

## ЗАГАЛЬНА ПОРІВНЯЛЬНА ОЦІНКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

**Domracheva K.O. Overall comparative assessment of the noise immunity of telecommunication systems.**

Considered practical aspects determine the probability of error when using specific types of manipulation in telecommunication systems. A comparative analysis of binary amplitude modulation, frequency modulation, phase modulation and a lot of character manipulation by the criterion of immunity, where the same amount error requires the smallest value of the signal / noise ratio. Analyzes complex change function depending on the method of registration at the receiver output. The effect of the increase equally symbol  $M$  for frequency and phase manipulation on the probability of symbol error for the received signals. The problem of immunity is one of the important problems of modern information and communication technologies. It is required to increase allocations for the development of means of reducing the likelihood of mistakes and hurt security, which refers to the ability of the system to prevent obstacles preventing action.

**Keywords:** noise immunity, bandwidth, data loss, noise, modulation.

**Домрачева К.О. Загальна порівняльна оцінка завадостійкості телекомунікаційних систем.**

Розглянуті практичні аспекти визначення ймовірності помилки при використанні конкретних видів маніпуляцій в телекомунікаційних системах. Проведено порівняльний аналіз двійкових АМ, ЧМ, ФМ та багатосимвольних маніпуляцій за критерієм завадостійкості. Оцінено вплив збільшення рівноймовірних символів  $M$  для частотної та фазової маніпуляцій на ймовірність символної помилки для прийнятих сигналів.

**Ключові слова:** завадостійкість, пропускна здатність, втрати інформації, завади, модуляція.

**Домрачева Е.А. Общая сравнительная оценка помехоустойчивости телекоммуникационных систем.**

Рассмотрены практические аспекты определения вероятности ошибки при использовании конкретных видов манипуляций в телекоммуникационных системах. Проведен сравнительный анализ двоичных АМ, ЧМ, ФМ и много символьных манипуляций по критерию помехозащищенности. Оценено влияние увеличения равно вероятных символов  $M$  для частотной и фазовой манипуляций на вероятность символной ошибки для принимаемых сигналов.

**Ключевые слова:** помехоустойчивость, пропускная способность, потеря информации, помехи, модуляция.

### Вступ

Проблема завадостійкості є однією з важливих проблем сучасних інформаційно-телекомунікаційних технологій. Вона відноситься до числа тих питань, значення і актуальність яких з плином часу не тільки не зменшується, а навіть збільшується.

Аналіз останніх локальних конфліктів, навчань, що проводяться країнами - учасниками блоку НАТО, повідомлень у зарубіжній пресі свідчить про виняткову роль, яка відводиться радіоелектронній боротьбі (РЕБ). Вважається, що вона дозволяє домогтися вирішальної переваги над противником за рахунок радіоелектронної протидії його системи управління військами та озброєнням.

Така точка зору підтверджується таким фактом, зростання асигнувань на розробку засобів РЕБ практично у всіх країн НАТО. Основна частина цих коштів йде на створення індивідуальних систем радіоелектронного захисту ядерних засобів, угруповань військ, авіації, тенденції у розвитку яких спостерігаються дуже чітко:

- різке підвищення потужності перешкод;
- застосування ЕОМ для управління ресурсами потужності перешкод;
- розширення частотного діапазону перешкод: верхня межа вже наближається до 17 ГГц (в майбутньому і до 40 ГГц);
- значне зниження маси і габаритів джерел перешкод дозволяє створити підкидні передавачі перешкод одноразового використання.

© Домрачева К.О.

Завади маскують сигнал. Це ускладнює виявлення сигналу та отримання інформації. Звідси важливішим показником системи зв'язку є заводо захищеність, під якою розуміють здатність системи запобігати перешкоджаючій дії завод.

**Викладення основного матеріалу дослідження**

З теорії передачі аналогових сигналів відомо, що важливим критерієм якості аналогових систем є відношення середньої потужності сигналу (S) до середньої потужності шуму (N), а у цифрових системах зв'язку нормована версія  $S/N$ , -  $E_b/N_0$

де  $E_b$  - енергія, що витрачається для передачі одного біта інформаційного потоку;  
 $N_0$  - спектральна щільність потужності шуму [1].

Для оптимального прийому сигналу використовують узгоджений фільтр та корелятор, які еквівалентні з точки зору заводо захищеності [1]. В залежності від методу реєстрації на виході кореляційний прийом може бути когерентним та некогерентним.

При когерентному прийомі у момент часу T відрховується дійсне значення функції Z(t), тобто

$$Re[Z(T)] = \frac{2}{T} \int_0^T X(t)A(t)dt , \tag{1}$$

де  $X(t)$  - відомий сигнал (сумарне коливання сигналу і перешкоди);  
 $A(t)$  - опорне коливання;  
 $T$  - тривалість сигналу.

Коли відома початкова фаза, то прийом вважається когерентним. Якщо відомі всі параметри, за винятком початкової фази – некогерентний.

При некогерентному прийомі відрховується модуль комплексної функції.

Відношення сигнал/шум на виході кореляційного приймача при когерентному прийомі

$$h_{кг}^2 = \frac{b^2}{D\varepsilon} \approx 2TFh_{вх}^2, \tag{2}$$

де  $b$  - регулярна складова (сигнал);  
 $D\varepsilon$  - дисперсія шумуε;  
 $F$  - ширина спектра сигналу;  
 $h_{вх}^2$  - відношення ефективних напружень сигналу і перешкоди на вході детектора.

При некогерентному прийомі це відношення в два рази менше [2]

$$h_{кг}^2 = \frac{b^2}{2D\varepsilon} \approx TFh_{вх}^2. \tag{3}$$

Гаусів розподіл часто використовується як модель шуму в системі. Навіть якщо окремі випадкові процеси матимуть негаусів розподіл, розподіл ймовірностей сукупності багатьох таких процесів буде прагнути до гаусового розподілу (рис. 1) [1]

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} , \tag{4}$$

де  $x$  - випадковий сигнал;  
 $\mu$  - сигнал у каналі зв'язку;  
 $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$  - дисперсія.

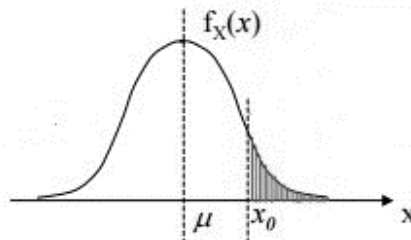


Рис. 1. Графік щільності розподілу гаусового процесу

Ймовірність того, що  $x > x_0$  буде

$$P(x > x_0) = \int_{x_0}^{\infty} f_x(x) = Q\left(\frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x_0 - \mu}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right), \tag{5}$$

де  $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$  –гаусів інтеграл помилки;

$\operatorname{erfc}(x)$  - доповнююча функція помилок.

Для амплітудної маніпуляції (англ. BASK) два сигнали є одномірними та їх геометричне представлення визначається одномірними векторами  $S_1 = \sqrt{E_b}$ ,  $S_2 = -\sqrt{E_b}$  (рис. 2).

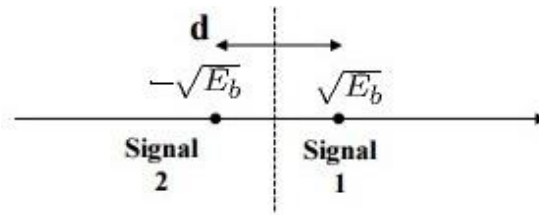


Рис. 2. Сигнальні точки для двійкових протилежних сигналів

Якщо передаєте сигнал  $S_1(t)$ , ймовірність помилки визначає ймовірність того, що  $r < 0$ , де  $r$  - результат обробки сигналів і перешкод в каналі приймача

$$P_b = \int_{-\infty}^0 p(r/S_1) dr = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^0 \exp\left[-\frac{(r-\sqrt{E_b})^2}{N_0}\right] dr = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2E_b}/N_0}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (6)$$

Ймовірність помилки можна виразити через відстань між двома сигнальними точками.

З рис. 2 видно, що два сигнали знаходяться на відстані  $d_{12} = 2\sqrt{E_b}$ , звідки  $E_b = \frac{1}{4}d_{12}^2$ . Тоді отримаємо ймовірність бітової помилки

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{d_{12}^2}{2N_0}}\right). \quad (7)$$

Відстань між сигнальними точками для двійкових ортогональних сигналів буде  $d_{12} = \sqrt{2E_b}$ , і відповідно одержимо ймовірність помилки  $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{\gamma})$ .

На рис. 3 наведені графіки залежності ймовірності помилки для BASK від відношення сигнал/шум.

Як видно з рис. 3, при одному й тому ж відношенні  $\frac{E_b}{N_0}$  для ортогональних сигналів ймовірність помилки більша, ніж для протилежних сигналів.

Ймовірність помилки при оптимальному когерентному прийомі двійкових сигналів та дії адитивного гаусового шуму з рівномірним енергетичним спектром залежить від відстані між сигналами  $d$  і однобічної спектральної щільності потужності завади  $N_0$  та має вигляд [1].

$$P_0 = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{2N_0}}\right) \quad (8)$$

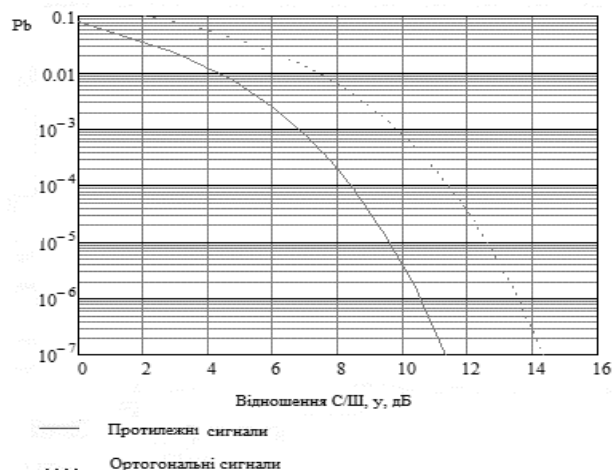


Рис. 3. Ймовірність помилки для BASK

У системі з двійковою фазовою маніпуляцією (BPSK) відстань між сигналами  $d = 2\sqrt{E_b}$

$$P(0/1) = P(1/0) = P(x > \sqrt{E_b}) = Q\left(\frac{\sqrt{E_b}}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{E_b}}{\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) = Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right). \quad (9)$$

У випадку фазової модуляції (англ. PSK), ймовірність помилки переважно випадковий вибір однієї з двох сигнальних точок, що примикають до переданої сигнальної точки. Для  $M > 2$  ( $M = 2^k$ ) з когерентним виявленням ймовірність помилки багатофазової маніпуляції (англ. MPSK) можна виразити (для великих відношень  $\frac{E_b}{N_0}$ ) (рис.4) [4]

$$P_{MPSK} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (10)$$

де  $E_s = E_b(\log_2 M)$  – енергія, що припадає на символ.

На рис.5 наведені графіки порівняння завадостійкості прийому MPSK та відносної фазової модуляції (англ. DMPSK)

При ортогональній частотній модуляції (англ. FSK), в якій відстань між сигналами  $d = \sqrt{2E_b}$  використовуються формула для когерентного детектування (рис.6) [1]

$$P_{FSKk} = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{(\sqrt{2E_b})^2}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right) \quad (11)$$

Завадозахищеність прийому сигналів з амплітудо-фазовою маніпуляцією при великому відношенні сигнал-шум можна оцінювати виразом[6]

$$P_{AFM} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{M-1} Q\left(\sqrt{\frac{d_{ij}^2}{2N_0}}\right) \quad (12)$$

де  $d_{ij}$  - відстань між сигналами з номерами  $i$  та  $j$ .

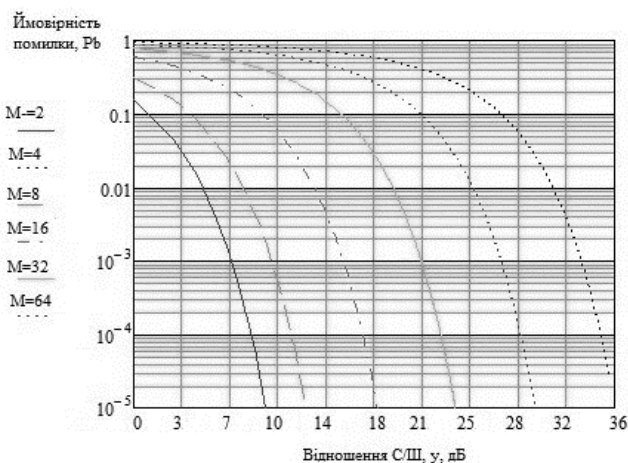


Рис. 4. Криві завадостійкості прийому MPSK. Порівняння завадостійкості прийому MPSK та DMPSK

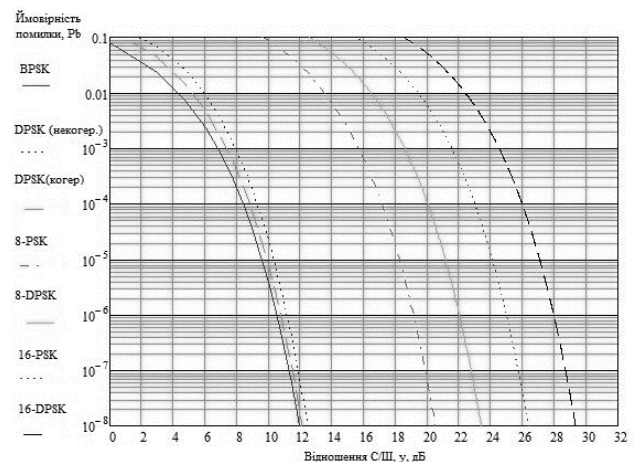


Рис. 5. Порівняння завадостійкості прийому MPSK та DMPSK

Для квадратурної амплітудної маніпуляції (англ. QAM) з використанням коду Грея (два послідовні коди відрізняються значенням лише одного біта) застосовують формулу (результат точний при  $M = 2^k$ , коли  $k$ -парне.) (рис.7)[5]

$$P_{QAM} \leq 1 - \left[ 1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3E_{ср}}{(M-1)N_0}}\right) \right]^2 \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3kE_{бср}}{(M-1)N_0}}\right) \quad (13)$$

де  $E_{ср} = \frac{1}{6}(M^2 - 1)d^2E_b$  - середня енергія сигналу;  
 $\frac{E_{бср}}{N_0}$  - середнє відношення сигнал/шум на біт.

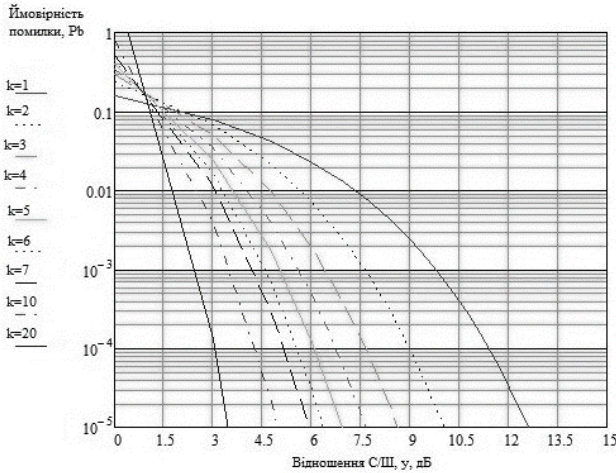


Рис. 6. Ймовірності помилки від  $\gamma$  для MFSK для когерентного детектування при різних значення  $M = 2^k$

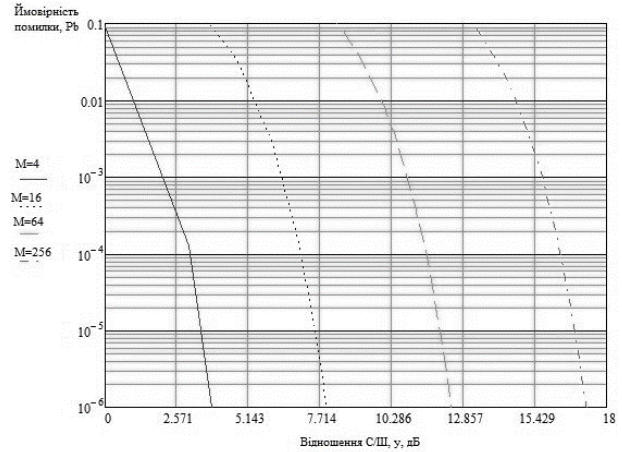


Рис. 7. Ймовірності помилки на символ для QAM

На рис. 8 наведені залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум для основних видів маніпуляції.

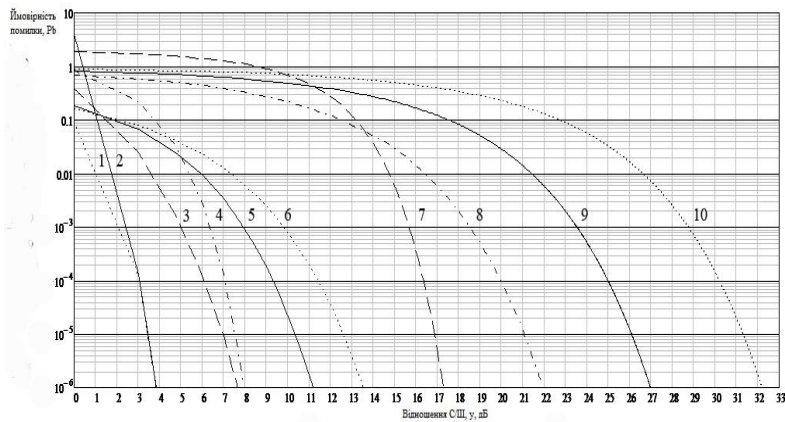


Рис. 8. Характеристики завадозахищеності телекомунікаційних систем при різних видах маніпуляції:

- (1) - MFSK для  $k=20$ ,
- (2) - QAM 4,
- (3) - MFSK для  $k=5$ ,
- (4) - QAM 16,
- (5) - BPSK(когерентне детектування) (BASK (протилежних сигналів), DPSK (диференційне когерентне детектування), DPSK(диференційне некогерентне детектування),
- (6) - QAM 64 (MFSK для  $k=5$ , BASK (ортог. сигналів), ортогональна FSK (когерентне детектування), Ортогональна FSK (некогерентне детектування), MPSK для  $M=4$ ),
- (7) - QAM 256,
- (8) - MPSK для  $M=16$ ,
- (9) - MPSK для  $M=32$ ,
- (10) - MPSK для  $M=64$ .

Залежність ймовірності помилки від відношення сигнал/шум наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Модуляція	$P_0$
Фазова модуляція PSK (Когерентне детектування) [1 (4.79)],[6 (2.13)]	$P_{PSK} = Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$
Багатофазова модуляція M PSK [4 (3.20)]	$P_{MPSK} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right), E_s = E_b(\log_2 M)$
Багатофазова модуляція M-арна DPSK(когерентне детектування) [4 (4.106)]	$P_{DMPSK} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{\sqrt{2}M}\right)$
Відносна фазова модуляція DPSK(диференційне когерентне детектування) [1(4.80)]	$P_{DPSKk} = 2Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right]$
Відносна фазова модуляція DPSK(диференційне некогерентне детектування) [1]	$P_{DPSKn} = \frac{1}{2} e^{-E_b/N_0}$
Ортогональна частотна модуляція FSK (когерентне детектування) [1(4.82)]	$P_{FSKk} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
Ортогональна частотна модуляція FSK (некогерентне детектування) [1(4.96)]	$P_{FSKn} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}\right)$
Ортогональна MFSK(некогерентне детектування) [1(4.108)]	$P_{MFSKn} = \frac{1}{M} \exp(-E_s/N_0) \sum_{j=2}^M (-1)^j C_j^M \exp\left(E_s/jN_0\right)$ $C_j^M = \frac{M!}{j!(M-j)!}$
Ортогональна MFSK(когерентне детектування) [1(4.107)]	$P_{MFSKk} \leq (M-1)Q\left(\sqrt{E_s/N_0}\right)$
Амплитудо-фазова маніпуляція [6 (стр. 49)]	$P_{AFM} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{M-1} Q\left(\sqrt{d_{ij}^2/2N_0}\right)$
Амплитудна маніпуляція ортогональна [5 (5.2.11)]	$P_{BASKo} = Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right)$
Амплитудна маніпуляція протилежних сигналів [5 (5.2.5)]	$P_{BASKp} = Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$
Квадратурна амплітудна маніпуляція QAM [5 (5.2.80)] [5 (5.2.39)]	$P_{AM} \leq 1 - \left[1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3E_{cp}}{(M-1)N_0}}\right)\right]^2 \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3kE_{bcp}}{(M-1)N_0}}\right)$ $E_{cp} = \frac{1}{6}(M^2 - 1)d^2 E_b$

На рис. 9 наведена гістограма для різних видів модуляції при ймовірності помилки  $P = 10^{-5}$ .



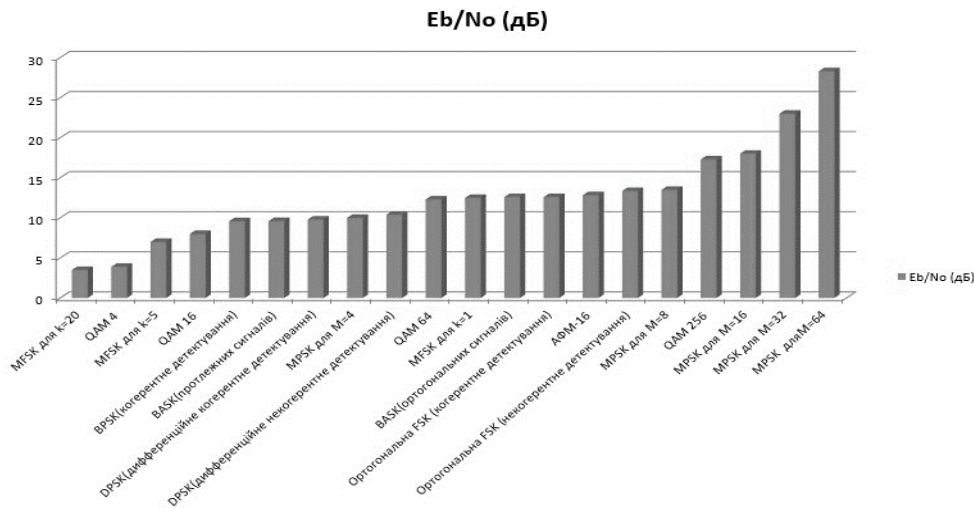


Рис. 9. Відношення  $E_b/N_0$  для помилки  $10^{-5}$  для різних видів модуляції

### Висновки

1. При передаванні сигналів найбільш перспективним видом модуляції являється квадратурна амплітудна маніпуляція QAM 4 та багаточастотна маніпуляція MFSK (для  $k > 20$ ). Для однакової величини помилки цим модуляціям потрібне найменше значення відношення  $E_b/N_0$ . Єдиний недолік MFSK - висока точність настройки і стабільність частоти, що вимагаються від апаратури.

2. При порівнянні MPSK та MFSK, видно що зі збільшенням рівномірних символів M у MPSK завадозахищеність падає, а у MFSK навпаки збільшується.

### Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б Скляр.- Изд.2-е, испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2007.- 1104 с.
2. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи / А.Г. Зюко. - М.: Связь, 1972. - 359 с.
3. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети / Вильм Столлингс. - М.: Вильямс, 2003. - 639 с.
4. Сукачев Э. А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособ. / Э.А. Сукачев - Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. - 252 с.
5. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
6. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. - М.: Радио и связь, 1988. - 240 с.

### Автори статті

Домрачева Катерина Олексіївна – аспірант, асистент кафедри Телекомунікаційних систем, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна. Тел.: +38 063 579 50 80. E-mail: katyscha@ukr.net

### Authors of the article

Domracheva Kateryna Oleksiyivna – post-graduate student, assistant of Department of Telecommunication Systems, State university of telecommunications, Kyiv, Ukraine. Tel. +380 63 579 50 80. E-mail: katyscha@ukr.net.

Дата надходження в редакцію: 15.07.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. А.І. Семенко