

АНАЛІЗ ОСНОВНИХ ВИДІВ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ СИСТЕМ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ

В роботі проаналізовано основні види багатопозиційних сигналів, які застосовуються в системах широкосмугового радіодоступу. Проведена оцінка їх спектральної та енергетичної ефективності.

Ключові слова: система широкосмугового радіодоступу, багатопозиційні сигнали, ефективність.

The major types of multiposition signals used in broadband radio systems are analyzed in this paper. The estimation of the spectral and energy efficiency is performed.

Keywords: broadband radio system, Multipoint signals efficiency.

Постановка проблеми

Одним з головних напрямків розвитку сучасних телекомунікацій є удосконалення існуючих і створення нових систем широкосмугового радіодоступу (СШР) [1–5].

У сучасних СШР широко застосовуються M -позиційні (багатопозиційні) сигнали, які можуть бути отримані за допомогою багатопозиційної маніпуляції несучого коливання по амплітуді, частоті чи фазі [6–11]. Однією з задач, що виникають при розробці вискоефективних радіомереж, є вибір виду і розмірності сигналу залежно від характеристик каналу зв'язку, який використовується.

Формулювання цілей статті

Метою роботи є порівняльний аналіз багатопозиційних сигналів з погляду їх енергетичної та частотної ефективності.

Виклад основного матеріалу статті

Сучасні складні системи радіодоступу не завжди можуть бути відповідним чином охарактеризовані одним показником. Оцінка за декількома показниками є більш повною і більш конкретною і дозволяє охарактеризувати різні властивості системи. Оптимізація системи передачі в цілому здійснюється на основі теорії інформації, основи якої розроблені К. Шенноном [12].

При цьому ефективність системи оцінюється коефіцієнтом використання потужності сигналу β_E (енергетичною ефективністю) і коефіцієнтом використання смуги частот каналу β_F (частотною ефективністю).

Енергетична ефективність характеризує енергетичні витрати на передачу одного біта інформації, частотна ефективність – швидкість передачі інформації в одиничній смузі частот (питома швидкість):

$$\beta_E = \frac{v_i}{P_c/G_0}; \quad \beta_F = \frac{v_i}{\Delta F}, \quad (1)$$

де v_i – швидкість передачі інформації; G_0 – спектральна щільність потужності завади (шуму); P_c – потужність сигналу; ΔF – ширина смуги частот каналу.

Розглянемо два класи багатопозиційних сигналів, які найбільш часто використовуються в радіомережах. До першого відносяться так звані щільні сигнали, у яких з ростом розмірності сигнального ансамблю M відстань між сигнальними точками зменшується, а питома швидкість β_F зростає при відповідному зниженні енергетичної ефективності β_E . Це сигнали з фазовою маніпуляцією (ФМ-М), відносною фазовою маніпуляцією (ВФМ-М), квадратурною амплітудною маніпуляцією (КАМ-М) і амплітудно-фазовою маніпуляцією (АФМ-М) [6, 7].

При передачі цифрових сигналів методом багатопозиційної фазової і відносною фазової маніпуляції радіоімпульси на виході модулятора мають однакову амплітуду a_0 та частоту f_0 , і відрізняються тільки початковими фазами ϕ_i :

$$A_{\phi M}(t) = a_0 \cos 2\pi(f_0 t + \phi_i), \quad i = \overline{1, M}. \quad (2)$$

У системах з КАМ і АФМ протягом інтервалу передачі одного елементарного сигналу його фаза й амплітуда приймають значення, обрані з ряду можливих дискретних значень амплітуд і фаз:

$$A_{\text{АФМ}}(t) = a_j \cos 2\pi(f_0 t + \phi_i). \quad (3)$$

При багатопозиційній ФМ сигнальні точки розташовані на окружності (рис. 1, а) і простір сигналів використовується неефективно. Сигнали з КАМ і АФМ характеризуються більш щільним і рівномірним розташуванням сигнальних точок по сигнальному просторі, що при рівній середній енергії сигналу забезпечує більші значення відстані між сигнальними точками і більш високу завадостійкість (рис. 1, б, в) [10].

Ансамблі сигналів з КАМ-М зручно будувати на основі просторової точкової решітки, приклад якої показаний на рис. 2. Тут у двовимірному просторі на площині показана множина регулярно розташованих точок, які утворюють плоску решітку. Особливістю регулярних решіток є періодична повторюваність її елементів при переміщеннях уздовж визначених напрямків, а також різні види симетрій поворотів навколо

центрів решітки. Як ансамбль сигналів вибирають компактно розташовану множину точок решітки, що лежать у замкнутому контурі. На рис. 2 показані ансамблі, які становлять практичний інтерес, з кількістю сигналів $M = 2^k, k = 2 \dots 6$.

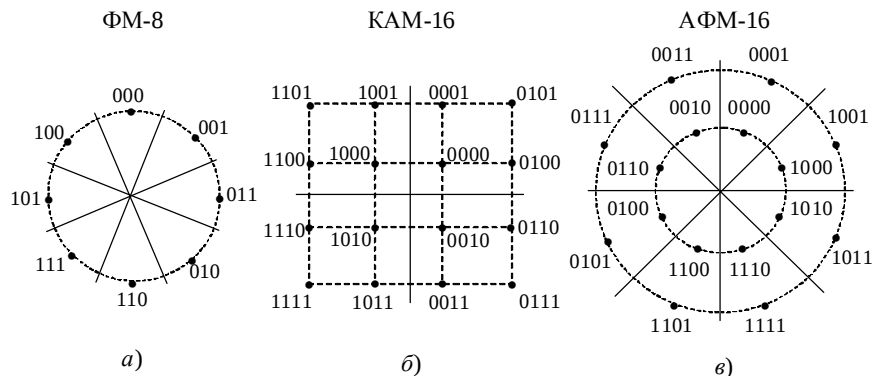


Рис. 1. Сигнальні сузір'я M -позиційних сигналів

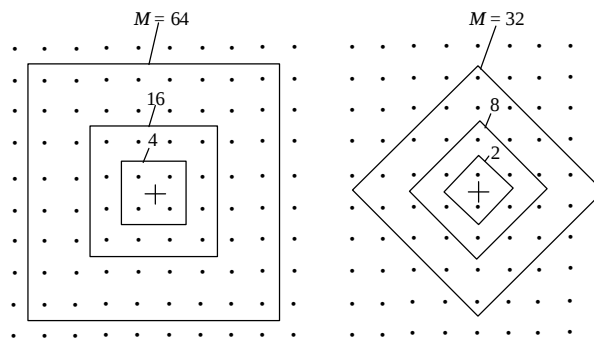


Рис. 2. Ансамблі сигналів з КАМ- M

Більш ефективного використання випромінюваної потужності чим при ФМ- M і КАМ- M можна досягти комбінуючи сукупність амплітуд і фазових зсувів при формуванні сигналів.

Варіанти сузір'їв АФМ-16 зображені на рис. 3. У загальному випадку при побудові сигнальних сузір'їв сигналів з АФМ необхідно вирішити задачу вибору оптимальної кількості рівнів амплітуд і позицій фаз, який забезпечує мінімальне значення величини пік-фактора переданого сигналу (відношення максимальної потужності сигналу до його середньої потужності).

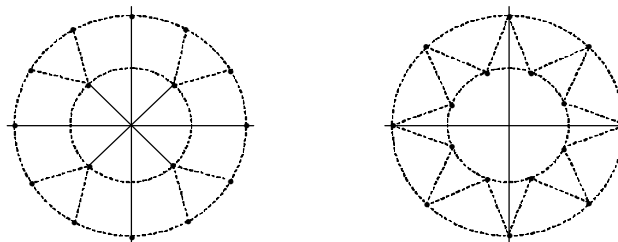


Рис. 3. Варіанти сигнальних сузір'їв АФМ-16

До другого класу відносяться біортогональні, симплексні і ортогональні сигнали – це приклади „рознесених” сигналів, коли зі збільшенням розмірності сигнального ансамблю M відстань між сигнальними точками збільшується і відповідно збільшується енергетична ефективність, за рахунок зниження частотної ефективності β_f .

Якщо сигнальні точки вибрати на лініях, що співпадають з ортами на відстанях $\sqrt{E}$ від початку координат (E – енергія сигналу), то одержимо систему ортогональних сигналів. Кількість сигналів у такому ансамблі $M = N$, де N – розмірність простору сигналів (кількість вимірів на інтервалі тривалості сигналу). До ортогональних сигналів відносяться сигнали з багатопозиційною частотною маніпуляцією (ЧМ- M).

У багатопозиційній системі з частотною маніпуляцією (ЧМ- M) окремі символи передаються відрізками гармонійних коливань з різними значеннями частоти. При цьому сигнал на виході модулятора має вигляд:

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = a_0 \cos 2\pi(f_i t + \phi_0), \quad (4)$$

де ϕ_0 – значення початкової фази сигналу.

Біортогональні сигнали утворюються за наступним правилом: до кожного ортогонального сигналу

додається протилежний. Симплексні сигнали відстоять друг від друга на однаковій відстані. У N -вимірному просторі вони утворюють правильний симплекс із числом вершин $M = N + 1$. У двовимірному просторі це рівносторонній трикутник, а в тривимірному – тетраедр.

Оцінимо частотну ефективність розглянутих вище видів багатопозиційних сигналів.

Алфавіт з M символів (M різних сигналів) дозволяє передавати $\log_2 M$ двійкових одиниць (біт) інформації на кожен переданий символ [6, 9]. Відповідно зі зростанням M швидкість передачі інформації збільшується в $\log_2 M$ раз. Тоді величину коефіцієнта використання смуги частот можна розрахувати за формулою [6, 7, 10]:

$$\beta_F = \frac{\log M}{\tau_i \Delta F} = \frac{2 \log M}{N}, \quad (5)$$

де τ_i – тривалість імпульсу переданого сигналу;
 N – розмірність простору сигналів.

Криві залежності коефіцієнта використання смуги частот (частотної ефективності) від розмірності ансамблю сигналів M для сигналів зображено на рис. 4.

З рис. 4 видно, що сигнали ФМ-М, ВФМ-М і КАМ-М мають однакові значення коефіцієнта використання смуги частот, який збільшується із зростанням розмірності сигнального ансамблю. Частотна ефективність сигналів ЧМ-М з ростом M навпаки знижується.

Оцінимо ефективність функціонування СШР при передачі різних видів сигналів. Величина ймовірності помилкового приймання сигналів $P_{\text{пом}}$ залежить від відношення сигнал/шум, виду і розмірності сигналу, способу приймання сигналу.

Для ортогональної системи сигналів з однаковою енергією ймовірність помилки $P_{\text{пом}}$ при когерентному прийманні виражається інтегралом [6]

$$P_{\text{пом}} = 1 - \frac{1}{\sqrt{8\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} [1 + \Phi(y)]^{M-1} \cdot e^{-(y - \sqrt{2Q^2})^2} dy, \quad (6)$$

де $\Phi(y) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^y e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – функція Крампа [7]; $Q^2 = \frac{E}{G_0}$ – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму.

Відповідно до формули (6) ймовірність помилки монотонно зменшується зі зростанням величини Q^2 .

Верхня границя для ймовірності помилки в такій системі оцінюється формулою

$$P_{\text{пом}} \leq \frac{1}{2} (M-1) (1 - \Phi(\sqrt{Q^2})). \quad (7)$$

Криві ймовірності помилки при когерентному прийманні сигналів ЧМ-М для різних значень M наведено на рис. 5, а.

При некогерентному прийманні сигналів ЧМ-М (рис. 5, б) ймовірність помилки визначається виразом

$$P_{\text{пом} M} = \frac{1}{2} (M-1) e^{-\frac{1}{2} Q^2}. \quad (8)$$

Аналіз кривих, зображених на рис. 5, показує, що ймовірність помилки зменшується зі зростанням кількості сигналів M .

При двійковій фазовій маніпуляції (ФМ-2) завадостійкість визначається виразом:

$$P_{\text{пом}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi(\sqrt{2Q^2}) \right]. \quad (9)$$

Для сигналів ВФМ-2

$$P_{\text{пом}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi^2(\sqrt{2Q^2}) \right]. \quad (10)$$

Ймовірність помилкового приймання сигналів ФМ-4 можна також визначити за формулою (9).

При збільшенні M для розрахунку $P_{\text{пом}}$ користуються формулою [13]

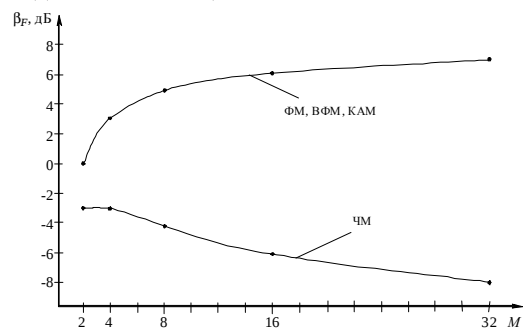


Рис. 4. Залежність частотної ефективності від розмірності ансамблю сигналів M

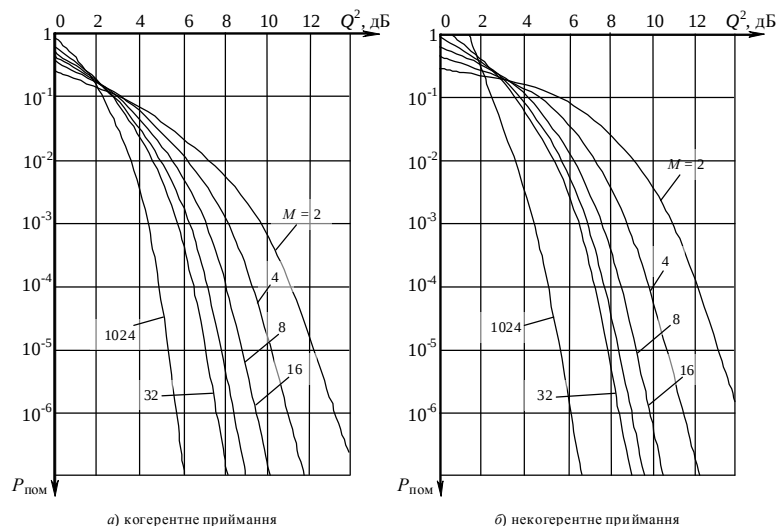


Рис. 5. Завадостійкість багатопозиційних ЧМ сигналів

$$P_{\text{пом}} = F\left(\sqrt{2Q^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) + T\left(\sqrt{2Q^2} \sin \frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{M}\right), \quad (11)$$

де $F(y) = 0,5(1 - \Phi(y)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – додаткова функція помилок;

$$T(v, a) = \frac{1}{2\pi} \int_0^a \frac{1}{1+t^2} e^{-\frac{v^2}{2(1+t^2)}} dt, \quad v \geq 0, a \geq 0 \text{ – функція Оуена [13, 14].}$$

Але при збільшенні M величина $a = \operatorname{ctg}(\pi/M)$ у виразі (11) швидко набуває значення $a \gg 1$, що збільшує час або знижує точність чисельного інтегрування. Тому, для приведення виразу (11) до більш зручного вигляду для обчислення на ЕОМ або з використанням таблиць функції Оуена, виконаємо перетворення:

$$P_{\text{пом}} = 2F\left(\sqrt{2Q^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) \left[1 - F\left(\sqrt{2Q^2} \cos \frac{\pi}{M}\right)\right] + F\left(\sqrt{2Q^2} \cos \frac{\pi}{M}\right) - 2T\left(\sqrt{2Q^2} \sin \frac{\pi}{M}, \operatorname{tg} \frac{\pi}{M}\right). \quad (12)$$

При $M > 4$ імовірність помилки при великому відношенні сигнал/шум можна розрахувати за наближеною формулою [13]

$$P_{\text{пом}} \approx 1 - \Phi\left[\sin\left(\frac{\pi}{M} \sqrt{\frac{E \log_2 M}{G_0}}\right)\right]. \quad (13)$$

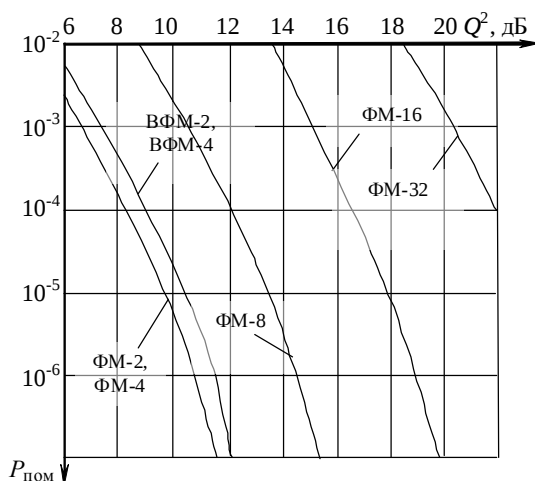


Рис. 6. Завадостійкість сигналів ФМ-М та ВФМ-М

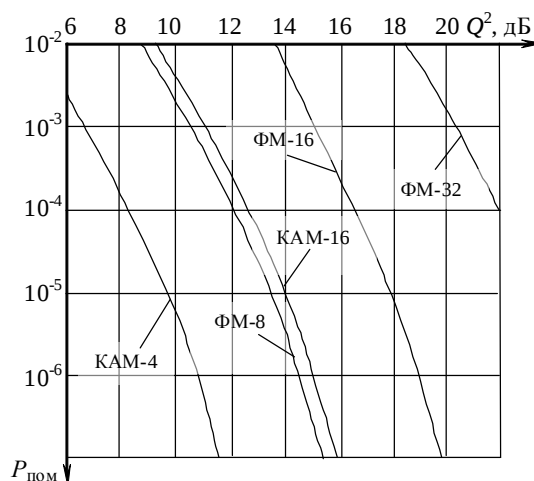


Рис. 7. Завадостійкість сигналів КАМ-М та ФМ-М

На рис. 6 показані криві завадостійкості при оптимальному прийманні сигналів ФМ-8 і ФМ-16. Зі зростанням кількості фаз завадостійкість знижується.

Для сигналів з ФМ-М і КАМ-М ймовірність помилкового приймання залежить від евклідової відстані між сигналами d . Для N -вимірної КАМ вона розраховується за формулою [15]

$$P_{\text{пом}} = 1 - \left[1 - 2 \left[\left(1 - \frac{2}{M^{1/N}}\right) F\left(\frac{d}{\sqrt{2G_0}}\right) + \frac{1}{M^{1/N}} F\left(\frac{\alpha d}{\sqrt{2G_0}}\right) \right]\right]^N, \quad (14)$$

де d – відстань між сигналами ансамблю КАМ;

α – параметр модуляції ($\alpha = 1$ – для класичної КАМ, $\alpha = 2$ або 4 – для ієрархічної КАМ);

$$\frac{d}{\sqrt{2G_0}} = \sqrt{2gQ_c^2};$$

$$g = \frac{3 \log_2 M}{N(M^{2/N} - 1 + 3(\alpha - 1)(M^{1/N} + \alpha - 1))};$$

$$Q_c^2 = \frac{E_c}{G_0 \log_2 M} = \frac{E_{\max}}{\Pi^2 G_0 \log_2 M};$$

$E_{\max}$ і E_c – відповідно максимальна і середня енергії сигналів КАМ;

$$\Pi^2 = \frac{E_{\max}}{E_c} = \frac{(M^{1/N} + \alpha - 2)^2}{M^{2/N} - 1 + 3(\alpha - 1)(M^{1/N} + \alpha - 1)} \text{ – пік-фактор сигналу КАМ.}$$

Після перетворень отримаємо

$$P_{\text{пом}} = \sum_{k=1}^N C_N^k (-1)^{k+1} 2^k \left[\left(1 - \frac{2}{M^{1/N}} \right) F \left(\frac{d}{\sqrt{2G_0}} \right) + \frac{1}{M^{1/N}} F \left(\frac{\alpha d}{\sqrt{2G_0}} \right) \right]^k. \quad (15)$$

Для класичної багатовимірної КАМ ($\alpha = 1$) із формули (15) одержимо співвідношення

$$P_{\text{пом}} = \sum_{k=1}^N C_N^k (-1)^{k+1} \left[2 \left(1 - \frac{2}{M^{1/N}} \right) F \left(\frac{d}{\sqrt{2G_0}} \right) \right]^k. \quad (16)$$

При $N = 2$ (двовимірна КАМ) вираз (16) має вигляд

$$P_{\text{пом}} = 4P_1(1 - P_1), \quad P_1 = \left(1 - \frac{2}{M^{1/N}} \right) F \left(\frac{d}{\sqrt{2G_0}} \right). \quad (17)$$

При великому відношенні сигнал/шум завадостійкість приймання багатопозиційних сигналів з квадратурною амплітудною маніпуляцією можна оцінювати спрощеним виразом [13, 15]

$$P_{\text{пом}} \approx \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \sum_{i=1, i \neq k}^M \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{d_{ki}^2}{2G_0}} \right) \right], \quad (18)$$

де d_{ki} – відстань між сигналами з номерами k та i .

Порівняння кривих завадостійкості сигналів КАМ- M і ФМ- M (рис. 7) показує, що при однаковій імовірності помилки при КАМ необхідно менше відношення сигнал/шум. При багатопозиційній ФМ сигнальні точки розташовані на окружності і простір сигналів використовується неефективно. Сигнали з КАМ характеризуються більш щільним і рівномірним розташуванням сигнальних точок на сигнальному просторі, що при однаковій середній енергії сигналу E_c забезпечує більш значення мінімальної відстані d і більш високу завадостійкість.

На рис. 8 подано криві залежності коефіцієнта використання потужності сигналу (енергетичної ефективності) (1) від розмірності ансамблю сигналів M для сигналів з багатопозиційною частотною, фазовою, відносною фазовою і квадратурною амплітудною маніпуляцією.

Висновки

Аналіз частотної та енергетичної ефективності багатопозиційних сигналів (рис. 4, 8), які застосовуються в СШР дозволяє зробити наступні висновки:

у сигналів з багатопозиційною ЧМ із зростанням розмірності ансамблю сигналів M збільшується відстань між сигнальними точками і, відповідно, збільшується коефіцієнт використання потужності сигналу в обмін на зниження частотної ефективності (коефіцієнта використання смуги частот). Тому такі сигнали застосовують у тих випадках, коли канал зв'язку має великий частотний ресурс;

у порівнянні з системами, які використовують багатопозиційну ЧМ, перевагою систем з багатопозиційною ФМ, ВФМ і КАМ, є те, що в них збільшення швидкості передачі інформації досягається без розширення смуги частот зв'язку в обмін на зниження коефіцієнта використання потужності сигналу. При цьому сигнали КАМ- M у порівнянні із сигналами ФМ- M і ВФМ- M при однаковій розмірності ансамблю сигналів мають більш високу завадостійкість і, відповідно, більш високу енергетичну ефективність.

Перспективним напрямком подальших досліджень для підвищення спектральної та енергетичної ефективності систем МІМО є розробка ефективних алгоритмів демодуляції сигналів з характеристиками, що наближаються до характеристик методу максимальної правдоподібності з прийнятною обчислювальною складністю.

Література

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / [В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович]. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Григорьев В.А. Сети и системы радиодоступа / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
3. Ильченко М.Ю. Телекоммуникационные системы широкополосного радиодоступа / М.Ю. Ильченко, С.О. Кравчук. – К. : Наукова думка, 2009. – 312 с.
4. Ильченко М.Е. Информационно-телекоммуникационные системы широкополосного

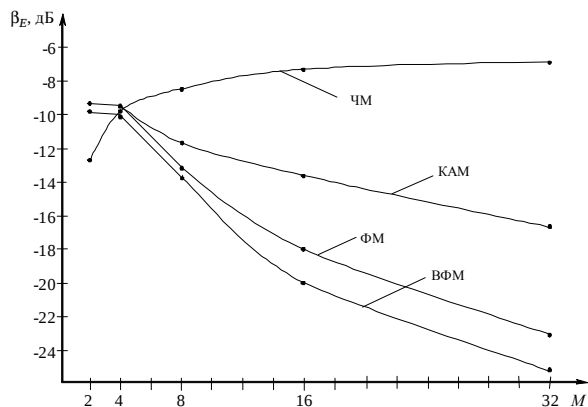


Рис. 8. Залежність енергетичної ефективності від розмірності ансамблю сигналів M

радиодоступа / М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук // Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 1– 2. – С. 285– 293.

5. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : [учебное пособие] / Л. Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

6. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / [Зюко А. Г., Фалько А. И., Панфилов И. П. и др.]; под ред. А. Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.

7. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.

8. Зяблов В. В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В. В. Зяблов, Д. Л. Коробков, С. Л. Портной. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.

9. Григорьев В. А. Передача сигналов в зарубежных информационно-технических системах / В. А. Григорьев. – СПб : ВАС, 1998. – 440 с.

10. Модульовані сигнали : навч. посібник / [Бабич В. Д., Кувшинов О. В., Лівенцев С. П., Лежнюк О. П.]. – К. : КВІУЗ, 2001. – 185 с.

11. Теорія електрозв'язку : [підручник] : у 2 т. Т. 1: Основи теорії сигналів та інформації / [О. В. Корнейко, О. В. Кувшинов, О. П. Лежнюк, С. П. Лівенцев]; під ред. С. П. Лівенцева. – К. : НВФ „Славутич-Дельфін”, 2006. – 347 с.

12. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон; [пер. с англ. / под ред. Н. А. Железнова]. – М. : ИЛ, 1963. – 829 с.

13. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – [2-е изд.]. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.

14. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – М. : Техносфера, 2011. – 904 с.

15. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; [пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского]. – М. : Радио и связь, 2000. – 432 с.

Надійшла 13.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 681.3 (031)

С.А. ШВОРОВ

Національний Університет біоресурсів і природокористування України

МЕТОД РОЗПІЗНАВАННЯ ОБРАЗІВ В РОБОТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Розглядається метод розпізнавання образів на основі використання нейромережових структур. Обґрунтовано можливість його використання в роботизованих системах спеціального призначення.

Ключеві слова: образ, нейронна мережа, перенавчання, роботизована система.

The method of pattern recognition using neural network structures. To justify its use in special applications.

Keywords: image, neural network retraining robotic system.

Вступ. Одним із перспективних напрямків сучасної робототехніки є створення наземних мобільних роботів (МР), призначених для виконання широкого кола робіт, пов'язаних з пошуком (знаходженням), збором, завантаженням, перевезенням та переробкою матеріалів. До складу подібних роботів входить система розпізнавання образів, маніпуляційна система для виконання технологічних операцій, транспортна система, яка призначена для доставки маніпуляційного обладнання до місця проведення технологічних операцій, а також система управління МР, що забезпечує управління їх виконавчими вузлами [1– 2]. Впровадження сучасних засобів автоматики та робототехніки в усі галузі відноситься до перспективних інноваційних проектів і пов'язане з капітальними вкладками як на придбання техніки, так і на розробку проектів та виконання підготовчих робіт. Тому доцільності впровадження робототехнічних систем спеціального призначення має передувати всебічне обґрунтування.

Аналіз останніх досліджень і публікацій показує, що існуючим засобам розпізнавання образів властиві наступні основні недоліки: низький рівень точності розпізнавання в умовах динамічної невизначеності, значні капітальні та експлуатаційні витрати на створення та застосування обладнання [1]. Одним із напрямків усунення зазначених недоліків є широке застосування нейронних мереж. Однак у зв'язку з великими обсягами початкових даних і відсутністю ефективних інженерних методик вирішення даної задачі виникає необхідність у проведенні цілеспрямованих досліджень у цьому напрямку.

Мета досліджень. Розробка методу розпізнавання образів в роботизованих системах спеціального призначення.

Виклад основного матеріалу дослідження. Визначення оптимальних маршрутів пересування МР полягає у вирішенні задачі синтезу компромісно-оптимальних траєкторій руху мобільних роботів з розпізнаванням перешкод в конфліктному середовищі.

Під конфліктним середовищем розуміється сукупність різноманітних предметів (рухомих та