

УДК 621.396:681.34

А.В. ТОЦКИЙ, П.А. МОЛЧАНОВ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

МЕТОД ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНОК БИСПЕКТРА

Предложен новый метод помехоустойчивого кодирования, основанный на использовании свойств корреляционной функции третьего порядка и биспектра. Представлен алгоритм кодирования и декодирования дискретного сообщения в цифровой системе связи с частотной манипуляцией. С помощью статистического моделирования исследована помехоустойчивость предлагаемого метода при отношениях сигнал-помеха по мощности на входе демодулятора существенно меньших единицы.

корреляционная функция третьего порядка, биспектр, избыточная кодовая последовательность, частотная манипуляция

Введение

Корреляционная функция третьего порядка (КФТП) и биспектр широко используются в цифровой обработке сигналов для обнаружения и восстановления негауссовых сигналов, наблюдаемых в аддитивном гауссовом шуме в системах радиолокации [1–3], астрономии [4], в устройствах обработки биомедицинских сигналов [5], а также во многих других приложениях [6].

КФТП и биспектр позволяют узнать о таких свойствах сигнала, которые невозможно изучить, используя обычные корреляционную функцию и спектр мощности. В частности, КФТП и биспектр позволяют восстановить фазовый спектр Фурье сигнала и оценить поведение спектральных компонент, которые имеют фазовые связи. К важным достоинствам КФТП и биспектра относится высокая помехоустойчивость по отношению к аддитивному шуму с симметричной функции плотности вероятности, а также инвариантность к сдвигу сигнала. Данные достоинства успешно используют для решения задач обнаружения и распознавания в условиях априорной неопределенности относительно параметров сигнальной составляющей и характеристик помехи [6].

Настоящая статья посвящена исследованию метода помехоустойчивого кодирования в цифровой системе связи на основе использования выше отмеченных достоинств КФТП и биспектра.

Возникновение ошибок при передаче дискретных сообщений в системах радиосвязи зависит от наличия электрических помех, которые порождены различными источниками и присутствуют практически всегда на входе приемного устройства.

Вероятность p_e появления ошибочного бита при распознавании двоичных символов в гауссовом шуме с использованием критерия максимального правдоподобия приема сигналов характеризуется хорошо известным условием вида [7]:

$$p_e \leq \frac{M}{2} Q \left(\sqrt{\frac{E_w(1-\rho)}{N_0}} \right) = \frac{M}{2} Q \left(\sqrt{\frac{P_w(1-\rho)}{\sigma^2} B} \right), \quad (1)$$

где $Q(x)$ – гауссов интеграл ошибок; $M = 2^k$ – объем алфавита кодера; k – число информационных бит в кодовом слове; E_b и P_b – энергия и мощность двоичного сигнала, соответственно; $E_w = k E_b$, $P_w = k P_b$; N_0 и σ^2 – спектральная плотность мощности и дисперсия шума, соответственно; $B = FkT_b$ – база сигнала; F – ширина спектра сигнала; T_b – длительность пере-

дачи двоичного символа; ρ – коэффициент взаимной корреляции двоичных сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, равный

$$\rho = \frac{1}{E_b} \int_0^{T_b} s_1(t)s_2(t)dt.$$

Заданная помехоустойчивость широкополосной системы связи в соответствии с (1) может быть достигнута при увеличении базы сигнала B [8]. Это особенно важно при малых отношениях сигнал-помеха на входе приемника. Однако, использование широкополосных сигналов с большой базой B неизбежно связано с расширением рабочей полосы частот, что часто трудно реализуемо, а для обеспечения высокой скорости передачи сообщений длительность сигнала kT_b должна быть малой.

Другим широко используемым на практике способом обеспечения заданной помехоустойчивости является блочное кодирование [7] с введением избыточности в информационный поток, в результате которого достигается уменьшение ошибок распознавания без увеличения мощности P_b двоичного сигнала в (1). При этом информационный поток битов группируют в последовательность слов (блоков) длиной k каждое, образующих объем алфавита $M = 2^k$. В полученную последовательность вносят избыточные биты для определения и исправления ошибок. Однако для сохранения скорости передачи сообщения при блочном кодировании требуется расширение рабочей полосы частот. В случае невозможности расширения полосы частот приходится увеличивать время задержки.

Помехоустойчивое кодирование используют в таких системах связи, в которых отсутствует или не представляется возможным режим запросов на повторную передачу или вероятность ошибки появления ошибочного бита настолько велика, что необходимо очень большое количество повторных сеансов передачи информации.

В процессе декодирования по методу максимального правдоподобия отыскивают такое кодовое слово из множества 2^k возможных, которое нахо-

дится ближе всего к принятому в смысле расстояния Хэмминга. Из теории линейных блочных кодов следует, что можно исправить e ошибок, если расстояние Хэмминга d между любыми двумя словами данного множества удовлетворяет условию [9]:

$$d \geq 2e + 1. \quad (2)$$

Так как длина блока из k символов определяет полный набор, содержащий 2^k кодовых слов, то декодирование по методу максимального правдоподобия требует запоминания и хранения всех кодовых слов для сравнения их с принятым словом и исправления ошибок согласно (2). Помехоустойчивость в системе связи с блочным кодированием повышается с ростом длины блока, однако, процедура многократного сравнения принятого кодового слова с большим набором всех кодовых слов сопряжена со значительными затратами времени.

Таким образом, помехоустойчивость дискретной системы связи может быть обеспечена с помощью:

- увеличения базы сигнала с использованием шумоподобных сигналов;
- применения ортогональных сигналов;
- введения избыточности для определения и исправления ошибок.

Цель данной статьи – обеспечение помехоустойчивости цифровой системы связи на основе использования избыточного кода, который построен из набора отсчетов КФТП двух ортогональных последовательностей.

1. Предлагаемый метод кодирования и декодирования

1.1. Кодирование с использованием КФТП.

Отличительной особенностью предлагаемого подхода к построению избыточного кода является двухкаскадное кодирование, согласно которого вначале вводят две ортогональные промежуточные кодовые последовательности, а затем формируют избыточные коды в виде набора отсчетов КФТП данных кодовых последовательностей. Предлагаемый

процесс кодирования сводится к следующей совокупности процедур.

1. Вводятся две промежуточные ортогональные последовательности, например, $\mathbf{a} = (00000000)$ и $\mathbf{b} = (22222221)$ длиной, равной 8 элементам каждая. Последовательность \mathbf{a} соответствует символу «ноль», а \mathbf{b} – «единице» в исходном двоичном сообщении, которое задано, например, в алфавите ANSI. Отметим, что число позиций, в которых ортогональные последовательности \mathbf{a} и \mathbf{b} отличаются друг от друга, равно 8.

2. Выполняются расчеты КФТП выше введенных последовательностей \mathbf{a} и \mathbf{b} в виде:

$$R_a(l, m) = \sum_{n=1}^8 a(n)a(n-l)a(n-m), \quad (3, \text{а})$$

$$R_b(l, m) = \sum_{n=1}^8 b(n)b(n-l)b(n-m), \quad (3, \text{б})$$

где $l = 1, 2, \dots, 8$ и $m = 1, 2, \dots, 8$ – индексы сдвигов.

Результаты расчетов КФТП (3, а) и (3, б) представлены на рис. 1.

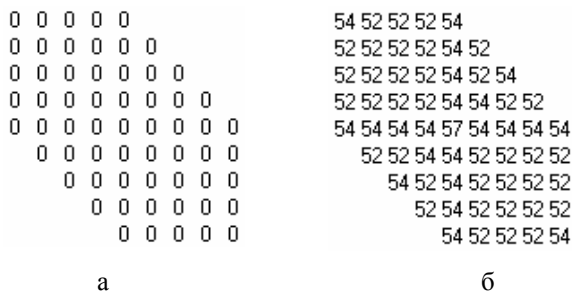


Рис. 1. КФТП последовательностей \mathbf{a} (а) и \mathbf{b} (б)

Анализ величин, приведенных на рис. 1, демонстрирует симметричность отсчетов КФТП, расположенных в пределах шестиугольной области.

3. Преобразование отсчетов КФТП $R_a(l, m)$ и $R_b(l, m)$, которые рассчитаны в (3а) и (3б) в десятичном формате, в двоичные 6-разрядные отсчеты. В результате получим избыточные кодовые массивы $\mathbf{C}(l, m)$ и $\mathbf{D}(l, m)$, составленные из двоичных 6-разрядных слов – квантованных на 6 уровней отсчетов КФТП $R_a(l, m)$ и $R_b(l, m)$.

В соответствии с рис. 1 каждый кодовый массив $\mathbf{C}(l, m)$ и $\mathbf{D}(l, m)$ представим последовательностью

8 строк длиной 8 элементов каждая. Порядок следования строк определим следующим образом. Первую строку образуют отсчеты, расположенные по горизонтали на рис. 1, и содержащие максимум КФТП. Первое слово соответствует максимальному отсчету КФТП. В результате получаем:

$$\mathbf{C}(l, m) = \begin{pmatrix} R_a(1, 1), \dots, R_a(8, 1) \\ R_a(1, 2), \dots, R_a(8, 2) \\ \dots \\ R_a(1, 8), \dots, R_a(8, 8) \end{pmatrix}; \quad (4, \text{а})$$

$$\mathbf{D}(l, m) = \begin{pmatrix} R_b(1, 1), \dots, R_b(8, 1) \\ R_b(1, 2), \dots, R_b(8, 2) \\ \dots \\ R_b(1, 8), \dots, R_b(8, 8) \end{pmatrix}. \quad (4, \text{б})$$

Последовательности слов (4а) и (4б) представляют собой избыточные КФТП-коды. Таким образом, кодер разбивает отсчеты КФТП (3, а) и (3, б) на последовательность двоичных 6-разрядных слов, которые не являются независимыми в отличие от последовательности битов исходного сообщения. Максимальное число слов в избыточном коде (4, а) или (4, б) равно 64.

4. Известное свойство симметрии КФТП [6] вида $R(l, m) = R(m, l) = R(l-m, -m) = R(m-l, -l) = R(-l, l-m)$, (5) а также анализ поведения величин на рис. 1, б позволяют отметить, что отсчеты КФТП (3, б) отличаются характерной избыточностью: имеется всего три неодинаковые величины, которые многократно повторяются на двумерной сетке дискретных отсчетов (l, m) в шестиугольной области. Поэтому, количество кодовых слов, содержащихся в (4, а) и (4, б), может быть значительно сокращено.

С учетом (5) новые, усеченные кодовые последовательности представим в виде группы всего из трех следующих кодовых слов:

$$\mathbf{C}_T(l, m) = R_a(1, 1); R_a(1, 2); R_a(2, 3); \quad (6, \text{а})$$

$$\mathbf{D}_T(l, m) = R_b(1, 1); R_b(1, 2); R_b(2, 3). \quad (6, \text{б})$$

Следует отметить, что благодаря свойству симметрии (5), в усеченных последовательностях (6, а) и (6, б) присутствует вся информация, содержащаяся в КФТП (3, а) и (3, б). Поэтому усеченные коды (6, а) и (6, б) позволяют восстановить КФТП (3, а) и (3, б).

Поскольку число кодовых слов в (6, а) и (6, б) значительно меньше по сравнению с (4, а) и (4, б), передача и декодирование усеченных кодов требуют существенно меньших временных затрат.

1.2. Демодуляция и декодирование. Рассмотрим процесс преобразования кодовых слов в двоичные сигналы, которые необходимо передавать в канале радиосвязи. Для передачи информации воспользуемся широко распространенной на практике частотной манипуляцией (FSK). Ортогональные сигналы FSK $s_1(t)$ (символ «ноль») и $s_2(t)$ (символ «единица»), передаваемые в течение ограниченного интервала времени $(0, T_b)$, запишем в следующем виде:

$$s_1(t) = A_s \cos(2\pi f_1 t) \quad T_b \geq t \geq 0, \quad (7, а)$$

$$s_2(t) = A_s \cos(2\pi f_2 t) \quad T_b \geq t \geq 0. \quad (7, б)$$

Положим, что принятый сигнал $r(t)$, наблюдаемый на входе демодулятора сигналов FSK, искажен вследствие воздействия аддитивной помехи

$$r(t) = s_i(t) + n_G(t) + n_p(t), \quad i = 1, 2, \quad (8)$$

где $n_G(t)$ – гауссов шум, спектральная плотность мощности и дисперсия которого равны соответственно N_0 и σ^2 ; $n_p(t)$ – импульсный шум.

Отличительной особенностью предлагаемого метода является двухэтапное распознавание двоичных символов в присутствии помехи.

На первом этапе применяется стандартная процедура поэлементного корреляционного распознавания двоичных FSK сигналов в шуме (8) методом максимального правдоподобия. Опорными сигналами в корреляционном когерентном демодуляторе служат колебания (7а) и (7б).

В результате на выходе демодулятора восстанавливаются такие оценки последовательностей двоич-

ных 6-разрядных слов кодов $\hat{C}(l, m)$, $\hat{D}(l, m)$ (или $\hat{C}_T(l, m)$, $\hat{D}_T(l, m)$), в которых часть символов может быть переименована из-за влияния помех $n_G(t)$ и $n_p(t)$ в канале передачи сообщения.

На втором этапе распознавания по считанным последовательно отсчетам оценок КФТП $\hat{R}_a(l, m)$ и $\hat{R}_b(l, m)$ рассчитывают оценки биспектров вида:

$$\hat{B}_a(p, q) = FFT[\hat{R}_a(l, m)]; \quad (9, а)$$

$$\hat{B}_b(p, q) = FFT[\hat{R}_b(l, m)], \quad (9, б)$$

где $p = 1, 2, \dots, 8$ и $q = 1, 2, \dots, 8$ – индексы независимых частотных отсчетов; FFT – процедура двумерного преобразования Фурье.

Значения максимумов модулей биспектральных оценок (9а) и (9б) служат тестовыми статистиками для распознавания промежуточных ортогональных последовательностей a и b , введенных выше для построения избыточного КФТП-кода.

Детектор максимального правдоподобия на втором этапе распознавания обеспечивает принятие решения согласно двух гипотез H_a и H_b по критерию минимальной ошибки вида

$$\max \left\{ \hat{B}(p, q) \right\} = \begin{cases} > \gamma \Rightarrow H_b; \\ < \gamma \Rightarrow H_a, \end{cases} \quad (10)$$

где γ – пороговый уровень, задаваемый априорно в решающем устройстве приемника для последовательностей a и b .

После принятия решения по критерию (10) на выходе декодера восстанавливают дискретное сообщение в алфавите ANSI.

В отличие от традиционной системы с блочным кодированием, идея предлагаемого метода заключается в построении кода в виде набора слов, комбинации символов в которых функционально определены поведением КФТП промежуточных ортогональных последовательностей a и b .

Использование в качестве тестовых статистик максимумов модулей оценок биспектров этих априорно известных ортогональных последовательно-

стей обеспечивает исправление ошибок на выходе демодулятора сигналов FSK.

2. Результаты статистического моделирования

Для оценки помехоустойчивости предлагаемого метода было проведено моделирование передачи буквенно-цифровых сообщений в цифровой системе связи в канале с шумом.

Исследовалась воздействие двух следующих типов помехи. Рассматривались аддитивная помеха в виде гауссова случайного стационарного процесса с нулевым средним и аддитивная помеха в виде смеси гауссова и импульсного шума.

При моделировании использовались сигналы FSK с тонами $f_1 = 1200$ Гц и $f_2 = 2200$ Гц и длительностью двоичного сигнала $T_b = 1/(f_1 - f_2) = 1$ мс.

Оценка помехоустойчивости проводилась с помощью анализа вероятности безошибочного декодирования исходного сообщения. Вероятность правильного декодирования рассчитывалась в зависимости от амплитуды двоичных сигналов A_s (7а) и (7б), величина которой изменялась в пределах от 3 до 35 мВ. Данный диапазон изменения A_s соответствует изменению отношения сигнал-шум по мощности P_b/σ^2 на входе демодулятора сигналов FSK в пределах от 0,0045 до 0,61 для случая воздействия гауссова шума. Пороговый уровень (10) был выбран равным $\gamma = 1529$.

Для исследования помехоустойчивости свойство симметрии КФТП (5) использовалось следующим образом. В режиме передачи усеченных кодов (6а) и (6б) в канал связи посылались группы, образованные только из 9 слов: одного слова $R_a(1,1)$ (или $R_b(1,1)$ – максимальный отсчет КФТП) и четырехкратно повторяющихся слов $R_a(1,2)$ и $R_a(2,3)$ (слов $R_b(1,2)$ и $R_b(2,3)$). Такой способ передачи позволяет реализовать в приемном устройстве процедуру накопления соответствующих оценок отсчетов КФТП согласно (5). В результате появляется дополнитель-

ная возможность уменьшение ошибок, присутствующих в оценках КФТП $\hat{R}_a(l,m)$ и $\hat{R}_b(l,m)$.

На рис. 2 и 3 приведены примеры реализаций отрезков сигналов FSK, искаженных аддитивным гауссовым шумом и смесью гауссова и импульсного шумов соответственно.

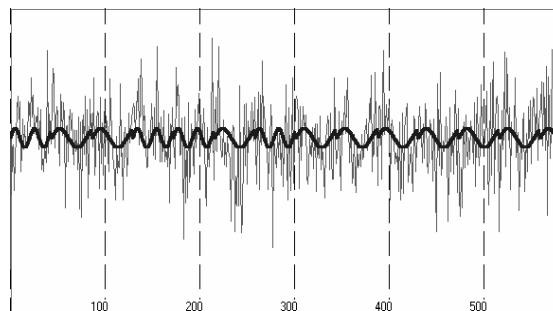


Рис. 2. Сигнал FSK: $A_s = 10$ мВ; $\sigma^2 = 1000$ мВт

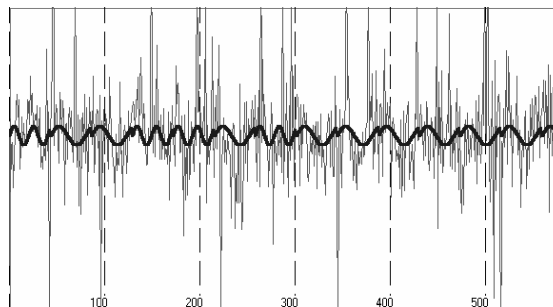


Рис. 3. Сигнал FSK: $A_s = 10$ мВ; $\sigma^2 = 100$ мВт; амплитуда импульсов помехи $A_p = 200$ мВ; вероятность появления отрицательных и положительных импульсов помехи $p = 0,05$

На рис. 4 и 5 представлены графики вероятностей безошибочного декодирования исходного тестового сообщения «xai504» в гауссовом шуме с фиксированной дисперсией $\sigma^2 = 1000$ мВт для кодовых последовательностей (4а, б) и (6а, б), соответственно. На рис. 6 и 7 приведены графики вероятностей, полученные при декодировании сообщения в смеси гауссова ($\sigma^2 = 100$ мВт) и импульсного (амплитуда импульсов помехи равна $A_p = 200$ мВ; вероятность появления отрицательных и положительных импульсов одинакова и равна $p = 0,05$) шума для кодов (4а, б) и (6а, б), соответственно

Результаты расчетов вероятностей, представленные на данных графиках, получены по 30 независимым испытаниям, т.е. по 30 сеансам передачи тестового сообщения.

вого сообщения в канале с шумом без памяти. Так как при декодировании кодовых слов длина слова равна 6 элементам, то для сравнения исследовалась помехоустойчивость линейного блочного кода повторений (6,1). На графиках, представленных ниже, кривые, полученные для кода (6,1), обозначены пунктирными линиями, а сплошные линии соответствуют предлагаемому методу.

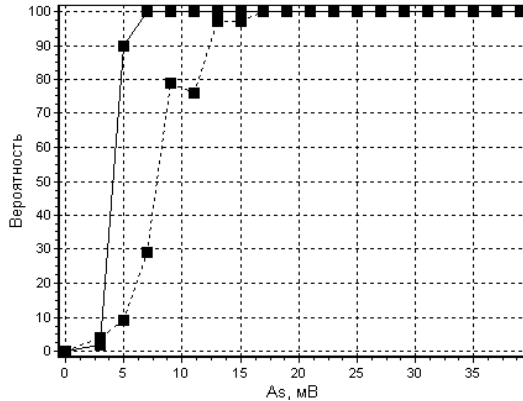


Рис. 4. Вероятность безошибочного декодирования в гауссовом шуме ($\sigma^2 = 1000$ мВт) с использованием кода (4, а), (4, б)

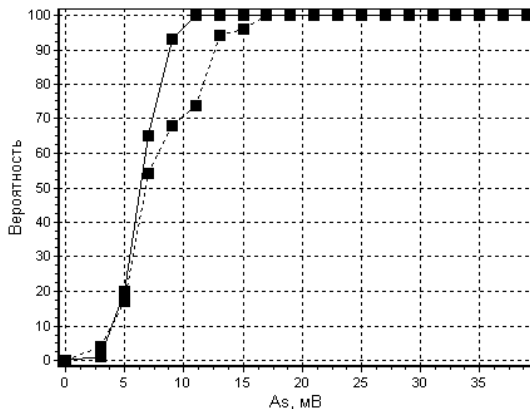


Рис. 5. Вероятность безошибочного декодирования в гауссовом шуме ($\sigma^2 = 1000$ мВт) с использованием усеченного кода (6, а), (6, б)

Из рис. 4 и 5 видно, что пороговая амплитуда в системе с блочным кодом (6,1), при которой наступает безошибочное распознавание, равна $A_T = 18$ мВ (пороговое отношение сигнал-шум $(P_b/\sigma^2)_T = 0,16$). Пороговые значения амплитуды для кодов (4, а), (4, б) и (6, а), (6, б) равны $A_T = 7$ мВ ($(P_b/\sigma^2)_T = 0,0245$) и $A_T = 12$ мВ ($(P_b/\sigma^2)_T = 0,072$), соответственно.

Следовательно, выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого метода, оцениваемый по пороговому отношению сигнал-шум $(P_b/\sigma^2)_T$, достигает значений: 6,5 раз (8,1 дБ) для кодов (4а), (4б) и 2,2 раза (3,4 дБ) для кодов (6а), (6б), соответственно.

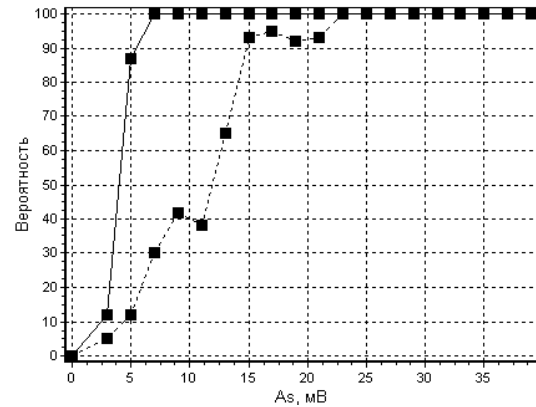


Рис. 6. Вероятность безошибочного декодирования в смеси гауссового ($\sigma^2 = 100$ мВт) и импульсного ($A_p = 200$ мВ, $p = 0,05$) шума с использованием кода (4, а), (4, б)

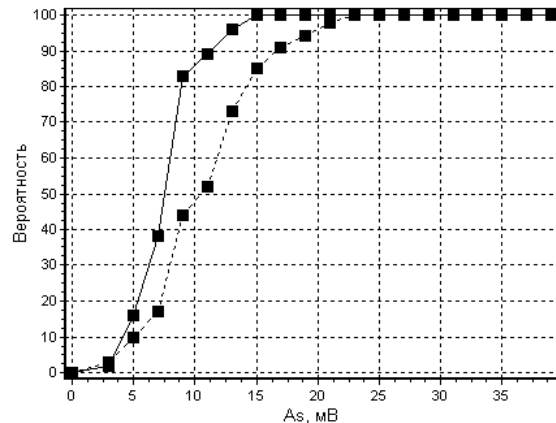


Рис. 7. Вероятность безошибочного декодирования в смеси гауссового ($\sigma^2 = 100$ мВт) и импульсного ($A_p = 200$ мВ, $p = 0,05$) шума с использованием усеченного кода (6а), (6б)

Из рис. 6 и 7 следует, что в системе связи с кодом повторений (6,1) вероятность безошибочного распознавания символов исходного тестового сообщения обеспечивается при пороговой амплитуде, равной $A_T = 22$ мВ. В то же самое время, пороговые значения вероятностей безошибочного распознавания для предлагаемых кодов (4а), (4б) и (6а), (6б) равны $A_T = 8$ мВ и $A_T = 15$ мВ, соответственно.

Следовательно, предлагаемый метод обеспечивает ощутимый выигрыш также в условиях воздействия на входе демодулятора смеси гауссова и импульсного шума.

Заключение

Предложен новый метод помехоустойчивого кодирования в системе передачи и приема дискретных сообщений с использованием избыточных кодов, объем алфавита которых определяется полным или усеченным набором кодовых слов – отсчетов корреляционной функции третьего порядка двух промежуточных ортогональных последовательностей. Тестовыми статистиками при декодировании принятого сообщения служат максимумы модулей оценок биспектров.

В отличие от традиционного метода блочного кодирования основная идея предлагаемого метода заключается не в сравнении и распознавании отдельных кодовых слов, а в использовании для распознавания группы взаимно зависимых кодовых слов, комбинации символов в которых и порядок их следования соответствуют закону изменения КФТП.

Использование априорных сведений о поведении КФТП в совокупности с введенной избыточностью, а также свойств симметрии корреляционной функции третьего порядка и биспектра позволяют обеспечить помехоустойчивость предлагаемого метода.

Полученные результаты иллюстрируют выигрыш, который может быть реализован на практике в цифровых системах связи, работающих в условиях, когда отношение сигнал-помеха по мощности на входе демодулятора значительно меньше единицы, а также при наличии в канале связи смеси гауссового и мощного импульсного шума.

Литература

1. Liao X., Bao Z. Signal reconstruction from accumulation of bispectral radial slices // *Optical Engineering*. – 2000. – Vol. 39, No. 7, – P. 2065-2074.
2. Zhang X., Shi Y., Bao Z. A new feature vector using selected bispectra for signal classification with application in radar target recognition // *IEEE Trans. on Signal Processing*. – 2001. – Vol. 49, No. 9. – P. 1875-1885.
3. Totsky A.V., Kurbatov I.V., Lukin V.V., Egizarian K.O., Astola J.T. Combined bispectrum-filtering techniques for radar output signal reconstruction in ATR applications // *Proceedings of International Conf. "Automatic Target Recognition XIII"*; Orlando (USA). – April 2003. – SPIE Vol. 5094. – P. 301-312.
4. Bartelt H., Lohmann A.W., Wirtzner B. Phase and amplitude recovery from bispectra // *Applied Optics*. – 1984. – Vol. 23. – P. 3121-3129.
5. Nakamura M. Waveform estimation from noisy signals with variable signal delay using bispectrum averaging // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. – 1993. – Vol. 40, No. 2. – P. 118-127.
6. Nikias C.L., Raghuveer M.R. Bispectral estimation: A digital signal processing framework // *Proc. IEEE*. – 1987. – Vol. 75, No. 7 – P. 869-891.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М. Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
8. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
9. Балакришнан А.В., Карлил Дж.В., Рут В.Л., Хелстром К.В., Соломон Г. Теория связи: Пер. с англ. / Под ред. Б.П. Левина. – М.: Связь, 1972. – 392 с.

Поступила в редакцию 27.03.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.В. Печенин, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.