

Подібні багаточасові структури можуть знайти використання в оптичних системах з грубим розділенням каналів.

### Література

1. Фриман Р. Волоконно-оптичеські системи світла / Р. Фриман. – М.: Техносфера, 2003. – 440 с.
2. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid // ITU-T Recommendation G.694.1 (06/02).
3. Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid // ITU-T Recommendation G.694.2 (12/03).
4. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – М.: Наука, 1970. – 856 с.
5. Справочник технолога-оптика: Справочник / [И.Я. Бубис, В.А. Вейденбах, И.И. Духопел и др.]: под общ. ред. С. М. Кузнецова. – Л.: Машиностроение. – 1983. – 414 с.

УДК 621.396.001

Дідковський Р.М., к.т.н.

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПОТЕНЦІЙНОЇ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОСНОВНИХ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

**Дідковський Р. М. Порівняльний аналіз потенційної завадостійкості основних методів модуляції шумового сигналу.** У роботі представлено огляд базових методів модуляції стохастичних сигналів. Наведено відповідні математичні моделі. Виконано порівняльний аналіз імовірності бітової помилки різних систем при зміні відношення сигнал-завада та бази сигналу. Визначені оптимальні параметри систем. Показано, що оптимальним вибором для побудови системи зв'язку є фазова маніпуляція шумового сигналу.

**Ключові слова:** ШУМОВИЙ СИГНАЛ, МОДУЛЯЦІЯ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, ОПТИМАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ СИСТЕМИ

**Дидковский Р. М. Сравнительный анализ потенциальной помехоустойчивости основных методов модуляции шумового сигнала.** В работе представлен обзор базовых методов модуляции стохастических сигналов. Выполнен сравнительный анализ вероятности битовой ошибки разных систем при изменении отношения сигнал-помеха и базы сигнала. Определены оптимальные параметры систем. Показано, что оптимальным выбором для построения системы связи является фазовая манипуляция шумового сигнала.

**Ключевые слова:** ШУМОВИЙ СИГНАЛ, МОДУЛЯЦІЯ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, ОПТИМАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ СИСТЕМИ

**Didkowsky R. M. Comparative performance analysis of basic noise-keying schemes.** This paper presents an overview of basic methods of stochastic signal modulation. Appropriate mathematical models are shown. A comparative analysis of bit error rate is done for different systems at changing the signal-to-noise ratio and bandwidth-duration product. The optimal parameters of systems are found. In this article, is shown that the optimal choice for building communication system is differential noise-shift-keying modulation scheme.

**Keywords:** NOISE SIGNAL, MODULATION, SYSTEM PERFORMANCE, OPTIMAL SYSTEM PARAMETERS

**Вступ.** Середина минулого століття була ознаменована активним пошуком новітніх методів і носіїв передачі інформації. У цьому зв'язку слушно згадати піонерську роботу академіка О.О. Харкевича [1], де вперше було запропоновано використовувати шумовий (стохастичний) сигнал у якості носія інформації. Ідея була підхоплена рядом авторів [2...4] і розвинена у напрямку застосування шумових сигналів для передачі дискретної інформації.

На початку 70-х у роботі [5] було підведено певний підсумок проведених на той час досліджень у галузі широкосмугових систем зв'язку (у тому числі з шумовою носійною). У цій же роботі була здійснена спроба аналізу потенційної завадостійкості систем даного типу. Однак припущення про гауссовий розподіл випадкової величини в дотекторній точці

приймача призвело до систематичної похибки в розрахунках імовірності помилки прийому інформаційного біта (в бік завищення).

Наступна хвиля інтересу фахівців до систем із шумовими сигналами з'явилась лише в кінці минулого, на початку нинішнього століття [6...8]. Вона пов'язана з новими можливостями, які відкрилися завдяки вдосконаленню елементної бази радіотехнічних пристроїв та широкому впровадженню цифрових методів формування і обробки сигналів.

Однак систематичних досліджень потенційної завадостійкості систем із шумовими сигналами не було проведено й до цього часу.

**Постановка задачі.** Спираючись на методи дослідження, запропоновані в [9], проведемо докладний аналіз завадостійкості основних методів модуляції шумових сигналів. Порівняємо характеристики відповідних систем зв'язку. Визначимо оптимальні методи внесення інформації в шумовий сигнал.

**Вирішення задачі.** Розглянемо основні бінарні методи модуляції (маніпуляції) шумового сигналу.

Для спрощення подальшого викладу введемо деякі позначення. Тривалість символного (у даному випадку також і бітового) інтервалу системи позначимо  $T$ . Враховуючи циклічність роботи цифрової системи зв'язку, математичні моделі сигналів і величин, що спостерігаються в ній, будемо записувати для одного символного інтервалу  $t \in [0, T)$ . Сигнал на виході генератора шуму (ГШ) позначимо  $x(t)$ , модульований шум на виході передавача –  $y(t)$ , адитивні завади каналу зв'язку –  $n(t)$ , а сигнал на вході приймача –  $z(t) = y(t) + n(t)$ . Для спрощення міркувань будемо вважати, що сигнали  $x(t)$  і  $n(t)$  обмежені однаковою смугою частот ширини  $F$  (шляхом фільтрації на вході приймача), мають гауссовий одновимірний розподіл із нульовим математичним сподіванням та дисперсією  $D_x$  та  $D_n$  відповідно. Тоді відношення  $\rho^2 = D_x / D_n$  називають відношенням сигнал-завада по потужності (або на вході приймача), а величину  $h^2 = \rho^2 \cdot B$  – відношенням сигнал-завада, тут  $B = F \cdot T$  – база сигналу. Позначимо  $\lambda$  – поточний символ (біт) інформаційного повідомлення,  $\alpha_0$  і  $\alpha_1$  значення сигналу, які подає кодер на вхід модулятора при передачі символу  $\lambda = 0$  чи  $\lambda = 1$  відповідно (первинний цифровий сигнал),  $r$  – число, що надходить до детектора приймача в кінці символного інтервалу,  $r(0)$  та  $r(1)$  – відповідні умовні значення  $r$  при передачі нуля та одиниці,  $H_0$  – гіпотеза про прийом нуля,  $H_1$  – гіпотеза про прийом одиниці.

Розпочнемо з методів, які передбачають енергетичний (квадратурний) прийом сигналу.

**Амплітудна маніпуляція шумового сигналу (АМШС)** [10]. Математичну модель сигналу системи зв'язку з АМШС можна записати у вигляді

$$y(t) = \alpha_i x(t), \quad t \in [0, T), \quad i = 0, 1, \quad \alpha_0 = 0, \quad \alpha_1 = 1.$$

Тобто передача 0 кодується в цій системі пасивною паузою, а передача 1 – фрагментом шумового сигналу.

На приймальній стороні обчислюється величина виду  $r = \int_0^T z^2(t) dt$ , або в розгорнутому

$$\text{вигляді} \quad r(i) = \int_0^T (\alpha_i x(t) + n(t))^2 dt, \quad i = 0, 1.$$

При апіорі рівноімовірних символах  $P(\lambda = 0) = P(\lambda = 1) = 1/2$ , що відповідає максимуму ентропії джерела повідомлень, імовірність повної помилки дорівнює

$$P_b = \frac{1}{2} (P(H_1 | \lambda = 0) + P(H_0 | \lambda = 1)), \quad (1)$$

а правило прийняття рішень можна записати у вигляді

$$r \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \gamma, \quad (2)$$

де оптимальне значення порога  $\gamma$  визначається з умови  $P_b \rightarrow \min$  (за критерієм мінімуму імовірності повної помилки).

Враховуючи вигляд правила прийняття рішень, формулу (1) можна переписати так

$$P_b = \frac{1}{2} (P(r(0) > \gamma) + P(r(1) < \gamma)).$$

Звідси зрозуміло, що імовірність помилки  $P_b$  повністю визначається імовірнісним розподілом величин  $r(0)$  і  $r(1)$ . Якщо позначимо як  $p_{r(0)}(v)$  і  $p_{r(1)}(v)$  відповідні функції щільності розподілу, то остаточно отримаємо

$$P_b = \frac{1}{2} \left( \int_{\gamma}^{+\infty} p_{r(0)}(v) dv + \int_0^{\gamma} p_{r(1)}(v) dv \right),$$

де оптимальне порогове значення  $\gamma$  визначається як розв'язок рівняння  $p_{r(0)}(v) = p_{r(1)}(v)$ .

**Частотна маніпуляція шумового сигналу (ЧМШС)** [11]. У найпростішому випадку передавач системи з ЧМШС оснащений двома ГШ, вихідні сигнали яких  $x_0(t)$  і  $x_1(t)$  мають однакову потужність, яка зосереджена в різних смугах частот. Будемо вважати, що ці смуги мають однакову ширину  $F$  і не перетинаються. Сигнал на виході модулятора системи можна записати так:  $y(t) = (1 - \alpha_i)x_0(t) + \alpha_i x_1(t)$ ,  $t \in [0, T]$ ,  $i = 0, 1$ ,  $\alpha_0 = 0$ ,  $\alpha_1 = 1$ .

Сигнал  $z(t)$ , що надходить до приймача піддається дії двох фільтрів, смуги пропускання яких узгоджені із смугами частот сигналів  $x_0(t)$  і  $x_1(t)$ . Сигнали на виході цих фільтрів позначимо  $z_0(t)$  і  $z_1(t)$ . Тоді на вході детектора маємо  $r = \int_0^T (z_1^2(t) - z_0^2(t)) dt$ , або

$$r(i) = \int_0^T ((\alpha_i x_1(t) + n_1(t))^2 - ((1 - \alpha_i)x_0(t) + n_0(t))^2) dt, \quad i = 0, 1.$$

У цьому випадку оптимальне правило прийняття рішень має вигляд

$$r \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 0, \quad (3)$$

а імовірність бітової помилки дорівнює

$$P_b = \frac{1}{2} \left( \int_0^{+\infty} p_{r(0)}(v) dv + \int_{-\infty}^0 p_{r(1)}(v) dv \right) = \int_{-\infty}^0 p_{r(1)}(v) dv, \quad (4)$$

оскільки розподіли величин  $r(1)$  та  $r(0)$  симетричні відносно нуля. Отже, у даному випадку досить вивчати розподіл величини  $r(1)$ .

Енергетичний прийом сигналів в системах з АМШС та ЧМШС означає порівняно невисоку структурну скритність сигналу. Вказаного недоліку позбавлені системи з кореляційно-часовою модуляцією (з передачею опорного сигналу) [5], які розглянемо нижче.

**Система Ланге-Мюллера** [2, 3]. Сигнал системи виглядає так:

$$y(t) = x(t) + (1 - \alpha_i)x(t - \tau_0) + \alpha_i x(t - \tau_1), \quad t \in [0, T], \quad i = 0, 1, \quad \alpha_0 = 0, \quad \alpha_1 = 1.$$

При цьому найменша із затримок  $\tau_0$  і  $\tau_1$  та відмінність між ними мають бути багато більшими ніж інтервал кореляції сигналу  $x(t)$ .

Структура сигналу системи забезпечує наявність додаткового максимуму автокореляційної функції (АКФ) сигналу. Часовий зсув вторинного максимуму АКФ є інформаційним параметром сигналу.

Приймач системи Ланге-Мюллера обчислює величину  $r = \int_0^T z(t) \cdot (z(t - \tau_1) - z(t - \tau_0)) dt$ ,

$$\text{або } r(i) = \int_0^T \left( x(t) + (1 - \alpha_i)x(t - \tau_0) + \alpha_i x(t - \tau_1) + n(t) \right) \cdot \\ \cdot \left( x(t - \tau_1) + (1 - \alpha_i)x(t - \tau_0 - \tau_1) + \alpha_i x(t - 2\tau_1) + n(t - \tau_1) - \right. \\ \left. - (x(t - \tau_0) + (1 - \alpha_i)x(t - 2\tau_0) + \alpha_i x(t - \tau_0 - \tau_1) + n(t - \tau_0)) \right) dt, \quad i = 0, 1.$$

При цьому правило прийняття рішень має вигляд (3), а формула обчислення імовірності помилки – (4), при підстановці відповідної функції щільності розподілу  $p_{r(i)}(v)$ .

**Спрощена система Ланге-Мюллера** [5]. Передавач цієї системи не відрізняється від попередньої. Однак у приймачі відсутній каскад із затримкою  $\tau_0$ . Тому

$$r = \int_0^T z(t) \cdot z(t - \tau_1) dt, \quad (5)$$

$$\text{або в розгорнутому вигляді } r(i) = \int_0^T \left( x(t) + (1 - \alpha_i)x(t - \tau_0) + \alpha_i x(t - \tau_1) + n(t) \right) \cdot \\ \cdot x(t - \tau_1) + (1 - \alpha_i)x(t - \tau_0 - \tau_1) + \alpha_i x(t - 2\tau_1) + n(t - \tau_1) dt, \quad i = 0, 1.$$

Для цієї системи правило прийняття рішень має вигляд (2), а імовірність помилки обчислюється за формулою  $P_b = \frac{1}{2} \left( \int_{\gamma}^{+\infty} p_{r(0)}(v) dv + \int_{-\infty}^{\gamma} p_{r(1)}(v) dv \right)$ .

Оптимальний поріг  $\gamma$  складним чином залежить від відношення сигнал-завада та бази сигналу.

**Автокореляційна система з протилежними сигналами** (О.О. Воронін [4]).

У передавачі даної системи міститься лише одна лінія затримки на  $\tau$ , однак значення первинного цифрового сигналу  $\alpha_0 = -1$  і  $\alpha_1 = 1$ . У результаті

$$y(t) = \alpha_i x(t) + x(t - \tau), \quad t \in [0, T], \quad i = 0, 1, \quad \alpha_0 = -1, \quad \alpha_1 = 1.$$

На відміну від системи Ланге-Мюллера в даному випадку за законом повідомлення змінюється не положення в часі вторинного максимуму АКФ сигналу, а його полярність.

На вході детектора спостерігатиметься величина виду (5), якщо покласти в ній  $\tau_1 = \tau$ ,

$$\text{тобто } r(i) = \int_0^T (\pm x(t) + x(t - \tau) + n(t)) \cdot (\alpha_i x(t - \tau) + x(t - 2\tau) + n(t - \tau)) dt, \quad i = 0, 1.$$

Правило прийняття рішень та вираз для обчислення  $P_b$  мають вигляд (3) і (4) відповідно.

**Фазова маніпуляція шумового сигналу (ФМШС)** [12]. Система зв'язку з ФМШС, як і система Вороніна, використовує для кодування інформації протилежні сигнали. Однак з метою зменшення внутрішніх системних завад опорний і інформаційний сигнал у ній розділені в часі наступним способом

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & t \in [0, T/2), \\ \alpha_i \cdot x(t - T/2), & t \in [T/2, T), \end{cases} \quad i = 0, 1, \quad \alpha_0 = -1, \quad \alpha_1 = 1.$$

Вхід детектора системи з ФМШС визначається рівністю  $r = \int_{T/2}^T z(t) \cdot z(t - T/2) dt$ , або

$$r(i) = \int_{T/2}^T (\alpha_i x(t - T/2) + n(t)) \cdot (x(t - T/2) + n(t - T/2)) dt, \quad i = 0, 1.$$

Як і в попередньому випадку, правило прийняття рішень та  $P_b$  визначаються виразами (3) і (4).

**Порівняльний аналіз завадостійкості систем.** Застосування методу відшукування функцій  $p_{r(0)}(v)$  і  $p_{r(1)}(v)$ , запропонованого в [9] стосовно системи з ФМШС, до інших типів систем дозволило провести порівняльний аналіз потенційної завадостійкості систем з шумовими сигналами.

Спочатку виберемо деяке стале значення бази сигналу, а значення відношення сигнал-завада будемо змінювати. Проаналізуємо як за цих умов співвідносяться імовірності  $P_b$  для різних систем.

Фіксована база при однаковій полосі частот сигналу забезпечує рівність символічних інтервалів систем, а отже, і швидкості передачі даних.

Графічну ілюстрацію до такого аналізу при  $B = 256$  подано на рис. 1.

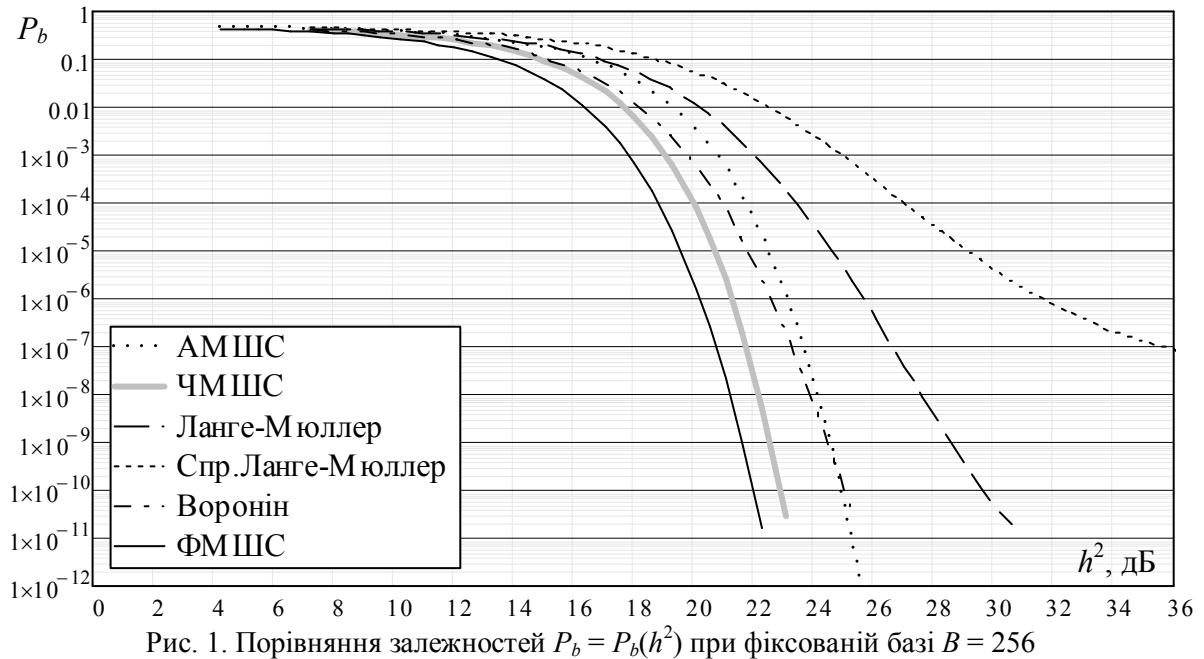


Рис. 1. Порівняння залежностей  $P_b = P_b(h^2)$  при фіксованій базі  $B = 256$

Із рисунку видно, що найкращу завадостійкість має система з ФМШС. Близько 1 дБ програє їй система з ЧМШС і 3 дБ – система з АМШС.

Системи Ланге-Мюллера, спрощена Ланге-Мюллера та Вороніна мають високий рівень внутрішньо системних завад, що значно погіршує їх завадостійкість. Найкращі показники серед цих систем має система Вороніна (з протилежними сигналами). Форма графіків функцій  $P_b = P_b(h^2)$  для цих систем така, що не дозволяє сумістити їх за допомогою паралельного переносу. Однак при великих значеннях бази ( $B > 200$ ) можна вказати певні правила перетворень, що переводять криві  $P_b = P_b(h^2)$  інших систем до кривих ФМШС:

1. Для системи з АМШС – паралельний перенос кривої вліво на 3.01 дБ.
2. Для системи з ЧМШС – зменшення бази сигналу вдвічі.
3. Для системи Ланге-Мюллера – збільшення бази в чотири рази та паралельний перенос трансформованої кривої вліво на 3.01 дБ.
4. Для спрощеної системи Ланге-Мюллера – збільшення бази у вісім раз та паралельний перенос трансформованої кривої вліво на 6.02 дБ.
5. Для системи Вороніна – збільшення бази вдвічі та паралельний перенос трансформованої кривої вліво на 3.01 дБ.

Зафіксуємо тепер деяке значення відношення сигнал-завада  $h^2$ , натомість будемо змінювати базу  $B$  і слідкувати за значенням імовірності помилки  $P_b$  в різних типах систем. Графіки, що полегшують відповідний аналіз вміщено на рис. 2 (при  $h^2 = 21,07$  дБ).

Аналіз побудованих кривих показує, що найкращу завадостійкість мають системи з ФМШС та ЧМШС. Відмінність полягає лише у зміщенні кривої ФМШС вправо, яке відповідає збільшенню бази вдвічі порівняно з ЧМШС. Таким чином, при однакових параметрах опорного сигналу (а не символічного інтервалу) ці дві системи мають схожі показники завадостійкості.

Положення точки мінімуму імовірності помилки  $P_b$  на осі  $B$  при заданому  $h^2$  називають оптимальною базою. Цю величину будемо позначати  $B_{opt}$ , її значення залежить від  $h^2$  і типу системи.

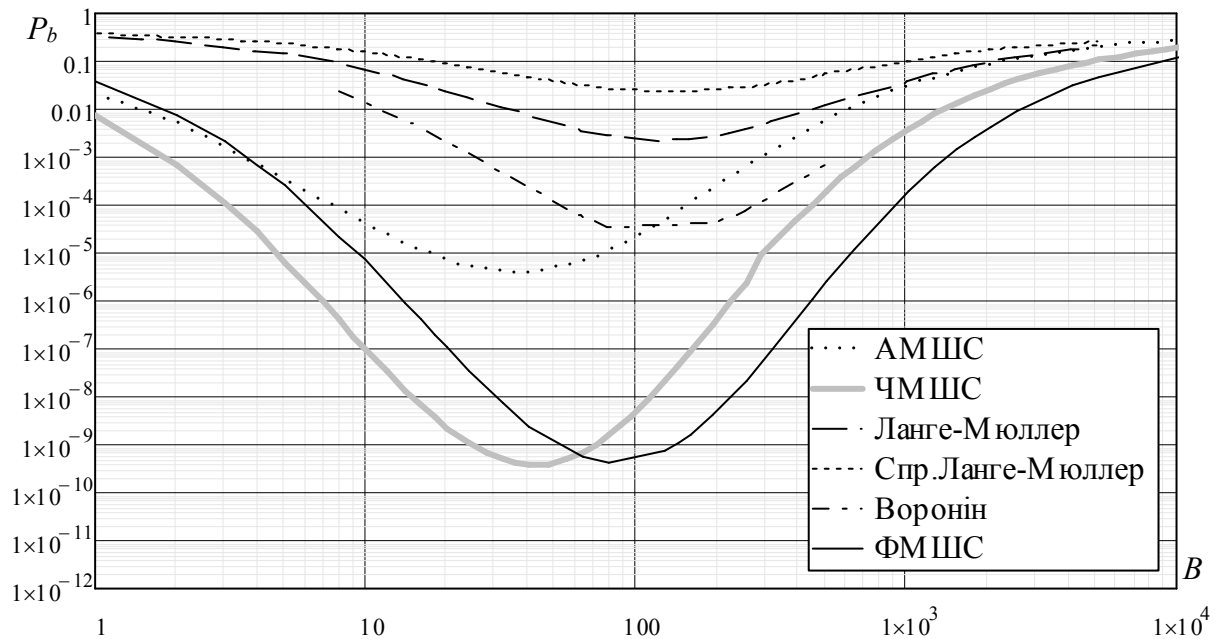


Рис. 2. Порівняння залежностей  $P_b$  від  $B$  при фіксованому  $h^2 = 128$  (21,07 дБ)

Якщо розташувати системи в порядку зростання  $B_{opt}$ , то отримаємо наступне: 1) АМШС; 2) ЧМШС; 3) ФМШС; 4) Вороніна; 5) Ланге-Мюллера; 6) спрощена Ланге-Мюллера. Отже, максимум швидкості передачі при оптимальних параметрах сигналу досягається в системі з АМШС. Слід однак зауважити, що імовірність помилки прийому в оптимальній точці для цієї системи значно вища ніж для систем з ФМШС та ЧМШС.

Найглибший мінімум імовірності помилки серед класичних систем з кореляційно-часовою модуляцією шумового сигналу має система Вороніна (автокореляційна система з протилежними сигналами). Саме тому вона була обрана за основу при розробці завадостійких методів модуляції, зокрема ФМШС.

Недоліком системи з ЧМШС є квадратурний метод прийому, який суттєво зменшує параметричну скритність даної системи.

Порівняємо імовірності бітрової помилки при оптимальних значеннях бази. Спочатку розкриємо суть поняття оптимальної бази, поглянувши на питання дещо з іншої точки зору.

Нехай відомо, що оптимальне значення бази  $B_{opt}$  пов'язане з відношенням сигнал-завада  $h^2$  співвідношенням:

$$B_{opt} = k \cdot h^2. \quad (6)$$

Підставимо оптимальне значення бази у рівність, що визначає відношення сигнал-завада  $h^2 = \rho^2 \cdot B$ , отримаємо  $h^2 = \rho^2 \cdot B_{opt} = \rho^2 \cdot k \cdot h^2 \Rightarrow \rho^2 = \frac{1}{k}$ .

Отримане значення  $\rho^2 = 1/k$  будемо називати оптимальним відношенням сигнал-завада по потужності і позначатимемо  $\rho_{opt}^2$ .

Важливо зауважити, що за умов встановлення в системі оптимального значення  $\rho^2$  будь-яке обране значення бази буде оптимальним. Дійсно підставимо у (6)  $\rho_{opt}^2$ , отримаємо

$$B_{opt} = k \cdot \rho_{opt}^2 \cdot B = k \cdot \frac{1}{k} \cdot B = B.$$

Важливо, що коефіцієнт  $k$  у цих рівностях є сталим числом, яке залежить лише від типу системи. Таким чином процедура встановлення оптимальних параметрів системи зв'язку з шумовими сигналами передбачає наступні кроки:

1) вимірювання потужності завад у робочому діапазоні частот  $D_n$ ;

2) встановлення оптимального рівня  $\rho^2$ , шляхом регулювання потужності сигналу на виході передавача

$$D_{y\ opt} = D_n \cdot \rho_{opt}^2 = D_n / k.$$

3) вибір бази сигналу, необхідної для досягнення заданого значення  $h^2$ , а значить і ймовірності помилки  $P_b$ .

Отже слушно порівняти завадостійкість систем за умов оптимального регулювання параметрів у кожній із них. За цих умов  $B$  і  $h^2$  є зв'язаними величинами, тому система характеризується однією кривою. Це спрощує порівняння систем та отримання остаточних висновків. Графіки залежностей  $P_b = P_b(h^2)$  при оптимальній базі (та оптимальному  $\rho^2$ ) наведено на рис. 3.

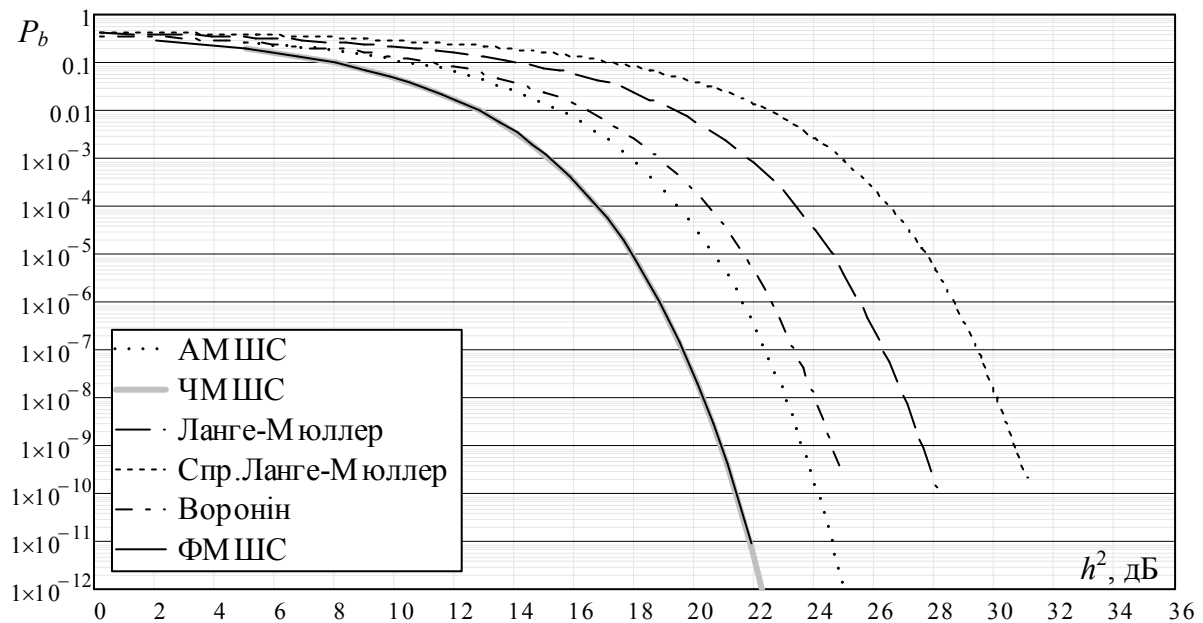


Рис. 3. Порівняння залежностей  $P_b = P_b(h^2)$  при оптимальному виборі бази

Як видно з рисунку найкращу завадостійкість мають системи з ЧМШС та ФМШС (криві повністю співпадають). Цікаво, що криві залежностей  $P_b = P_b(h^2)$  при оптимальних параметрах систем можуть бути суміщені паралельним переносом вздовж осі  $h^2$ . Система з АМШС програє системам з ФМШС та ЧМШС 3 дБ, система Вороніна – 4 дБ, система Ланге-Мюллера – 7 дБ, спрощена система Ланге-Мюллера – 10 дБ.

Порівняємо між собою оптимальні параметри систем. В табл.1 приведені оптимальні значення відношення сигнал-завада по потужності.

Табл. 1	
Тип системи	$\rho_{opt}^2$
АМШС	3,556
ЧМШС	3,2
Ланге-Мюллера	0,943
Спрощена Ланге-Мюллера	0,978
Вороніна	0,894
ФМШС	1,456

**Висновки.** Слід наголосити, що значення  $\rho_{opt}^2$  визначає енергетичну скритність системи. Чим меншим є дане число, тим більш скритною є система. З цієї точки зору найкращі показники мають класичні системи з кореляційно-часовою модуляцією. Однак ці системи мають найгіршу завадостійкість.

Наступною за рівнем енергетичної скритності йде система з ФМШС. Вона має більш ніж вдвічі менше значення  $\rho_{opt}^2$  порівняно з системами, що використовують квадратурний прийом (АМШС та ЧМШС).

Таким чином, поєднання найвищої потенційної завадостійкості, високої структурної скритності та прийняттого рівня енергетичної скритності робить систему зв'язку з ФМШС оптимальним вибором для побудови практичних систем зв'язку з шумовими сигналами.

### Література

1. Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом / А.А. Харкевич // Электросвязь. – 1957. – №11. – С. 42-46.
2. Ланге Ф. Корреляционная электроника / Ф. Ланге ; пер. с немецкого Л.М. Миримова, В.И. Тарабина. – Л.: Судпромгиз, 1963. – 448с.
3. Müller W.T. Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation. Nachrichtentechnik, В. 14, Н. 11, 1964.
4. Воронин А.А. Шумоподобные сигналы – эффективный метод борьбы с замираниями / А.А. Воронин // Электросвязь. – 1966. – №7.
5. Семенов А.М. Широкополосная радиосвязь / А.М. Семенов, А.А. Сикарев. – М.: Воениздат, 1970. – 280 с.
6. Бунин С.Г. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью / С.Г. Бунин, А.П. Войтер. – К.: Техніка, 1989. – 223 с.
7. Лега Ю.Г. Системное проектирование средств связи с шумовыми сигналами / Ю.Г. Лега. – К.: Наук. думка, 2000. – 304 с.
8. Парфенов В.И. Вероятностные модели и статистический анализ стохастических модулированных процессов в условиях параметрической априорной неопределенности: дис... д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03. / В.И. Парфенов. – Воронеж, 2002. – 297 с.
9. Первунінський С.М. Обчислення імовірності помилки приймача фазоманіпульованого шумового сигналу методом характеристичних функцій / С.М. Первунінський, Р.М. Дідковський // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – №1. – С.33-42.
10. Мурза Л.П. Векторные гауссовские сигналы в цифровой связи. Амплитудная и поляризационная манипуляция / Л.П. Мурза // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т.28. – №3. – С.461-468.
11. Murarka N.P. Spread spectrum system using noise band shift keying // IEEE Trans. On Communications. – 1973. – Vol.17. – №7. – pp. 842-847.
12. Первунінський С.М. Математичне моделювання систем зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією / С.М. Первунінський, Р.М. Дідковський, В.В. Метелап, Ю.Є. Тобілевич // Вісник Черкаського університету. Серія «Прикладна математика». ЧНУ. – 2006. – Випуск 83. – С.112-123.