

### МЕТОД «М'ЯКОЇ» ДЕМОДУЛЯЦІЇ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ

*Запропоновано метод прийняття «м'якого» рішення при демодуляції багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів цифрових систем радіозв'язку, що застосовують згорткове кодування. Метод базується на побудові зон відповідальності кожного двійкового розряду на фазовій площині сигналу та вагових функціях степеневого виду з оптимізованими показниками. Застосування розробленого методу дозволяє реалізувати переваги алгоритмів декодування згорткових кодів з «м'якими» рішеннями та підвищити загальну перешкодостійкість цифрових систем радіозв'язку.*

**Вступ. Постановка проблеми у загальному вигляді.** Інтенсивний розвиток і широке застосування цифрових телекомунікаційних систем є невід'ємною рисою сучасного цивілізованого суспільства [1]. Основними напрямками розвитку цифрових телекомунікацій є збільшення каналної ємності та перепускної здатності апаратури, що викликано все більш зростаючими вимогами сьогодення [1, 2]. При цьому функціонування сучасних цифрових систем передачі даних здійснюється в обстановці збільшення та напруження перешкод, коли до «природних» шумів додаються сусідні сигнали, що також є шумоподібними. Ці особливості обумовлюють підвищення уваги до питання забезпечення необхідного рівня перешкодостійкості систем. При цьому, застосування каналного кодування, зокрема, з використанням згорткових кодів, та декодування за алгоритмом Вітербі, що вважається класичним підходом, не забезпечує необхідного рівня перешкодостійкості систем [2–4]. Таким чином, підвищення перешкодостійкості цифрових телекомунікаційних систем є актуальним науковим та практичним завданням.

**Аналіз попередніх досліджень.** Найбільш дієвим способом підвищення перешкодостійкості цифрових телекомунікаційних систем, що застосовують каналне кодування з використанням згорткових кодів, є декодування за алгоритмом Вітербі, що використовує «м'які» рішення на вході [2, 3]. Так, при квантуванні вхідних символів на вісім рівнів вдається досягти енергетичного виграшу кодування у 2,8–3,4 дБ [2, 4]. Проте методи «м'якої» демодуляції, що передбачають отримання «м'яких» рішень про модулюючі символи, на даний час розроблені лише для сигналів з квадратурною амплітудною маніпуляцією (КАМ), що мають еквідистантні рівні квантування дійсної та уявної частини модулюючої функції [4, 5]. Ефективні методи реалізовані для найпростіших сигналів з дво- та чотирипозиційною ФМн [2, 6], для КАМ-16 [5, 8, 9] та адаптовано до систем з кодовим розділенням каналів [7]. Дослідження стосовно «м'якої» демодуляції багатопозиційних ФМн обмежуються працями [10–12], де пропонуються часткові, неперевірені на практиці методи. На даний час, демодуляція ФМн сигналів здійснюється лише «жорстко», де за рішення приймається найближча до відліку точка сузір'я. При цьому не вдається реалізувати весь потенціал перешкодостійкості цифрових телекомунікаційних систем, що використовують такі сигнали.

**Метою досліджень** є розробка методу «м'якої» демодуляції багатопозиційних ФМн сигналів для систем, що застосовують згорткові коди та алгоритми декодування з «м'якими» рішеннями на вході.

**Постановка завдання досліджень.** Прийняття рішення при демодуляції сигналів передбачає встановлення певного значення символу у відповідність до величини модулюючої функції у моменти тактової синхронізації [1, 12]. Для ФМн сигналів з кратністю маніпуляції  $K$  існує  $N = 2^K$  точок (позицій) фазового сузір'я, а для подання символу мінімально необхідним є застосування алфавіту розміром  $N$ . При цьому кожному символу алфавіту повинна ставитись у відповідність унікальна  $K$ -бітова комбінація  $B = (b_k)$ ,  $k = 0, \dots, K-1$ ,  $b \in \{0, 1\}$ . Вважається, що точки фазового сузір'я, яким відповідають значення фази  $\theta_n = n \frac{2\pi}{N}$ ,  $n = 0, \dots, N-1$ , розташовані еквідистантно за фазовим кутом.

Під впливом різних умов фаза сигналу  $\theta^-$  на приймальній стороні у моменти прийняття рішень може приймати значення у діапазоні  $0 \div 2\pi$ .

На вхід декодера Вітербі, що працює за «м'якими» рішеннями необхідно подавати «м'які» біти  $b^-$ , кожен з яких повинен приймати значення з діапазону  $(-1, 1)$ . При цьому, знак «м'якого» біту

$\text{sign}(b_k^-) = \begin{cases} -1, & b_k^- < 0; \\ +1, & b_k^- > 0 \end{cases}$  відповідає логічному «нулю» та «одиниці» у класичному розумінні:

$b_k = (b_k^- + 1)/2$ , а абсолютне його значення  $|b_k^-| = (0, 1)$  становить ступінь довіри до цього біту.

Таким чином, розробка методу «м'якої» демодуляції багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів передбачає формулювання правила, за яким значенню фази ФМн сигналу  $\theta^-$  з кратністю  $K$  ставиться у відповідність сукупність «м'яких» біт  $B^-$ :

$$\begin{aligned} \theta^- &\xrightarrow{?} B^- = (b_k^-), \\ \theta^- &= (0, 2\pi), \quad b_k^- = (-1, 1), \quad k = 0, \dots, K-1. \end{aligned} \quad (1)$$

В рамках даної роботи вважається, що сигнал на приймальній стороні містить корисну складову та шумову, що описується моделлю білого Гаусівського шуму. Спотворення спектру сигналу, а також нелінійні спотворення відсутні.

На практиці найбільшого розповсюдження набувають сигнали з кратністю  $K$  від 1 (ФМн-2) до 5 (ФМн-32), тому метод демодуляції, що розробляється, повинен бути працездатним для вказаних значень  $K$ .

**Розробка методу «м'якої» демодуляції.** Для розв'язання цієї задачі необхідно, в першу чергу, встановити області відповідальності кожного біту у загальному діапазоні можливих значень фази сигналу, а далі на кожну область накласти певні вагові функції. Вигляд та параметри цих функцій необхідно підібрати таким чином, щоб забезпечити максимальний енергетичний виграш у поєднанні із декодером Вітербі. Підхід, що полягає у використанні повної фази ФМн сигналу, а не синфазної та квадратурної складових, як це здійснено для КАМ сигналів, при побудові областей відповідальності кожного біту є таким, що пропонується вперше.

Побудова областей відповідальності біт  $N$ -позиційного ФМн сигналу передбачає встановлення діапазонів значень фази  $\theta^-$ , в межах яких логічні рівні рішень будуть постійними. Враховуючи класичний спосіб бінарного подання числа:

$$V = \sum_{n=0}^{N-1} 2^n \cdot b_n, \quad (2)$$

де  $n = 0$  відповідає молодшому біту, межі зон відповідальності  $k$ -го біту у діапазоні значень фази описуватимуться виразом:

$$\theta_k^m = \frac{2\pi}{2^{K-k}}(m + 0,5), \quad m = 0 \dots 2^k, \quad k = 0 \dots K-1. \quad (3)$$

Графічно зони відповідальності для  $K = 3$  біт, що відповідає ФМн-8, наведено на рисунку 1. Як і слід очікувати, середини зон відповідальності співпадають зі значеннями фаз на передавальній стороні, а їх границі примикають одна до одної. Також, слід відмітити, що зони відповідальності біт є симетричними. У випадку застосування додаткових методів модуляційного кодування на передавальній стороні, наприклад, кодування за Греєм [2], зміняться кількість, межі та порядок формування зон відповідальності, проте на подальші операції це не вплине.

У межах зон відповідальності кожного біту необхідно встановити вагові функції, що, певним чином, ставлять відповідність значення фази сигналу до ступеня довіри відповідному біту демодульованого символу.

Вагові функції повинні відповідати таким вимогам:

- бути симетричними відносно меж зон відповідальності;
- приймати нульові значення при аргументах, рівних значенням цих меж;
- за абсолютним значенням та знаком у межах зони відповідальності відповідати класичним «жорстким» рішенням.

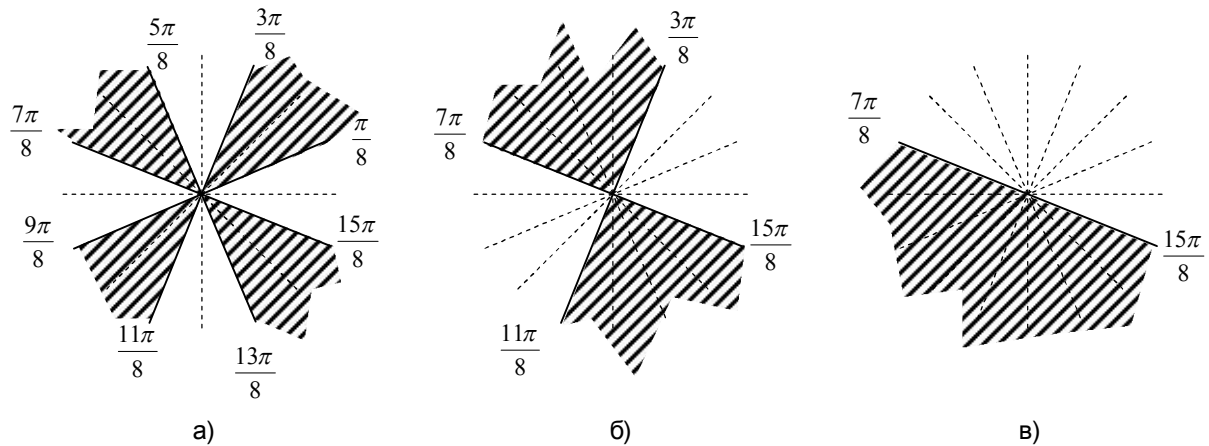


Рис. 1. Зони відповідальності біт у сигналі ФМн-8: а – для  $b_0$ ; б – для  $b_1$ ; в – для  $b_2$ ; заштрихована область відповідає логічній одиниці, не заштрихована – логічному нулю

Для опису вагових функцій пропонується застосовувати часткові сукупності степеневих функцій вигляду:

$$B(x) = \begin{cases} -1 + (2x - 1)^a, & \text{якщо } x \leq 1, \\ 1 - (2x - 3)^a, & \text{якщо } x > 1, \end{cases} \quad (4)$$

де  $a$  – показник степеня,  $x = \theta/\pi$ ,  $x = (0, 2)$  – нормована фаза сигналу. Для формування періодичної вагової функції необхідно використовувати часткову сукупність функцій (4), що є періодичною та визначена для будь-яких  $x$ :

$$B_p(x) = B\left(\left[\frac{x}{2}\right] \cdot 2\right) \cdot \text{sign}(x), \quad (5)$$

де операція  $\lfloor \cdot \rfloor$  означає взяття дробової частини від аргументу.

Остаточна вагова функція для  $k$ -го біту матиме такий вигляд:

$$W_k(x) = B_p\left(\left(x + \frac{1}{2^k}\right) 2^k\right). \quad (6)$$

Графічне подання вагової функції для нульового ( $k = 0$ ), першого ( $k = 1$ ) та другого ( $k = 2$ ) біт при різних показниках степеня  $a$  наведено на рисунку 2 а, б та в відповідно. Значення показника степеня  $a$  можуть бути в діапазоні  $(1.. \infty)$ .

Для прикладу, значення фази сигналу  $x = 0,725\pi$  при  $a = 4$  відповідатиме «м'якому» рішення у вигляді:

$$W_0 = 0,986, W_1 = 0,989, W_2 = -0,806.$$

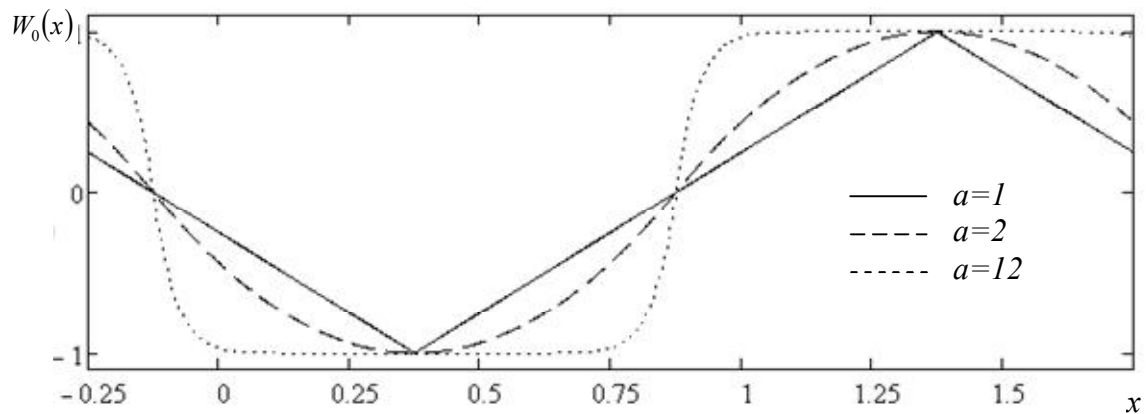
Запропонований спосіб подання вагових функцій має два часткових випадки:

$a = 1$ , коли достовірність біту прямо пропорційна відхиленню від очікуваного значення, що відповідає класичному «м'якому» рішення;

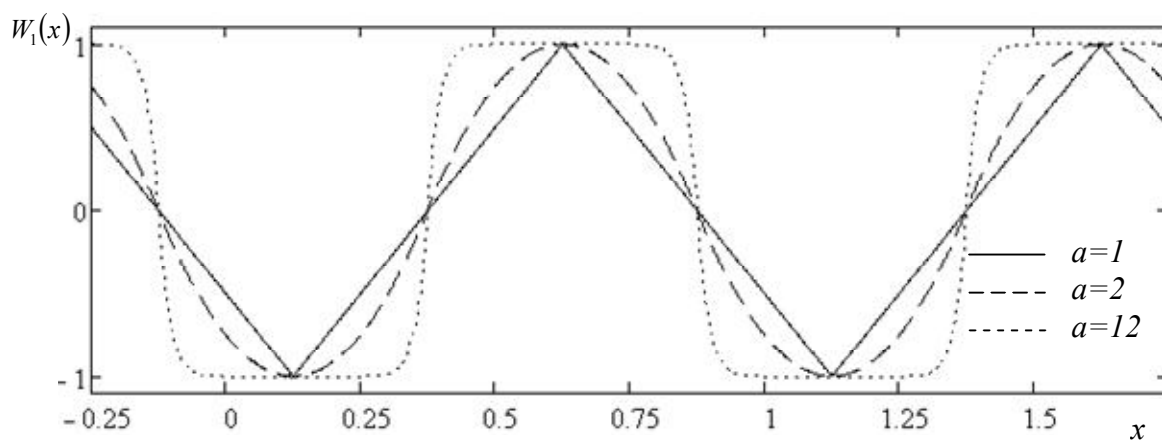
$a = \infty$ , що відповідає класичному «жорсткому» рішення.

Жодний з даних випадків, як відомо, не дозволяє досягнути максимальної виправляючої здатності декодерів Вітербі з «м'яким» рішенням на вході.

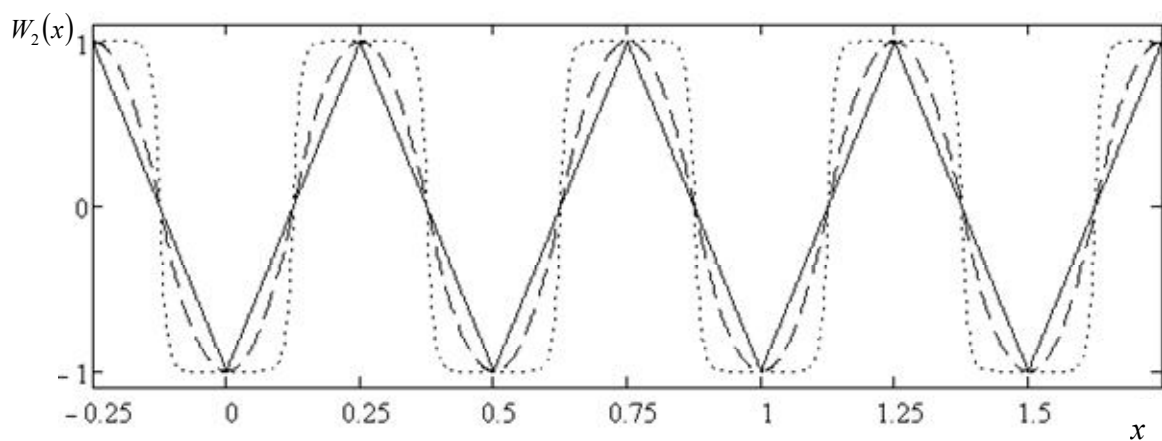
Наступним етапом необхідно підібрати параметр  $a$  вагових функцій таким чином, щоб забезпечити максимальний енергетичний вигравш кодування у поєднанні із декодером Вітербі. Оскільки знаходження показників виправляючої здатності декодерів Вітербі в аналітичному вигляді можливо лише для деяких найпростіших випадків, даний етап досліджень доцільно здійснювати шляхом комп'ютерного моделювання у числовому вигляді. Моделювання здійснено у середовищі MATLAB r2008b з використанням вбудованих програмних декодерів Вітербі з «м'яким» рішенням на вході, генераторів білого Гаусівського шуму. Результати всіх експериментів усереднено за 100-ма реалізаціями. За результатами даного етапу досліджень отримано розрахункові залежності енергетичного вигравшу кодування  $E_K$ , що еквівалентний збільшенню перешкодозахищеності системи, від показника степеня  $a$  та кількості рівнів квантування  $R$  отриманого «м'якого» рішення, що наведено на рисунку 3.



а)



б)



в)

Рис. 2. Вагові функції для  $k = 0, 1$  та  $2$  при різних показниках степеня  $a$

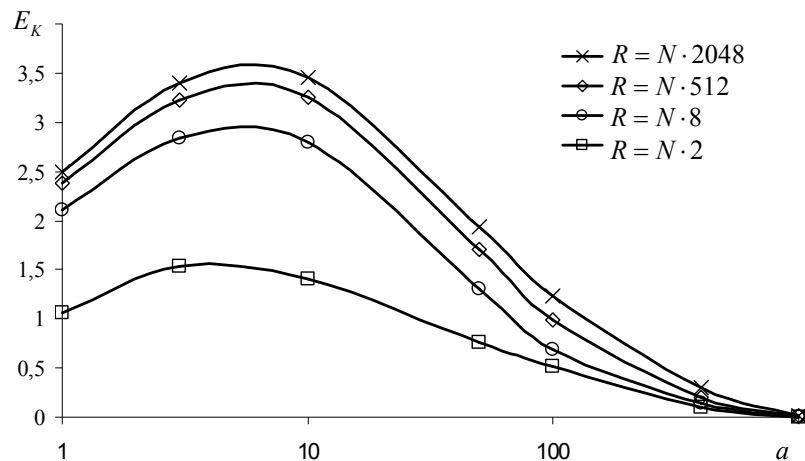


Рис. 3. Розрахункові залежності енергетичного виграшу кодування від показника  $a$  для різних значень кількості рівнів квантування

Аналіз отриманих результатів моделювання дозволяє отримати такі висновки.

Енергетичний виграш кодування  $E_K$  монотонно залежить від кількості рівнів квантування  $R$ . При цьому для адаптації розробленого алгоритму до практичних цілей слід керуватись наявними обчислювальними ресурсами, оскільки обчислювальна складність демодуляції і декодування, що значно зростає для  $R > 2^{16}$ .

Значення енергетичного виграшу кодування для  $a = 1$  відповідають класичному випадку «м'якого» декодування та добре узгоджуються з відомими та перевіреними результатами [2, 3]. Випадок  $a \rightarrow \infty$ , що відповідає класичному «жорсткому» рішення, має нульовий енергетичний виграш кодування.

Максимум енергетичного виграшу кодування для досліджених значень  $R$  спостерігається для  $a = 5,8 \dots 6,3$ , що вважається діапазоном оптимальний його значень для прийнятих умов моделювання.

Застосування розробленого методу прийняття «м'яких» рішень із вказаним вище значенням параметру  $a$  дозволяє досягнути енергетичного виграшу кодування в 3,6...3,8 дБ, що на 1,2..1,3 дБ краще, ніж класичні випадки «м'якої» демодуляції.

**Висновки.** Розроблено метод «м'якої» демодуляції багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів цифрових систем радіозв'язку, що застосовують згорткове кодування. Метод базується на побудові зон відповідальності кожного двійкового розряду на фазовій площині сигналу та вагових функціях степеневого виду з оптимізованими показниками. Застосування розробленого методу дозволяє реалізувати переваги алгоритмів декодування згорткових кодів з «м'якими» рішеннями, зокрема, досягнути енергетичного виграшу кодування в 3,6...3,8 дБ, що на 1,2..1,3 дБ краще, ніж класичні випадки.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б.Скляр. – М. : Вильямс, 2007. – 1404 с.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р.Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.
3. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки : пер. с англ. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
4. Bruggen T. Soft demodulation and unequal power allocation for digital modulation schemes / T.Bruggen, C.Schulte-Hillen, P.Vary // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '05) Proceedings. – 2005. – Vol. 3. – P. 1053–1056.
5. Zhang Yu. Application and Performance Analysis of QAM Soft Demodulation Algorithm in HSDPA / Yu.Zhang // College of Electronic and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China. – 2009.
6. Xiao Pei Comparison of different soft demodulation and decoding algorithms in coded M-ary orthogonal DS-SS systems / Pei Xiao, E.Strom, R.Carrasco // Second IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, 2005 (WOCN-2005) Proceedings. – 2005. – Vol. 3. – P. 578–583.
7. Xiao Pei Soft demodulation algorithms for orthogonally modulated and convolutionally coded DS-SS systems / Pei Xiao, E.Strom // IEEE Transactions on Communications. – 2010. – Vol. 3. – P. 742–747.

8. *Пинбао Л.В.* Способ мягкой демодуляции для позиционной квадратурной амплитудной модуляции в системе связи / *Л.В. Пинбао, Доу Цзяньу* // Патент на изобретение.
9. *Nekii M.* A Semidefinite Relaxation Approach to Efficient Soft Demodulation of MIMO 16-QAM / *M.Nekii, T.N. Davidson* // IEEE International Conference on Communications 2009 (ICC-09) Proceedings. – 2009. – P. 1–6.
10. *Крейнделин В.Б.* Мягкая демодуляция сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией / *В.Б. Крейнделин* // Сб. научн. тр. уч. заведений связи. – Санкт-Петербург, 2005. – № 173. – С. 116–127.
11. Soft-Decision Demodulation of Wavelet-Coded PSK Signals over Flat Rayleigh Fading Channels / *L.G. de Q. Silveira, L.F.Q. Silveira, F.M. Assis, E.L. Pinto* // International Telecommunications Symposium 2006 (ITS-2006). – 2006. – Fortaleza, Ceara. – P. 758–63.
12. *Матюшина С.Н.* Оценивание достоверности бит при демодуляции с мягкими решениями многопозиционных фазоманипулированных сигналов / *С.Н. Матюшина, С.В. Матюшин* // Информация и космос. – 2006. – № 3. – С. 27–30.

ПАВЛЮК Володимир Володимирович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник наукового центру Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси:

- удосконалення блоків та алгоритмів функціонування радіотехнічних систем;
- технічний аналіз та цифрова обробка сигналів систем радіозв'язку.

Подано 18.10.2010

**Павлюк В.В.** Метод «м'якої» демодуляції багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів  
**Павлюк В.В.** Метод «мягкой» демодуляции многопозиционных фазоманипулеваних сигналлов  
**Pavlyuk V.V.** Multiposition phase shift keing signals «soft» demodulation method

УДК 621.396

**Метод «мягкой» демодуляции многопозиционных фазоманипулеваних сигналлов / В.В. Павлюк**

Предложен метод принятия «мягкого» решения при демодуляции многопозиционных фазоманипулирпованных сигналлов цифровых систем радиосвязи, применяющих сверточное кодирование. Метод базируется на построении зон ответственности каждого двоичного разряда на фазовой плоскости сигнала и степенных весовых функциях с оптимизированными показателями. Применение разработанного метода позволяет реализовать преимущества алгоритмов декодирования сверточных кодов с «мягкими» решениями и повысить общую помехоошибкоустойчивость цифровых систем радиосвязи.

УДК 621.396

**Multiposition phase shift keing signals «soft» demodulation method / V.V. Pavlyuk**

The method of «soft» decision making is offered for demodulatiyn multiposition phase shift keing signals of digital communication systems, applying the convolutional encoding. A method is based on the construction of responsibility zones for every binary digit on the phase signal plane and sedate gravimetric functions with the optimized indexes. Application of the developed method allows to realize advantages of convolutional decoers with «soft» decisions and promote the digital communication systems noise immunity.