

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ЧМ ПРИ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАДАХ

Abstract: Effectiveness of multiposition FSK using analysis for data transmission system (DTS) with impulse noises is analysed. The methodic of analysis of researching DTS with decisive backlink was proposed. Analytic models, which permits to estimate multiposition FSK using in the dependence on the parameters and conditions of DTS work were received.

Key words: effectiveness, data transmission, multiposition FSK, impulse hindrance.

Анотація: Аналізується ефективність використання багатопозиційних ЧМ сигналів у системах передавання даних (СПД) при дії імпульсних завад. Запропоновано методику аналізу. Досліджено СПД з вирішуючим зворотним зв'язком. Отримано аналітичні моделі, які дозволяють очікувати доцільність використання багатопозиційних сигналів у залежності від параметрів і умов роботи СПД.

Ключові слова: ефективність, передавання даних, багатопозиційна ЧМ, імпульсна завада.

Аннотация: Анализируется эффективность использования многопозиционных ЧМ сигналов в системах передачи данных (СПД) при действии импульсных помех. Предложена методика анализа исследования СПД с решающей обратной связью. Получены аналитические модели, которые позволяют оценивать использование многопозиционных сигналов в зависимости от параметров и условий работы СПД.

Ключевые слова: эффективность, передача данных, многопозиционная ЧМ, импульсная помеха.

1. Вступ

Сучасний період розвитку суспільства характеризується бурхливим прогресом телекомунікаційних систем і мереж. Головна риса сучасних телекомунікацій – цифровізація процесів обробки і передавання сигналів. Цифровізація зумовила можливість побудови економічно ефективних телекомунікаційних та інформаційних систем і мереж з широкими можливостями надавання користувачам величезного спектру послуг.

Основною метою процесу розвитку телекомунікацій є створення Глобальної інформаційної інфраструктури ГІІ (Global Information Infrastructure – GII). GII повинна надавати користувачам такий набір комунікаційних послуг, які б охоплювали усі види інформації і можливості її отримання у будь-який час, у будь-якому місці, з необхідною якістю, за припустимою ціною [1– 4]. Розвиток GII повинен ґрунтуватися на таких основних принципах [1, 2]:

- забезпечення відкритого доступу до мережі;
- гарантія всезагального забезпечення доступу до послуг, зокрема:
 - мобільності, тобто можливості доступу до послуг різних місць і навіть в умовах руху визначити і локалізувати джерело запитів;
 - номадизму, тобто безперервності доступу у просторі і у часі або можливості переміщення з одного місця в інше із збереженням доступу до послуг незалежно від доступності чи недоступності цих послуг у місцевому середовищі;
- забезпечення рівних можливостей для користувачів;
- співдія різноманітності змісту GII з урахуванням культурної та мовної багатоманітності;
- визнання необхідності міжнародного співробітництва з особливою увагою до найменш розвинутих країн;
- співдія відкритій конкуренції;

– заохочення приватних інвестицій.

Перелічені принципи будуть використовуватись в GII у процесах:

- підтримки здатності до взаємодії і взаємозв'язку;
- розвитку глобальних ринків для мереж, послуг і додатків;
- гарантій конфіденційності та захисту даних;
- захисту прав інтелектуальної власності;
- співробітництва у науково-дослідній діяльності та розробці нових додатків;
- моніторингу соціального і суспільного значення інформаційного співтовариства.

Кінцевою метою GII є гарантія доступу до інформаційного співтовариства для кожного громадянина.

Таким чином, мають задовольнятися високі вимоги щодо оперативності, надійності, достовірності, скритності та швидкості передавання повідомлень, економічності організації та функціонування телекомунікацій. Перелічені вище параметри телекомунікаційних систем входять до переліку основних показників якості обслуговування QoS (Quality of Service).

У зв'язку з цим дослідження систем передавання даних (СПД) щодо завадостійкості і швидкості обміну повідомленнями за допомогою багатопозиційних сигналів є актуальним і має важливе практичне значення. Це стосується також і СПД з багатопозиційною частотною модуляцією (ЧМ).

Актуальність задач аналізу доцільності використання в СПД багатопозиційної ЧМ (БЧМ) в сучасних умовах цифровізації підкреслюється принаймні двома аспектами. Перший – це зростаюче застосування технологій множинного доступу з кодовим розподілом CDMA (Code Division Multiple Access), в яких використовуються широкосмугові сигнали з багатопозиційними кодами [4-6]. Другий – це бурхливий розвиток систем абонентського доступу (САД) з технологіями xDSL (Digital Subscriber Line), в яких використовуються специфічні методи модуляції, зокрема, DMT (Discrete Multi-Tone Modulation). Метод DMT застосовується у таких САД, як ADSL (Asymmetric DSL), VDSL (Very high bit rate DSL), UADSL (Universal DSL), RADSL (Rate Adaptive DSL) та інших [2, 3].

Стаття присвячена дослідженню ефективності використання БЧМ у СПД за умов дії імпульсних завод. Доцільність використання БЧМ в умовах дії імпульсних завод аналізувалася у цілому ряді робіт. До одних з найперших з них можна віднести, наприклад, роботи [5–8]. В них показано переваги систем з БЧМ у порівнянні з бінарними. Зокрема, в роботах [5, 6] встановлено, що при рівносмуговому порівнянні багатопозиційної і бінарної СПД в умовах дії імпульсних завод з гіперболічним розподілом амплітуд багатопозиційна система переважає бінарну по завадостійкості на 1–3 порядки. При цьому достатня кількість частотних позицій $m = 4–10$.

2. Постановка задачі дослідження і методика її вирішення

У даній роботі вирішується така задача: визначити, на скільки можна підвищити швидкість передавання інформації в СПД з БЧМ ($m \geq 3$) у порівнянні з бінарною ($m = 2$) за рахунок кращої завадостійкості першої при використанні циклічного кодування і вирішуючого зворотного зв'язку (ВЗЗ).

Інакше, необхідно визначити виграш Q у швидкості передавання інформації системи з БЧМ (індекс „ m ”) відносно бінарної (індекс „2”) при однакових смугах частот $F_m = F_2$ і однакових імовірностях збою блока інформації (БІ) $P_m = P_2$. Таким чином, виграш Q виступає критерій доцільності використання в СПД сигналів з БЧМ замість бінарних.

Введемо основні позначення: R – швидкість передавання сигналів; R_e – ефективна швидкість передавання інформації; n – довжина БІ; $\rho = k/n$ – кодова швидкість (k – кількість інформаційних елементів сигналу даних у БІ); M – середня кількість перезапиту; $\varepsilon = 1 - \alpha$, де α – коефіцієнт групування помилок [7,9]; ρ – імовірність збою одиничного елемента сигналів даних; N – кількість символів (літер) алфавіту; b – кількість символів (літер) алфавіту джерела повідомлень, яка означається при збільшенні алфавіту однією літерою нового збільшеного алфавіту [6]; α_d – коефіцієнт, який характеризує статистичну збитковість джерела повідомлень; α_n – коефіцієнт, який характеризує ненавмисну збитковість, зумовлену цілочисельністю значень m , b і N ; τ – тривалість одиничного елемента сигналів даних; γ – коефіцієнт, який характеризує розташування спектра одиничного елемента сигналів даних у смузі частот СПД [5]. Приклад розташування спектрів елементів сигналів даних з БЧМ для $m = 3$ наведено на рис. 1, з якого видно, що $F = \frac{(m + \gamma)}{\tau}$.

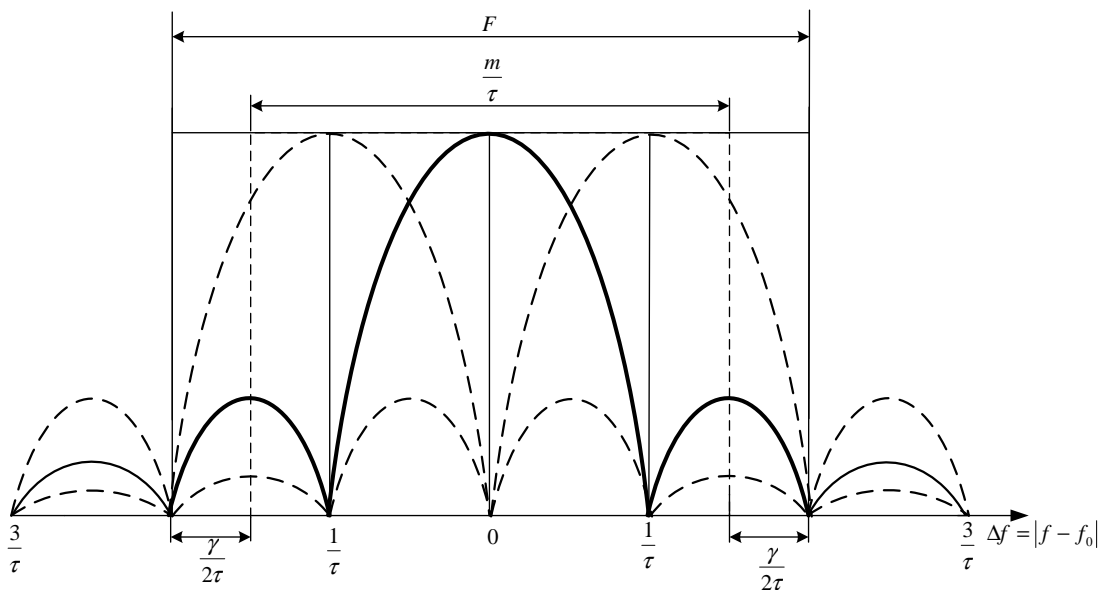


Рис. 1. Розташування спектрів елементів сигналів даних у смузі частот СПД з БЧМ

Одна з доцільних методик вирішення поставленої задачі дослідження з урахуванням прийнятих позначень:

1. Для конкретного типу СПД з вирішуючим зворотним зв'язком і моделі завад визначають ефективну швидкість передавання інформації $R_{e2} = f_2[R_2, \rho_2, M_2, P_2(n_2, p_2, \varepsilon_2)]$.

2. Для таких же умов визначають $R_{em} = f_m[R_m, \rho_m, M_m, P_m(n_m, p_m, \varepsilon_m)]$.

3. Визначають величину $q = p_2 / p_m$ за умов $F_m = F_2 = F$; $\rho_m = \rho_2 = \rho$; $n_m = n_2 = n$; $\varepsilon_m = \varepsilon_2 = \varepsilon$.

4. Знаходять величину $Q = R_{em} / R_{e2}$ при умові $P_m = P_2 = P$ з урахуванням цілочисельності кількості позицій сигналу m і літер алфавіту N .

5. Використовуючи отримані аналітичні співвідношення, аналізують доцільність використання БЧМ сигналів замість бінарних у конкретній системі з ВЗЗ і формулюють висновки.

3. Аналіз доцільності використання систем БЧМ

Скористуємось наведеною вище методикою для аналізу СПД з адресним перезапитом і накопичуванням (АП-Н) при дії на систему імпульсних завад з гіперболічним розподілом амплітуд з параметром r .

Спектральна щільність імпульсної завади S_0 з гіперболічним розподілом амплітуд має функцію розподілу [5, 8]

$$W(S_0) = \frac{ra^r}{(a + S_0)^{r+1}},$$

де r і a – константи. Для параметра r експериментально встановлено, що $2 < r \leq 5$. Коефіцієнт a введено до знаменника функції $W(S_0)$ з метою обмеження $W(S_0)$ при $S_0 \rightarrow 0$. Вплив коефіцієнта a на хід функції $W(S_0)$ послаблюється із зростанням S_0 . Це дозволяє у практичних випадках, коли $S \gg a$, нехтувати коефіцієнтом a у знаменнику і не враховувати його.

З метою отримання аналітичного виразу для ефективної швидкості передавання інформації R_e необхідно:

- визначити середню кількість перезапитів M у СПД з АП-Н;
- обґрунтовано вибрати (або розробити) модель потоку помилок у дискретному каналі передавання даних.

Алгоритм АП-Н базується на виявленні помилок разом із безперервним передаванням n -послідовностей (БІ довжиною n елементів) [7, 8]. По сигналу „перезапит” та при виявленні помилок у БІ, який приймається по зворотному каналу, по прямому каналу передається повторно завжди тільки один БІ. Цією n -послідовністю є або БІ, що перезапитується (за номером або адресою у сигналі перезапит), або БІ, на який сигнал ВЗЗ передається по зворотному каналу і був спотворений завадами. Обсяг пам'яті накопичувача приймального пристрою обирається із умов забезпечення достатньо малої імовірності його переповнення.

Аналіз роботи алгоритмів з ВЗЗ (наприклад, методами імовірнісних графів) звичайно виконується за умов деяких припущень. Такими припущеннями для алгоритму АП-Н є [7–9]:

- прямий та зворотний підканали СПД ідентичні у статистичному розумінні;

– усі Бі незалежно від змісту інформації мають однакову довжину n і кодуються-декоднуються за аналогічними правилами;

– службова інформація (перезапит, квитанція) може передаватися у будь-якому Бі одночасно з корисною інформацією;

– номінальний час видачі в канал будь-якого Бі визначається тільки його довжиною n та швидкістю передавання R і складає для кожного Бі однакове значення.

Саме за таких умов у роботі [8] з використанням графа перехідних станів алгоритму з АП-Н отримано таку формулу для середньої кількості перезапиту:

$$M = \frac{1}{p_1^2},$$

де імовірність уявного правильного приймання Бі

$$p_1 = P_{III}(n) + P_{HII}(n),$$

де $P_{III}(n)$ – імовірність правильного приймання Бі;

$P_{HII}(n)$ – імовірність невиявлення помилок у Бі.

Імовірність виявлення помилки у Бі P_{BII} складає:

$$P_{BII}(n) = 1 - p_1.$$

Імовірність p_1 нерозривно пов'язана з потоком помилок у дискретному каналі СПД. Модель потоку помилок у дискретному каналі призначена, як відомо, задавати опис параметрів цього потоку та їх взаємовідношень. Оскільки помилки мають випадковий характер, то і параметри потоку мають бути задані системою розподілу деяких випадкових величин. Вибір системи розподілу і визначає модель помилок.

У відповідності із системним підходом і потребами практики модель повинна відповідати наступним вимогам [7 – 9]:

– мати досить загальний характер, щоб не змінюватись при використанні для різних каналів, а при переході від одного каналу до іншого змінювались би тільки характеристики моделі;

– бути достатньо простою і описуватись порівняно невеликою кількістю параметрів;

– забезпечувати об'єктивність та однозначність порівняльних оцінок;

– відрізнятись простотою обчислень та визначатись із необхідною точністю при припустимих витратах часу;

– мати необхідну гнучкість, універсальність, ясний фізичний смисл та забезпечувати можливість нормування;

– забезпечувати зручність використання в інженерних розрахунках і простоту експериментальної перевірки.

Існуючі моделі за способом опису параметрів потоку помилок можна поділити на дві групи. Моделі першої групи віддзеркалюють математичний підхід щодо опису потоку помилок. У моделях цієї групи припускається взаємна незалежність інтервалів часу ψ між одиничними помилками. Завдання полягає в такому підборі розподілу тривалості інтервалів ψ між сусідніми помилками, щоб аналітичні оцінки добре узгоджувались з експериментальними даними. При цьому часто

ігнорується фізична сторона процесів і явно не висвітлюється механізм утворення пакетів помилок. До моделей першої групи відносять біноміальну модель, моделі Бергера –Мандельброта, Зелігера, Аксьонова – Вороніна та інші.

Моделі другої групи в певній мірі враховують фізичні явища, які ведуть до спотворення Бі. Вважається, що помилки виявляють з більшою імовірністю в періоди „збудженого” стану. У періоди „незбудженого” стану імовірність появи помилок вважається дуже малою. До моделі другої групи можна віднести моделі Гільберта, Беннета – Фройліха, Куна, Лаберті, Мізіна – Муравйова, Мертца, Попова – Туріна та інші подібного типу.

Детальний аналіз відомих моделей потоків помилок у дискретних каналах зв’язку можна знайти, наприклад; у роботах [7, 8]. Підкреслимо одну істотну обставину: в теперішній час не існує однієї універсальної моделі помилок, придатної для аналізу процесів перетворення дискретних повідомлень у каналах любого типу. На практиці дуже часто використовують моделі, які базуються на статистиці спотворень у каналах зв’язку різних типів.

Наведеним вище вимогам задовольняє модель каналу з логарифмічно лінійною щільністю помилок, запропонована у роботі [7]. Модель розроблена в результаті накопичення і статистичної обробки великої кількості експериментальних даних по реальних каналах. Модель використовує такі імовірнісні параметри:

– імовірність спотворення Бі однією або більшою кількістю помилок $P(\geq 1, n)$ або жорстко з нею пов’язану імовірність неспотвореної передачі Бі $P(0, n) = 1 - P(\geq 1, n)$;

– імовірність $P(\geq q, n)$ появи у Бі помилки, кратності якої дорівнює або перевищує q , або пов’язану з нею імовірність $P(q, n) = P(\geq q, n) - P(\geq q + 1, n)$ появи у Бі з n елементів помилки кратності q .

Згідно з роботами [7, 8], імовірність $P(\geq 1, n)$ складає:

$$P(\geq 1, n) = pn^{1-\alpha} = pn^\varepsilon,$$

де p – імовірність збою одиничного елемента.

Аналогічно, імовірність

$$P(\geq q, n) \approx p\left(\frac{n}{q}\right)^{1-\alpha} = p\left(\frac{n}{q}\right)^\varepsilon.$$

Коефіцієнт $\varepsilon = 0,2 - 0,4$ для кабельних каналів. Для радіорелейних каналів тональної частоти (ТЧ) $\varepsilon = 0,4 - 0,6$, а для короткохвильових радіорелейних каналів і тропосферних каналів ТЧ $\varepsilon = 0,6 - 0,8$.

Таким чином, для реальних дискретних каналів можна вважати, що $\varepsilon = 0,2 - 0,8$.

З урахуванням моделі пакетування помилок у разі використання високоякісного виявляючого коду можна записати:

$$P(\geq 1, n) = P_{\text{БІ}}(n) = 1 - p_1,$$

звідки

$$p_1 = 1 - P(\geq 1, n).$$

Отже, середня кількість перезапитувань дорівнює

$$M^{-1} = [1 - P(\geq 1, n)]^2.$$

Вирази для ефективних швидкостей передавання інформації R_{e2} і R_{em} за умов $F_m = F_2 = F$, $P_m = P_2 = P$, поелементного приймання і відсутності статистичного кодування мають такий узагальнений вигляд [5, 6]:

$$R_e = \alpha_o \alpha_H \rho R M^{-1}, \quad (1)$$

де

$$\alpha_H = \frac{b \log_2 N}{\log_2 m} \left\{ \left[\frac{b \log_2 N}{\log_2 m} \right] \right\}^{-1}; \quad (2)$$

$$M^{-1} = (1 - P)^2; \quad (3)$$

$$P = p n^\varepsilon; \quad (4)$$

$$q = p_2 / p_m = \left(\frac{\tau_m}{\tau_2} \right)^{r-1} = \left(\frac{m + \gamma_m}{2 + \gamma_2} \right)^{r-1} = \beta^{r-1}, \quad (5)$$

де $\lceil x \rceil$ – найближче до x більше ціле.

Для величини Q , виходячи з виразів (1)-(5), після нескладних перетворень можна записати:

$$Q = \frac{R_{em}}{R_{e2}} = \frac{\lceil b \log_2 N \rceil}{\beta \left\lceil \frac{b \log_2 N}{\log_2 m} \right\rceil} \left(\frac{1 - p_2 n^\varepsilon \beta^{1-r}}{1 - p_2 n^\varepsilon} \right)^2. \quad (6)$$

Для аналізу загального характеру залежності $Q = f(m)$ можна гіпотетично припустити, що величини b , N і m безперервні. У цьому випадку вираз (6) приймає такий вигляд:

$$Q = \frac{\log_2 m}{\beta} \cdot \left(\frac{1 - p_2 n^\varepsilon \beta^{1-r}}{1 - p_2 n^\varepsilon} \right)^2. \quad (7)$$

Для виразів (6) і (7) характерним є обмеження, яке пов'язане із емпіричною моделлю похибок (4) у блоці інформації довжиною n елементів. Використання цієї моделі має задовольняти умові $p_2 n^\varepsilon < 1$. Отже, в залежності від якості каналу (імовірність збою елемента p), довжини n БІ і ступеня пакетування помилок (коефіцієнт ε) величина Q може суттєво змінюватись. У каналі зв'язку з відомими параметрами p і ε існує обмеження на довжину БІ:

$$n < \left(\frac{1}{p} \right)^\frac{1}{\varepsilon}. \quad (8)$$

За формулами (6) і (7) розраховані залежності $Q = f(m)$, які наведені на рис. 2 і 3 відповідно.

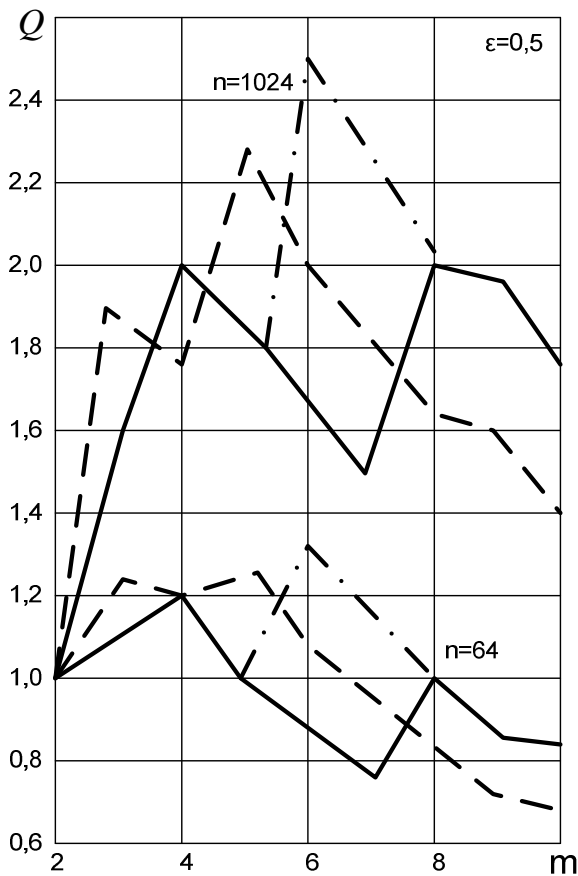


Рис. 2. Залежності $Q = f(m)$ з урахуванням цілочисельності m і N

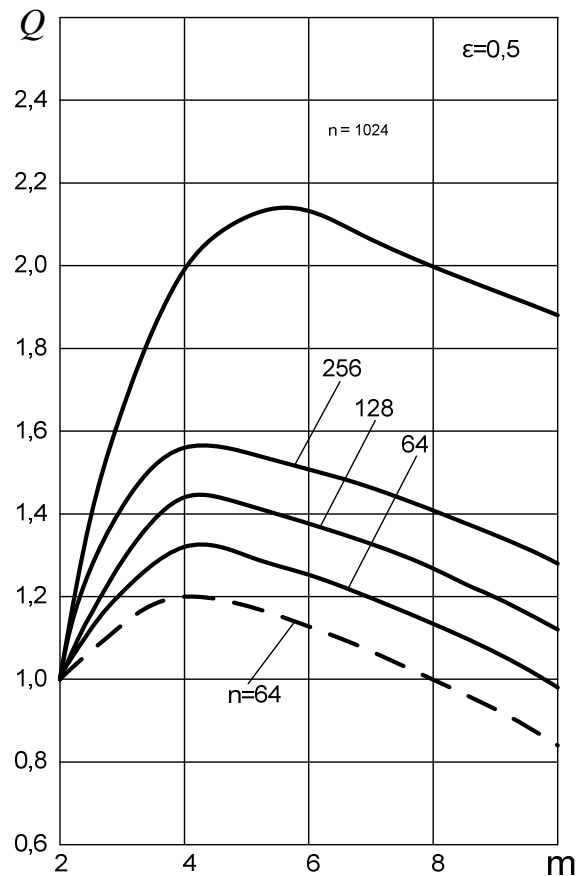


Рис. 3. Залежності $Q = f(m)$ для гіпотетичних умов

Розрахунки проведено для $r = 3$, $\gamma_m = \gamma_2 = 1$, $b = 1$. На рис. 2 верхнє сімейство ламаних залежностей $Q = f(m)$ відноситься до випадку $n = 1024$, нижнє – до випадку $n = 64$. Суцільні ламані розраховані для алфавіту $N = 64$, пунктирні – для $N = 36$, а штрих-пунктирні – для $N = 24$. Усі графіки розраховано для випадку $p = 10^{-2}$. Для порівняння на рис. 3 нижня (пунктирна) залежність $Q = f(m)$ розрахована при $p = 10^{-3}$. На рис. 4 наведено залежності $Q = \varphi(\varepsilon)$, розраховані за формулою (7). Усі залежності $Q = \varphi(\varepsilon)$ розраховано для $m = 4$ і $r = 3$. Суцільні графіки відповідають якості $p = 10^{-2}$ а штрихові – $p = 10^{-3}$.

На рис. 5 подані графіки залежностей $Q = f(m)$ для $p = 10^{-2}$, $r = 3$, різних значень ε і $n = 256$ (штрихові криві) та $n = 1024$ (суцільні криві).

Аналіз отриманих виразів (1) – (8) та графіків на рис. 2–5 дозволяє зробити цілий ряд практично важливих висновків. До основних можна віднести такі:

1. Залежність $Q = f(m)$ має максимум Q_{\max} , який досягається при кількості частотних позицій $m = 4-8$. Це свідчить про те, що в залежності від конкретних умов у СПД з ВЗЗ, кількість позицій m має обиратись як $m = m_{\text{ОПТ}}$. Для розрахованого прикладу $m_{\text{ОПТ}} = \{4,5,6,8\}$ в залежності від n , p , N і ε . Наприклад, при $\varepsilon = 0,5$, $p = 10^{-2}$ і $n = 64$ оптимальна кількість позицій $m = 6$ і $Q_{\max} = 1,3$.

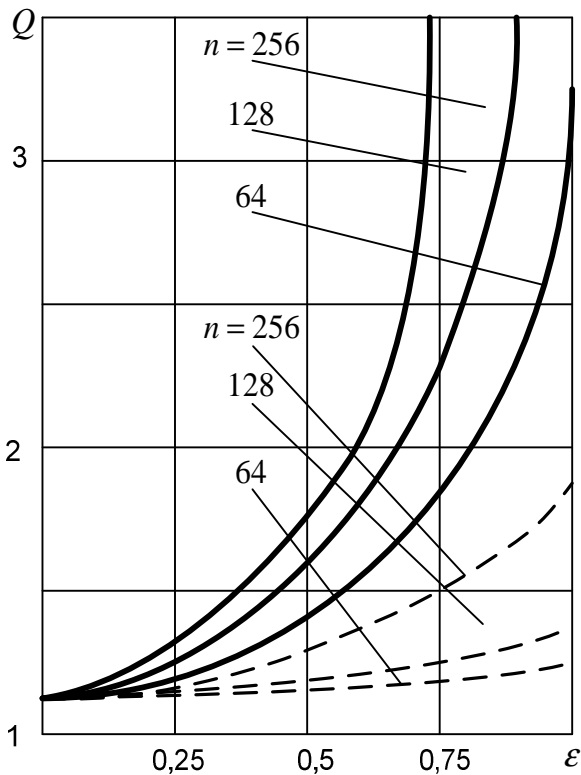


Рис. 4. Залежності $Q = \varphi(\varepsilon)$

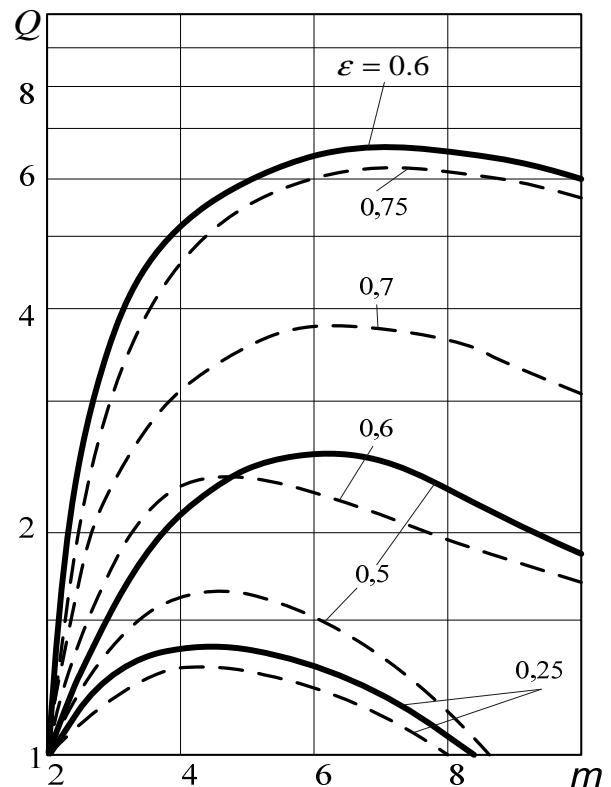


Рис. 5. Залежності для різних $Q = f(m)$ ε і n

2. Виграш Q зростає із зростанням n, r, p і може досягти суттєвих значень. Так, при $n=1024$, $p=10^{-2}$, $\varepsilon=0,5$ і $r=3$ величина $Q_{\max} \approx 2,5$ при $m_{\text{ОПТ}} = 6$ (рис. 2).

3. Із зростанням коефіцієнта ε величина Q теж зростає. Коефіцієнт ε характеризує ступінь групування помилок. Згідно з [7, 8], в залежності від типу каналу (телефонний, телеграфний, УКХ, радіорелейний) коефіцієнт ε може приймати значення $0 < \varepsilon < 1$. При цьому, коли $\varepsilon \rightarrow 1$, імовірність збою Бі довжиною n елементів зростає в n разів у порівнянні з p_2 (див. вираз (4)). Коли $\varepsilon \rightarrow 0$, ступінь пакетування помилок зменшується і імовірність збою хоча б одного елемента Бі $P = P(\geq 1, n) \rightarrow p_2$. У випадку одиничних помилок ефективність Q слабо залежить від довжини n Бі. Наприклад, при $\varepsilon = 0,25$ залежності $Q = f(m)$ для $n = 256$ і $n = 1024$ практично співпадають (рис. 5).

4. За умови $P_2 = p_2 n^\varepsilon \ll 1$ значення Q практично залежить тільки від значень параметрів N і m . При величинах $p_2 n^\varepsilon \rightarrow 1$ значення Q різко зростає. Це свідчить про зростання доцільності використання сигналів з БЧМ замість бінарних, коли зростає P_2 (зменшується якість каналу зв'язку).

5. Чисельник дробу у скобках формули (6) із зростанням p_2 , n або ε прямує до нуля повільніше, ніж знаменник. Це свідчить про те, що середня кількість перезапитів M_2 зростає швидше, ніж M_m . Тому СПД з БЧМ „заціклюється” при більших значеннях P , ніж бінарна.

Таким чином, при правильному виборі значень величини m, N, n і b завдяки використанню сигналів з БЧМ в СПД з ВЗЗ, які працюють в умовах імпульсних завад, можна забезпечити значний вигравш по швидкості передавання інформації без погіршення завадостійкості і розширення смуги частот.

4. Висновки

В результаті проведених досліджень встановлено переваги систем з БЧМ. Поставлено задачу аналізу доцільності використання в СПД із зворотним зв'язком багатопозиційних сигналів замість бінарних при дії імпульсних завад. Запропоновано узагальнену методику вирішення поставленої задачі.

Досліджено СПД з БЧМ, адресним перезапитом і накопичуванням. Як критерій ефективності використано вигравш у швидкості передавання $Q = R_{em} / R_{e2}$.

Встановлено, що функція $Q = f(m)$ має екстремум типу максимуму, величина якого Q_{\max} залежить від конкретних значень параметрів n , ε , p , N , γ , b і F . У загальному випадку доцільність використання сигналів з БЧМ замість бінарних зростає із погіршенням якості каналу зв'язку.

Отримані моделі можна використовувати для аналізу ефективності перспективних методів модуляції і кодування у системах абонентського доступу з технологіями xDSL.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Проектирование телекоммуникационных сетей. – К.: Техніка, 2002. – 792 с.
2. Современные телекоммуникации / Под ред. С.А. Довгого. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 320 с.
3. Соколов Н.А. Сети абонентского доступа. Принципы построения. – П.: ИГ Энтер-профи, 1999. – 254 с.
4. Харченко В.П., Паук С.М., Нестерова Л.М., Бабак Є.А. Спутникові системи авіаційного зв'язку. – К.: НАУ, 2003. – 188 с.
5. Зелинский Д.И., Лучук А.М., Паук С.М. Приемники дискретных многопозиционных сигналов. – К.: Наукова думка, 1976. – 240 с.
6. Сервинский Е.Г. Оптимизация систем передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1974. – 284 с.
7. Элементы теории передачи дискретной информации / Под ред. Л.П. Пуртова. – М.: Связь, 1972. – 120 с.
8. Мизин И.А., Уринсон Л.С., Храмышин Г.К. Передача информации в системах с коммутацией сообщений. – М.: Связь, 1985. – 318 с.
9. Паук С.М. Сети авиационной электросвязи. – М.: Транспорт, 1986. – 272 с.