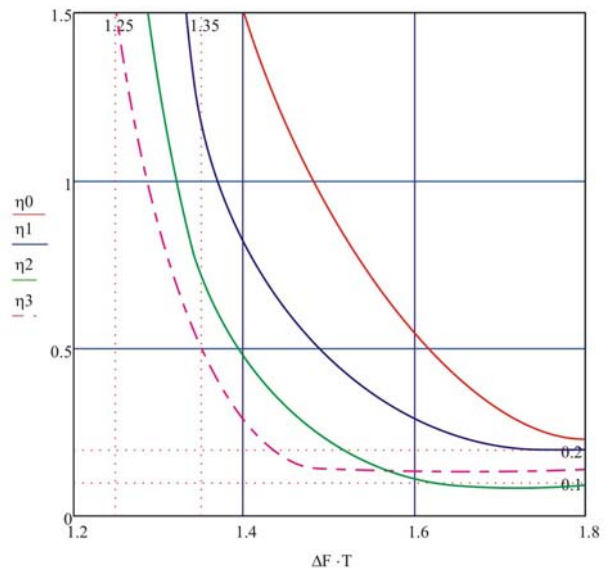


Рис. 12. Залежність МКЗ ($\eta_{МКЗ}$) у дБ, від рознесення частот: $\eta_0 \in 3 + 3$; $\eta_1 \in 3 + 4$; $\eta_2 \in 4 + 4$; $\eta_3 \in 3 + 5$

лінійним, а радіотракт має симетричні частотні характеристики.

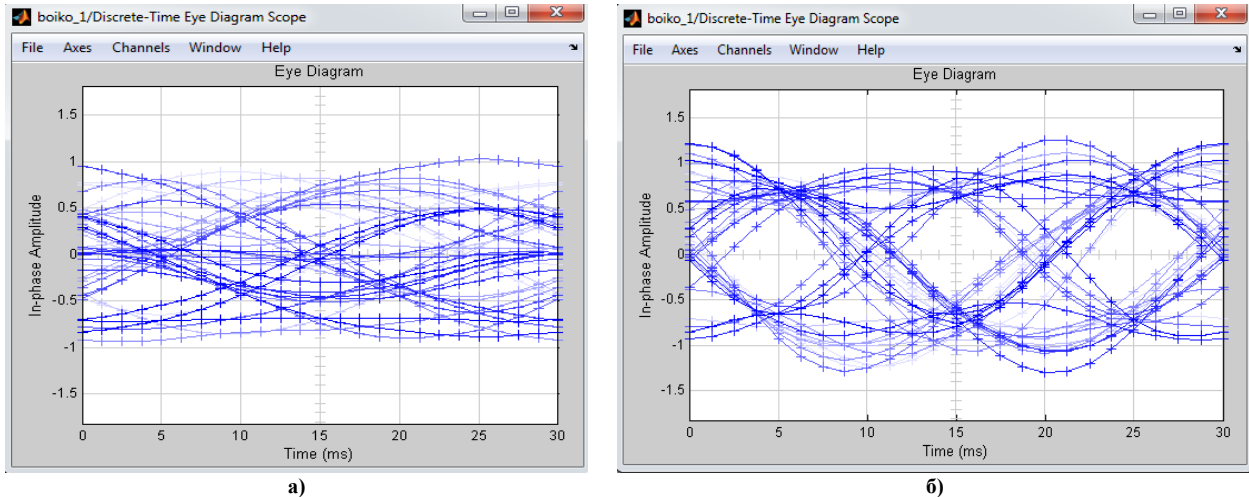


Рис. 13. Око-діаграми тракту з фільтром Батерворта 7-го порядку без корекції а) та з корекцією трансверсальним (FIR) фільтром на базі 10-розрядного регістру б)

Окремо нами було розглянуто питання завадостійкості частотної маніпуляції рис. 14. В процесі дослідження по описаній вище методиці проведена оцінка енергетичних втрат в реальному тракті. Розрахунки виконано для наступної конфігурації: на передавальному та приймальному боці використано фільтри Батерворта. На передавальному боці фільтри 3-го порядку на приймальному боці 4-го та 5-го порядків, із смугою приймального фільтру $\Delta F_{ПЕР}T = 0,5$, рознесення між каналами $F_p T = 1,41$ для рівня ймовірності помилки $p_0 = 10^{-5}$. Якщо провести порівняння сигналів GSMK та QPSK за однакової складності фільтрів отримаємо наступне: оптимальна смуга передавального фільтра для GSMK вужча ($\Delta F_{ПЕР}T = 0,6$) ніж у випадку QPSK ($\Delta F_{ПЕР}T = 0,65$), втрати $\eta_{НУ}$ приблизно однакові – 0,2 дБ. Втрати $\eta_{МКЗ}$ для GSMK дещо менші ніж для QPSK. Втрати для $\eta_{МСІ}$ приблизно в два рази менші для GSMK ніж у QPSK. Однак, як було показано вище, увімкнення в тракт передавання з QPSK ФК 2-го порядку дозволяє зкомпенсувати це погіршення завадостійкості. Слід зазначити, що структура модему для GSMK дещо складніша ніж для QPSK тому для лінійного каналу перевага GSMK не так істотна [7].

Оцінку завадостійкості у випадку передавання сигналів у цифрових телекомунікаційних системах можна здійснити шляхом оцінки розкиду моментів пересіку реалізації сигналів із нульовим рівнем, тобто знаходження джитеру [4]. Це важливо з точки зору аналізу систем синхронізації, так як саме в ці моменти в демодуляторі формуються імпульси для роботи системи тактової синхронізації. Отже, джитер безпосередньо визначає її завадостійкість. Джитер будемо розраховувати наступним чином. Якщо визначити максимальне нормоване значення

$$h_M = \sum_{k \neq 0} \left| h \left(t_0 + \left(k + \frac{1}{2} \right) T \right) \right|$$

у моменти часу які віддалені на $T/2$ від відлікового моменту

часу, то у випадку середньої крутості $s = \frac{\pi}{T}$

максимальний джитер $J_{max} \approx h_M T / \pi$. На рис. 15 представлено залежності $2J_{max}$ від коефіцієнту скруглення ε [4]. Результати досліджень дозволяють встановити наступне: у випадку наближення фільтра до ідеального $\varepsilon \rightarrow 0$, величина джитеру збільшувалась, а отже зменшувалась величина розкряду око-діаграми.

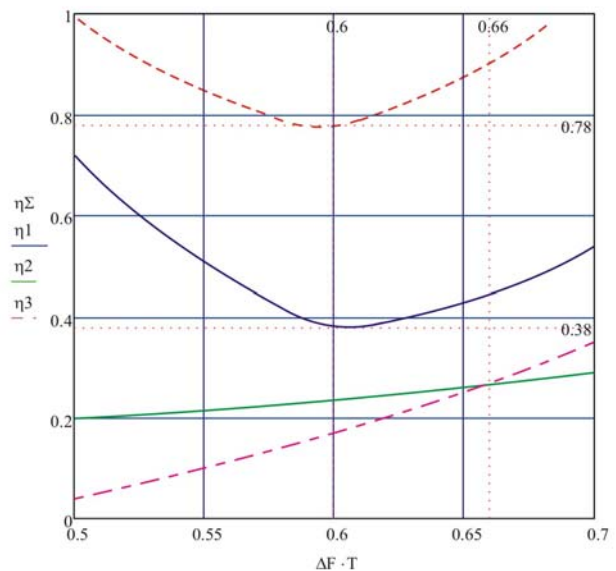


Рис. 14. Залежність втрат від смуги $\Delta F_{ПЕР}T$ $n_{ПЕР} = 3$, $n_{ПР} = 4$ для GSMK: η_{Σ} – сумарні енергетичні втрати; η_1 – втрати від МСІ; η_2 – втрати від міжканальних завад; η_3 – втрати неузгодженості

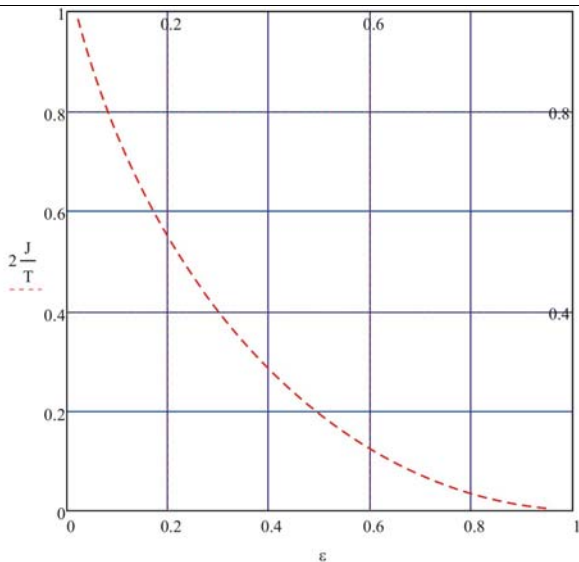


Рис. 15. Залежність джитеру (J_{\max}) від ϵ

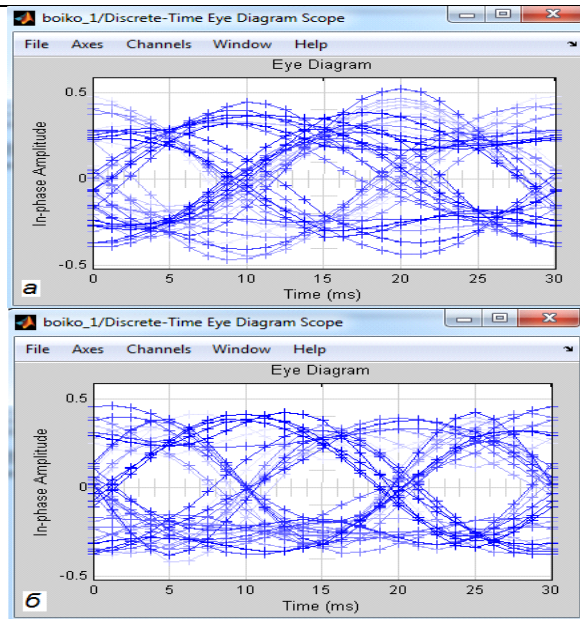


Рис. 16. Око діаграма отримана шляхом моделювання: а - $\epsilon = 0,1$, б - $\epsilon = 0,3$

Провівши аналіз рис. 16 а, б з виду око діаграм робимо висновок: із зменшенням ϵ поряд із звуженням око-діаграми зростає також пікове значення сигналу. Далі, якщо $\epsilon = 1$ джитер відсутній ($h\left(t_0 + \left(k + \frac{1}{2}\right)T\right) = 0$), а у випадку $\epsilon = 0$ - $2J_{\max} = T$, тобто ширина око-діаграми дорівнює нулю.

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

Висновки

- встановлено, що у випадку врахування реальних характеристик передаючого та приймального фільтру за наявності гаусового шуму для каналу з частотною маніпуляцією розходження для ймовірності бітової помилки для отриманих значень не перевищує 1,5 дБ;
- для оцінки завадостійкості цифрових сигналів застосований метод оцінки p_0 шляхом усереднення ймовірності помилки за всіма можливими комбінаціями інтерферуючих символів;
- мінімум сумарних енергетичних втрат $\eta_{\Sigma} = \eta_{\text{ну}} + \eta_{\text{МСІ}} + \eta_{\text{МКЗ}}$ лежать в діапазоні значень $\Delta F_{\text{ПЕР}}T = 0,65 - 0,08$. Причому, чим менший вклад в сумарні втрати за рахунок міжканальних завад, тим за більшими значеннями $\Delta F_{\text{ПЕР}}T$ існують мінімальні втрати;
- визначено, що із збільшенням порядків фільтрів втрати $\eta_{\text{МКЗ}}$ зменшуються, тоді як втрати $\eta_{\text{МСІ}} + \eta_{\text{ну}}$ збільшуються, таким чином, що сумарні втрати залишаються достатньо великими;
- встановлено, що оптимізацію структури лінійного тракту передавання можна провести включенням АК на передавальному боці з метою забезпечення сталого впливу в смузі частот передавання і фільтру типу корень з косинусного спектру Найквісту на передавання і приймання із смугою $\Delta F_{\text{ПЕР}} = \Delta F_{\text{ПР}} = 1/2T$. За такої конфігурації можна добитись практично повної мінімізації складових втрат $\eta_{\text{МСІ}}$ і $\eta_{\text{ну}}$;
- з'ясовано, що вибір рознесення частот менше 1,3...1,4 призводить до різкого зростання втрат $n < 5$, для зменшення яких слід ще ускладнювати кола фільтрації;
- визначено, що чисельні значення втрат в системі з QPSK які виражено в дБ, в 2 рази перевищують значення втрат в системі BPSK;
- встановлено, що оптимальна смуга передавального фільтру для GSMK вужча ($\Delta F_{\text{ПЕР}}T = 0,6$) ніж у випадку QPSK ($\Delta F_{\text{ПЕР}}T = 0,65$), втрати $\eta_{\text{ну}}$ приблизно однакові - 0,2 дБ. Втрати $\eta_{\text{МКЗ}}$ для GSMK дещо менші ніж для QPSK;
- в процесі дослідження встановлено: у випадку наближення фільтру до ідеального $\epsilon \rightarrow 0$, величина джитеру збільшувалась, а отже зменшувалась величина розкриву око-діаграми.

Література

1. Boyko J., Babiy J., Karpova L. Conceptual Features of Application of Facilities of Adaptive Filtration

are in the Tasks of Authentication of Noise of Communication Channels //Proceeding of the Xth International Conference TCSET IEEE 2010. 23.02.2010, Lviv – P. 299.

2. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation // 23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, 2013, Sevastopol.

3. Бойко Ю.М. Дослідження параметрів цифрових методів модуляції/демодуляції засобами MATLAB / Ю.М. Бойко // Матеріали 15-го Ювілейного Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь в XXI столітті». – Харків : ХНУРЕ, 2011. – С. 104–106.

4. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький . – 2011. – № 1. – С. 99–103.

5. 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, 2013.

6. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник] / Шинкарук О.М., Бойко Ю.М., Чесановський І.І. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.

7. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів : [навч. посібник] / Шинкарук О.М., Правда В.І., Бойко Ю.М. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.

8. 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.

9. Бойко Ю.М. Реалізація та дослідження супутникового каналу передачі даних засобами імітаційного моделювання // 11-та МНТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» ВОТТП-11-2012 – Хмельницький : ХНУ, 2012. – С. 64–69.

References

1. Boyko J., Babiy J., Karpova L. Conceptual Features of Application of Facilities of Adaptive Filtration are in the Tasks of Authentication of Noise of Communication Channels //Proceeding of the Xth International Conference TCSET IEEE 2010. 23.02.2010, Lviv - P. 299.

2. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International Crimean Conference IEEE “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, 2013, Sevastopol.

3. Boiko J.M. Doslidzennya parametriv cifrovih metodiv modulyacii/demodulyacii zasobami MATLAB//15th Miznarodny forum “Radioelektronika i molod' u XXI stolitti” Kharkiv: KNURE 18.04. 2011. p. 104-106.

4. Boiko J.M. Analiz cifrovih metodiv modulyacii/demodulyacii v sistemach zv'yazku ta peredachi informacii. *Visnik Khmel'nitskogo nacional'nogo universitetu* 2011, No. 1, pp. 99 - 103.

5. Boiko J.M. Modeluvannya cifrovih kanaliv peredavannya informacii iz zavadostiikim koduvannyam /Boiko J.M., Boryachok R.O. // IV Miznarodna naukovo-praktichna konferenciya “Obrobka signaliv i negausivs'kich procesiv”. – Cherkasi. CDTU 22 – 24 travnya -2013.

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. Shinkaruk O.M., Pravda V.I., Boiko J.M. Primannya ta obroblyennya signaliv: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. *Khmel'nitskii, KNU*, 2013. – 365 p.

8. 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 nacional'nogo universitetu* 2013, No. 2, pp. 123 - 130.

9. Boiko J.M. Realizaciya ta doslidzennya suputnikovogo kanalu peredachi dannich zasobami imitacijnogo modeluvannya//11th MNTK “Vimiruvalna ta obchisluvalna v texnologichnich procesach” VOTTP-11-2012 Khmel'nitskii: KNU 5-8 chervnya .p 64-69.

Рецензія/Peer review : 8.2.2014 р. Надрукована/Printed :9.4.2014 р.

Рецензент: Шинкарук О.М., д.т.н., проф.