

УДК 621.396:681.34

В.В. НАУМЕНКО, А.В. ТОЦКИЙ*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина***ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ БИТА В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННОЙ МОДУЛЯЦИИ**

Предложен способ определения оптимальной длительности бита в системе связи с использованием биспектрально-организованной модуляции и процедурой демодуляции с тестовой статистикой обнаружения в виде пикового значения оценки амплитудного биспектра триплета. Приведены результаты расчетов вероятности появления ошибочного бита в широком диапазоне изменений отношения энергии бита к спектральной плотности мощности аддитивного гауссова шума, демонстрирующие улучшение показателей помехоустойчивости предложенного способа по сравнению с классической частотной манипуляцией и тестовой статистикой обнаружения в виде максимума корреляционного интеграла.

Ключевые слова: *длительность бита, помехоустойчивость, спектральная плотность, биспектр, триплет.*

Введение

В настоящей статье предлагается подход по выбору оптимальной длительности бита для нового биспектрально-организованного вида модуляции и метода демодуляции в цифровой системе связи с использованием тестовой статистики обнаружения сигналов на фоне шумов в виде пикового значения оценки амплитудного биспектра (биамплитуды).

Моментная функция третьего порядка наблюдения и ее преобразование Фурье – биспектр широко используются в цифровой обработке сигналов при решении задач обнаружения и восстановления негауссовых процессов, наблюдаемых в аддитивном гауссовом шуме, а также распознавания образов и различения сигналов в системах радиолокации, астрономии и других приложениях [1]. Метод биспектрального оценивания позволяет выявить в наблюдении такие зависимости и свойства, которые невозможно определить, используя традиционные статистики второго порядка – корреляционную функцию и спектральную плотность. К достоинствам метода биспектральной обработки сигналов относятся возможность выявления и оценивания фазовых взаимосвязей спектральных компонент в наблюдении, высокая помехоустойчивость по отношению к аддитивному гауссову шуму и инвариантность к задержке сигнала [2]. Данные достоинства лежат в основе предлагаемого способа улучшения помехоустойчивости цифровой системы связи, когда информацию при передаче сообщения «закладывают» не в виде классических изменений амплитуды, частоты или фазы несущей, а в виде двух ортогональных частотных триплетов (троек частот) таких, что одна из частот в каждом триплете равна сумме двух других. Процесс демодуляции сводится к решению двухальтернативной задачи обнаруже-

ния триплета на фоне шума, когда правило принятия решения сводится к оценке максимума модуля биспектра в двумерном частотном пространстве.

Представим модулирующие сигналы, ориентируясь на стандартный [3] формат частотной манипуляции (FSK) при двоичной передаче данных, в виде логического «0»:

$$S_0(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{0k} t + \varphi_{0k}), \quad (1,а)$$

и логической «1»:

$$S_1(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{1k} t + \varphi_{1k}), \quad (1,б)$$

$$\text{где } f_{03} = f_{01} + f_{02}; \varphi_{03} = \varphi_{01} + \varphi_{02}; f_{13} = f_{11} + f_{12}; \\ \varphi_{13} = \varphi_{11} + \varphi_{12}.$$

На рис. 1 приведена блок-схема биспектрально-организованного модулятора, предложенного в [4].

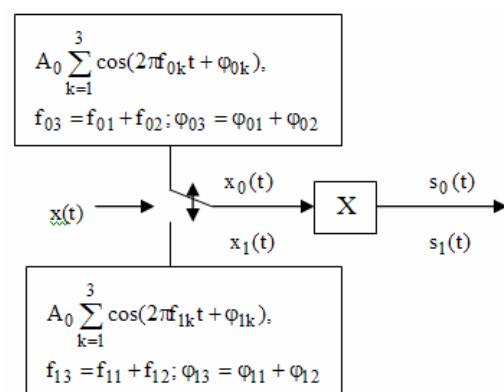


Рис. 1. Структура модулятора:
 $x(t)$ – поток битов; $s(t)$ – несущая

На вход электронного ключа (см. рис. 1) поступает цифровой сигнал $x(t)$, соответствующий последовательности битов в передаваемом сообщении. В зависимости от поступившего бита «0» или «1»

ключ принимает соответственно верхнее или нижнее положение. Затем сигнал, разделенный на $x_0(t)$ и $x_1(t)$, что соответствует передаче «0» или «1», поступает на перемножитель, где формируются колебания (1а) или (1б), модулирующие несущую $s(t)$.

Отметим, что частоты $f_{03}=f_{01}+f_{02}$ и $f_{13}=f_{11}+f_{12}$ в (1а, б) должны быть заданы таким образом, чтобы величина пикового значения модуля биспектра сигнала $s_0(t)$ «хорошо» отличалась от пикового значения модуля биспектра сигнала $s_1(t)$, т.е. необходимо обеспечить требуемую ортогональность оценки биамплитуды в двумерном частотном пространстве. На рис. 2 представлена блок-схема демодулятора [4].

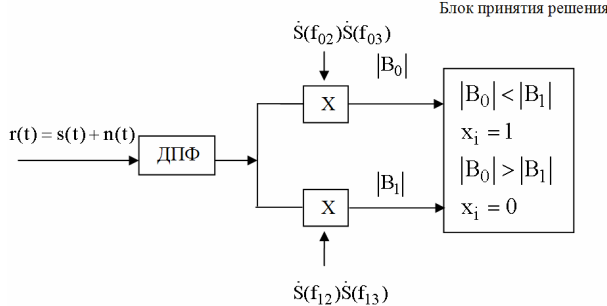


Рис. 2. Блок-схема биспектрального демодулятора (ДПФ – дискретное преобразование Фурье)

Подход, предложенный нами в работе [4], позволяет улучшить помехоустойчивость цифровой системы связи с помощью метода биспектральной обработки сигналов. Однако практически важные вопросы, касающиеся определения оптимальной длительности бита с использованием триплет для обеспечения минимальной величины битовой ошибки, а также вопросы оконного сглаживания оценки и биамплитуды ранее не рассматривались.

Поэтому, цель настоящей статьи сопряжена с решением задачи оптимизации длительности бита в системе связи с биспектрально-организованной модуляцией при распознавании принятого сообщения в канале связи с шумом по максимуму амплитудно-биспектра на выходе демодулятора.

1. Обработка сигналов в пункте приема

После понижения частоты на вход демодулятора поступает аддитивная смесь полезного сигнала $s_i(t)$ и шума $n(t)$ вида

$$r(t) = s_i(t) + n(t), \quad i = 0, 1. \quad (2)$$

Предлагаемый процесс демодуляции сводится к следующим процедурам обработки.

1. Для сглаживания оценки биспектра в присутствии шума канала связи предлагается разбить принятое сообщение на M сегментов одинаковой длительности. Тогда преобразование Фурье, выполненное в пределах m -го ($m = 1, 2, \dots, M$) сегмента в наблюдении (2) равно

$$\hat{R}_{im}(f) = \int_{mT_b/M}^{(m+1)T_b/M} [s_{im}(t) + n(t)] e^{-j2\pi ft} dt, \quad (3)$$

2. В двух опорных каналах демодулятора (рис. 2) «зашиты» в памяти спектральные прототипы – преобразования Фурье «чистых», т.е. без учета шума сегментов, формируемых согласно (3):

$$\hat{S}_{0m}(f) = \int_{mT_b/M}^{(m+1)T_b/M} s_{0m}(t) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (4,а)$$

$$\hat{S}_{1m}(f) = \int_{mT_b/M}^{(m+1)T_b/M} s_{1m}(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4,б)$$

3. Расчет кратковременных оценок биспектра в пределах одного сегмента

$$\dot{B}_{0m}(p, q) = \dot{R}_{im}(p) \dot{S}_{0m}(q) \dot{S}_{0m}^*(p+q) W(p, q), \quad (5,а)$$

$$\dot{B}_{1m}(p, q) = \dot{R}_{im}(p) \dot{S}_{1m}(q) \dot{S}_{1m}^*(p+q) W(p, q), \quad (5,б)$$

где $p, q \in [1, N]$ – индексы частот, N – количество отсчетов в сегменте, $W(p, q)$ – двумерное сглаживающее окно, например, окно Рао-Габра [5] вида

$$W(p, q) = \frac{\sqrt{3}}{\pi^3} \left[1 - \frac{p^2 + q^2 + pq}{\left(\frac{N}{2}\right)^2} \right] \quad (6)$$

4. Расчет оценок биамплитуды

$$|\dot{B}_0(p, q)| = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \dot{B}_{0m}(p, q) \right|, \quad (7,а)$$

$$|\dot{B}_1(p, q)| = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \dot{B}_{1m}(p, q) \right|. \quad (7,б)$$

5. Сравнение пиковых величин биамплитуд (7а) и (7б). Пиковое значение функции (7а) должно появиться в соответствии с (1а) на биспектральной плоскости в точке с координатами (f_{01}, f_{02}) , а пиковое значение функции (7б) – в соответствии с (1б) в точке с координатами (f_{11}, f_{12}) . Решение об обнаружении «0» или «1» на фоне шума принимают по результатам сравнения данных пиковых значений.

2. Определение оптимальной длительности бита

Минимальный частотный разнос между тонами для обеспечения ортогональности при передаче FSK-модулированных сигналов определяется известным соотношением вида [3]

$$T_b' = \frac{1}{(f_1 - f_2)}, \quad (8)$$

где T_b' – минимальная длительность бита; f_1 и f_2 – частоты модуляции, соответствующие символам «0» и «1».

Каждый триплет представляет собой сложный трёхчастотный сигнал, максимальный период кото-

рого будет определяться вкладом минимальной частотой триплет. Следовательно, частотный интервал между минимальными частотами в триплетях должен быть задан в виде

$$T_b = \frac{1}{\min\{f_{01}, f_{02}, f_{03}\} - \min\{f_{11}, f_{12}, f_{13}\}}, \quad (9)$$

где T_b – минимальная длительность биспектрально-организованного бита, $\min\{f_{01}, f_{02}, f_{03}\}$ и $\min\{f_{11}, f_{12}, f_{13}\}$ – минимальные частоты соответствующие символам «0» и «1».

Для нахождения оптимальной длительности бита с точки зрения обеспечения ортогональности биамплитуд (7а) и (7б) исследовались следующие три случая:

- 1) $T_b < \frac{1}{\min\{f_{01}, f_{02}, f_{03}\} - \min\{f_{11}, f_{12}, f_{13}\}},$
- 2) $T_b = \frac{1}{\min\{f_{01}, f_{02}, f_{03}\} - \min\{f_{11}, f_{12}, f_{13}\}},$
- 3) $T_b > \frac{1}{\min\{f_{01}, f_{02}, f_{03}\} - \min\{f_{11}, f_{12}, f_{13}\}}.$

В случае 1, когда частотное разрешение хуже по отношению к разноту частот в триплетях, пики биамплитуд, соответствующие передаче символов «0» и «1», сливаются. Следовательно, не представляется возможным их различие.

В случае 2, когда частотное разрешение равно разноту минимальных частот в триплетях, величины пиков биамплитуд, соответствующих передаче символов «0» и «1», соизмеримы. Поэтому, и в случае 2 не удается надежно различить символы «0» и «1».

Следовательно, наибольший интерес представляет детальное рассмотрение случая 3.

При моделировании использовались сигналы FSK с тонами, равными $f_1 = 1200$ Гц и $f_2 = 1800$ Гц и триплеты с частотами $f_{03} = f_{01} + f_{02}$ ($f_{01} = 400$ Гц, $f_{02} = 800$ Гц) и $f_{13} = f_{11} + f_{12}$ ($f_{11} = 700$ Гц, $f_{12} = 1100$ Гц). Начальные фазы φ_{0k} и φ_{1k} в триплетях (1а) и (1б) полагались равными нулю.

Для расчета оценок биспектров (5, а) и (5, б) использовался модифицированный m-файл `Visrescd.m` из пакета программ HOSA [6]. Данная программа позволяет рассчитывать амплитудный биспектр с применением двумерного окна Рао-Габра (6) или без него, с усреднением по M сегментам (7а) и (7б) и 50% перекрытием. Для сокращения времени расчетов оценки биамплитуды достаточно ограничиться использованием только главной треугольной области определения биспектра [2].

В результате статистического моделирования была определена оптимальная длительность бита, обеспечивающая максимальную ортогональность и равная

$$T_b = \frac{n}{\text{GCD}\{f_{01}, f_{02}, f_{03}, f_{11}, f_{12}, f_{13}\}}, \quad (10)$$

где n – положительное целое число, GCD – наибольший общий делитель всех частот триплет.

При условии максимальной скорости передачи данных ($n = 1$) и в соответствии с вышеотмеченным выбором величин частот в триплетях

$$T_b = 1/100 \text{ Гц} = 0,1 \text{ мс.}$$

3. Результаты статистического моделирования

На рис. 3 приведены примеры реализаций тестового сигнала $[0, 1]$ на входе биспектрального демодулятора в отсутствие шума при исследуемой длительности бита $T_b = 0,1$ мс.

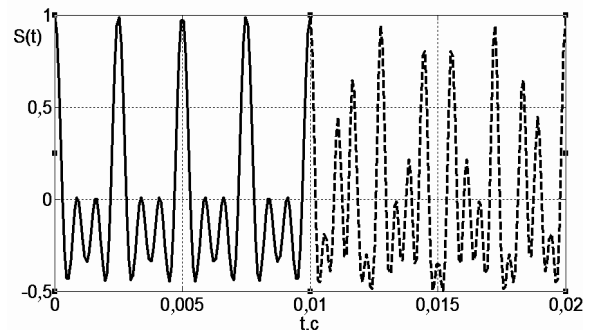


Рис. 3. Модулирующие триплеты, соответствующие передаче тестового сообщения $[0, 1]$ на входе демодулятора в отсутствие шума, $A_0 = 1$ мВ

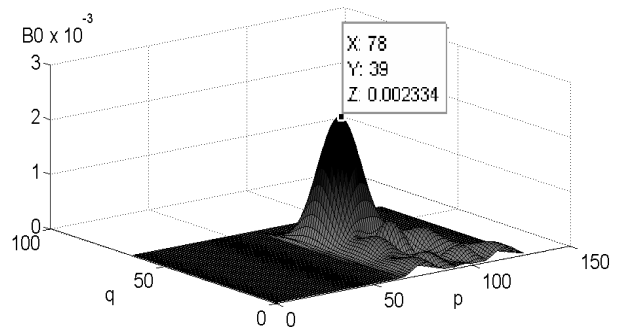


Рис. 4. Биамплитуда B_0 при усреднении по восьми сегментам ($M = 8$) и 50 % перекрытием

На рис. 4 и 5 приведены графики амплитудных биспектров B_0 и B_1 , построенные при передаче символа «0» без использования двумерного окна Рао-Габра (6), а на рис. 6 и 7 – с использованием двумерного окна Рао-Габра (6).

Величины максимумов нормированных биамплитуд B_0 и B_1 на рис. 4 и 5, равны: $\max(B_0) = 0,0023$ и $\max(B_1) = 5,52 \cdot 10^{-4}$ соответственно. Величины максимумов нормированных биамплитуд B_0 и B_1 , представленных на рис. 6 и 7, равны: $\max(B_0) = 1,92$ и $\max(B_1) = 0,82$.

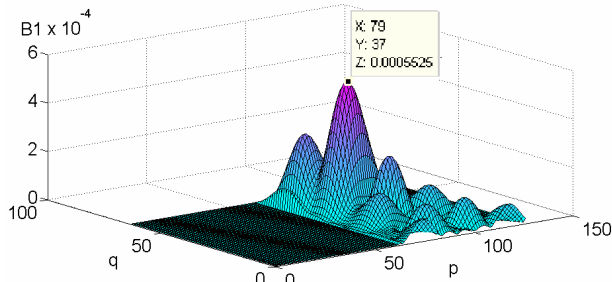


Рис. 5. Биамплитуда $B1$ при усреднении по восьми сегментам ($M = 8$) и 50% перекрытием

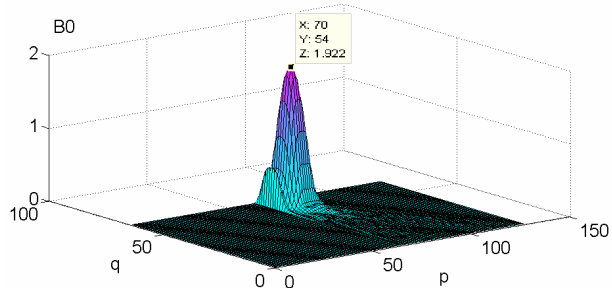


Рис. 6. Биамплитуда $B0$ с использованием двухмерного окна Рао-Габра и усреднения по восьми сегментам ($M = 8$) с 50% перекрытием

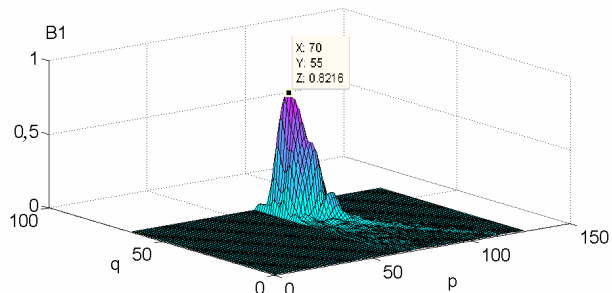


Рис. 7. Биамплитуда $B1$ с использованием двухмерного окна Рао-Габра и усреднения по восьми сегментам ($M = 8$) с 50% перекрытием

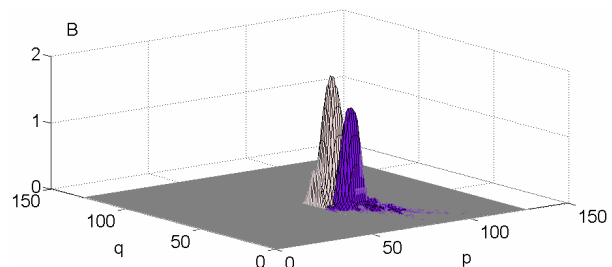


Рис. 8. Биамплитуды $B0$ и $B1$ с использованием двухмерного окна Рао-Габра и усреднения по восьми сегментам с 50% перекрытием

Полученные отличия максимумов нормированных биамплитуд $B0$ и $B1$ представляются достаточными для надежного распознавания символов.

Для иллюстрации достаточного частотного разрешения, необходимого для различения пиков биамплитуд на биспектральной плоскости (см. случай 3), на рис. 8 представлены графики функций $B0$ и $B1$, построенные при условии $n = 1$ в формуле (10)

для заданных частот. Из рис. 8 отчетливо видна возможность разрешения данных пиков биамплитуд. Для данной длительности бита был проведен расчет зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум (E_b/N_0 – отношение энергии бита к спектральной плотности аддитивного гаусова шума) на входе демодулятора. На рис. 9 приведены результаты расчетов зависимостей BER от E_b/N_0 для FSK и предлагаемого метода ($M = 8$, 50% перекрытие).

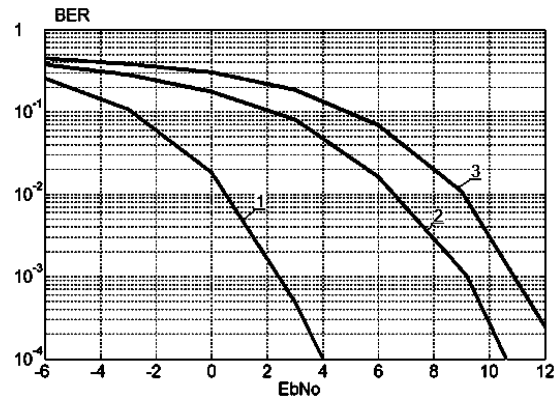


Рис. 9. Вероятность битовой ошибки: 1 – биспектрально-организованная модуляция с окном Рао-Габра, 2 – биспектрально-организованная модуляция без окна, 3 – FSK

Из приведенных на рис. 9 кривых видно, что в случае применения двумерного окна Рао-Габра выигрыш по сравнению со стандартной частотной манипуляцией FSK составляет 8дБ, а без оконного сглаживания – 2 дБ при $BER = 10^{-3}$.

Заключение

Предложен способ определения оптимальной длительности бита при использовании биспектрально-организованной модуляции и процедуры демодуляции с тестовой статистикой обнаружения в виде пикового значения оценки биамплитуды. Получена формула расчета оптимальной длительности бита для обеспечения максимальной ортогональности оценок биамплитуд триплет.

Представлены результаты расчетов зависимостей вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум на входе демодулятора с использованием и без использования оконного сглаживания. Показаны преимущества предложенного метода биспектрально-организованной манипуляции.

Полученный выигрыш для биспектрально-организованной модуляции с применением оконного сглаживания дает возможность значительно снизить энергозатраты на базовых станциях систем мобильной связи, требуемые для передачи информации.

Литература

1. Зеленский, А.А. Биспектральный анализ в приложении к цифровой обработке сигналов [Текст] / А.А. Зеленский, В.В. Лукин, А.В. Тоцкий. – Гл. 2 в кн. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях; под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2007. – С. 92 – 173.

2. Nikias, C.L. Bispectral estimation: A digital signal processing framework [Текст] / C.L. Nikias, M.R. Raghuveer // Proc. IEEE. – 1987. – Vol. 75, No. 7. – P. 869–891.

3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е издание. – М. Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

4. Тоцкий, А.В. Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции [Текст] / А.В. Тоцкий, В.В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – №2 (43). – С. 27–32.

5. Morelia, G.L. A review of signal detection using the bispectrum with applications in underwater acoustics [Текст] / G.L. Morelia. – Applied Research Laboratory, The Pennsylvania State University, Technical Report No. TR 94-03, January, 1994. – 94 p.

6. Swami, A. Higher-Order Spectral Analysis Toolbox User's Guide [Электронный ресурс] / A. Swami, J. Mendel, Chr. Nikias. – Режим доступа: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3013-hosa-higher-order-spectral-analysis-toolbox>. – 13.02.2003 г.

Поступила в редакцию 5.05.2011

Рецензент: д-р физ.-мат. наук, ст. научн. сотр., зав. отделом № 35 В.Г. Сугак, Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков.

ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ ТРИВАЛОСТІ БІТА У СИСТЕМІ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ БІСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНІЗОВАНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

В.В. Науменко, О.В. Тоцький

Запропоновано спосіб визначення оптимальної тривалості біта у системі зв'язку з використанням биспектрально-організованої модуляції і процедурі демодуляції з тестовою статистикою виявлення у вигляді пікової величини оцінки амплітудного биспектру триплету. Наведено результати розрахунків ймовірності появи помилкового біта в широкому діапазоні змін відношення енергії біта до спектральної щільності адитивного гаусова шуму, що демонструють поліпшення показників перешкодостійкості запропонованого способу в порівнянні з класичною частотною модуляцією і тестовою статистикою виявлення у вигляді максимуму кореляційного інтеграла.

Ключові слова: тривалість біта, перешкодостійкість, спектральна щільність, биспектр, триплет.

OPTIMAL BIT LENGTH ESTIMATION IN COMMUNICATION SYSTEM BY USING BISPECTRUM-ORGANIZED MODULATION

V.V. Naumenko, A.V. Totsky

A method for estimation the optimal bit length in communication system using bispectrum-organized modulation and demodulation procedure using test recognition statistic in the form of bispectrum magnitude peak is proposed. Results of computations of the bit error probability performed in a wide range of bit energy-to-additive Gaussian noise spectral density ratios demonstrate the benefits concerning noise resistance of the proposed method comparing to classical frequency shift keying and test statistics in the form of correlation integral maximum are represented.

Key words: bit length, noise immunity, spectral density, bispectrum, triplet .

Науменко Вікторія Владимировна – аспірант каф. приєма, передачі і обробки сигналів, Національний аерокосмічний університет ім. Н.Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Тоцький Александр Владимирович – д-р техн. наук, проф., проф. каф. приєма, передачі і обробки сигналів, Національний аерокосмічний університет ім. Н.Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.