

УДК 621.396:681.34

В.В. НАУМЕНКО, А.В. ТОЦКИЙ

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

ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННЫХ ДВОИЧНЫХ СИГНАЛОВ-ТРИПЛЕТ В КАНАЛЕ С ЗАМИРАНИЯМИ

Предложен способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции и процедуры демодуляции с использованием тестовой статистики обнаружения и различения сигналов-триплет, рассчитываемой в виде пикового значения оценки амплитудного биспектра принятых сигналов. Приведены результаты расчетов вероятности появления ошибочного бита в широком диапазоне изменений отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в радиоканале связи с аддитивным гауссовым шумом с замираниями и без них. Продемонстрировано улучшение показателей помехоустойчивости предложенного способа по сравнению с известными методами частотной манипуляции FSK и FSK-4, в которых принята тестовая статистика обнаружения и различения сигналов в виде оценки максимума корреляционного интеграла.

Ключевые слова: помехоустойчивость, биспектр, триплет, замирания

Введение

Стремительное развитие и совершенствование современных методов и алгоритмов цифровой обработки сигналов позволяет специалистам ставить и решать совершенно новые задачи по обнаружению сигналов на фоне интенсивных помех, различению сигналов, распознаванию и классификации образов на основе анализа тонкой структуры сигналов [1]. В последнее время для решения этих задач во многих технических приложениях стали широко использоваться перспективные методы и алгоритмы обработки данных с использованием кумулянтных функций третьего порядка и их преобразований Фурье - спектров третьего порядка (биспектров). Данные методы позволяют увеличить объем информации о наблюдаемом процессе, уточнить параметры случайного процесса и оценить полноту вероятностных распределений исследуемого процесса [2]. Это дает возможность не только выявить наличие частотно-фазовых связей между дискретными спектральными составляющими наблюдаемого процесса, но и подавить помеху с симметричной плотностью распределения вероятности [3]. На практике часто возникают задачи обработки процессов с неизвестной плотностью распределения вероятности, отличающейся от нормального закона, когда наличие фазовых связей между дискретными спектральными составляющими и отличие закона распределения от нормального являются единственно возможными информативными признаками обнаружения и различения сигналов. Известные энергетические методы обнаружения и различения сигналов, в которых безвозвратно утеряна информация о фазовых связях

частотных компонент и отсутствует различительный признак сигналов в виде отличий их законов плотности распределения вероятности, не позволяют решать ряд практически важных задач.

Цель настоящей статьи заключается в разработке помехоустойчивой системы связи, работающей на основе использования свойств моментных функций третьего порядка и биспектра.

1. Стратегия различения сигналов-триплет, наблюдаемых на фоне помех

Предположим, что на передающем пункте системы связи реализована процедура биспектрально-организованной модуляции (БОМ) высокочастотной несущей. Символам 0 и 1 передаваемых двоичных данных поставлены в соответствие два следующие низкочастотные сигналы-триплеты $s_0(t)$ и $s_1(t)$ [4]

$$s_0(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{0k} t + \varphi_{0k}), \quad (1a)$$

$$s_1(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{1k} t + \varphi_{1k}), \quad (1б)$$

в которых заданы частотно-фазовые связи в виде $f_{03} = f_{01} + f_{02}$; $\varphi_{03} = \varphi_{01} + \varphi_{02}$; $f_{13} = f_{11} + f_{12}$; $\varphi_{13} = \varphi_{11} + \varphi_{12}$.

Полагая, что временное запаздывание сигнала в пункте приема при его распространении на трассе от передатчика отсутствует, а также предположив, что замирание (многолучевое распространение сигнала) отсутствует, на входе приемника наблюдается аддитивная смесь полезного сигнала и аддитивного гауссова шума (АГШ) вида

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

Упрощенная модель (2) соответствует приему

сигнала на фоне АГШ в однолучевом канале связи без замираний.

Задача, решаемая в приемнике, сводится к следующему. Необходимо, приняв колебание (2), определить, какой из двух возможных сигналов (1а) или (1б) был передан на передающем пункте системы связи. Данная задача в теории связи относится к задаче различения двух известных сигналов, наблюдаемых на фоне АГШ.

Обычно, решение этой задачи сводится к построению такой системы, которая обеспечивает наименьшую среднюю вероятность ошибочных решений относительно того, какой сигнал $s_0(t)$ или $s_1(t)$ поступил на вход приемника. В системах цифровой связи общепринятой количественной мерой средней вероятности ошибочных решений служит вероятность битовой ошибки (bit error rate – BER). При передаче двоичных сигналов возможны следующие две ошибочные ситуации:

- при передаче сигнала $s_0(t)$ на приемном пункте сформирована оценка s^* , по которой принято решение о том, что был передан сигнал $s^* = s_1(t)$;

- при передаче сигнала $s_1(t)$ на приемном пункте сформирована оценка s^* , по которой принято решение о том, что был передан сигнал $s^* = s_0(t)$.

Отметим также, что априорная вероятность передачи сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$, как правило, считается одинаковой, т.е. в двоичной системе передачи информации вероятность передачи символов 0 и 1 обычно полагается одинаковой.

Тогда общепринятое в статистической теории связи условие принятия решения можно представить в виде [5]

$$P(\mathbf{R}/s_0) \underset{s^*=s_1^*}{\overset{s^*=s_0^*}{>}} P(\mathbf{R}/s_1), \quad (3)$$

где \mathbf{R} – многомерное пространство сигналов; $P(\mathbf{R}/s_0)$ и $P(\mathbf{R}/s_1)$ – условные плотности вероятностей.

При определении оптимальных правил приема сигналов на фоне помех, обычно, принято считать наиболее важными характеристиками случайных процессов корреляционную функцию и связанный с ней энергетический спектр. Эти классические моментные функции второго порядка широко используются в теории оптимального приема на основе функции правдоподобия.

Нами предлагается новый подход к решению задачи различения двух известных сигналов-триплет на фоне АГШ. Сходство предлагаемого подхода с известным подходом состоит в использовании теории оптимального приема и функции правдоподобия. Отличительная особенность предлагаемых нами правил приема заключается в использовании новых отличительных характеристик случайного

процесса – статистик порядка выше второго: корреляционной функции третьего порядка случайного процесса и биспектра сигнала-триплета.

В системах связи, рассматривая свойство помехи, часто приходится иметь дело с такими случайными величинами, которые являются суммами большого числа независимых случайных величин. При некоторых весьма общих условиях оказывается, что эта сумма имеет распределение, близкое к нормальному, хотя каждое из слагаемых может не подчиняться нормальному закону распределения вероятностей. Эти условия были найдены Ляпуновым и составляют содержание теоремы, названной его именем. Согласно теореме Ляпунова (или ее еще называют центральной предельной теоремой) большинство реальных помех распределено по нормальному закону. Поэтому, использование гауссовой модели помех в рассматриваемой модели (2) представляется достаточно оправданным.

В соответствии с положениями классической теории различения двух известных сигналов на фоне АГШ в качестве меры различения данных сигналов принята оценка отличия принимаемого колебания от сигнала, рассчитываемая в среднем за интервал времени, равный длительности бита.

Отличительной особенностью предлагаемого нами подхода является новая стратегия различения двух известных сигналов на фоне АГШ, когда в качестве меры их различия принята величина, рассчитываемая в виде отличия оценки модуля биспектра принятого колебания от биспектра сигнала-триплета.

Использование для различения двух известных сигналов новой тестовой статистики, рассчитываемой в виде случайной величины – максимума модуля оценки биспектра (биамплитуды) принятого колебания (2) позволяет записать следующие выражения для условных плотностей вероятности – функций правдоподобия при условии, что в наблюдении (2) содержится сигнал

$$P(\mathbf{R}/s_0) = c e^{\frac{[|\langle \hat{B}_r(f_1, f_2) \rangle_M|_{\max} - |\dot{B}_0(f_1, f_2)|_{\max}]^2}{2|\dot{B}_n(f_1, f_2)|^2}}, \quad (4, a)$$

$$P(\mathbf{R}/s_1) = c e^{\frac{[|\langle \hat{B}_r(f_1, f_2) \rangle_M|_{\max} - |\dot{B}_1(f_1, f_2)|_{\max}]^2}{2|\dot{B}_n(f_1, f_2)|^2}}, \quad (4, б)$$

где $|\langle \hat{B}_r(f_1, f_2) \rangle_M|_{\max}$ – максимум осредненной оценки биамплитуды принятого колебания (2), $\langle \dots \rangle_M$ означает осреднение по ансамблю из M сегментов, на которые разбивают длительность бита T_b для получения сглаженной оценки биамплитуды $\langle \hat{B}_r(f_1, f_2) \rangle_M = \langle \dot{R}_i(f_1) \dot{S}_i^*(f_2) \dot{S}_i^*(f_1 + f_2) \rangle_M$, $i = 0, 1$;

$\dot{R}_i(f)$ – преобразование Фурье колебания (2);

$\dot{S}_i(f)$ – преобразование Фурье сигнала триплета (1а) или (1б);

$|\dot{B}_0(f_1, f_2)|_{\max}$ – максимум биамплитуды биспектра сигнала-триплета $s_0(t)$

$$\dot{B}_0(f_1, f_2) = \dot{S}_0(f_1)\dot{S}_0^*(f_2)\dot{S}_0^*(f_1 + f_2);$$

$|\dot{B}_1(f_1, f_2)|_{\max}$ – максимум биамплитуды биспектра сигнала-триплета $s_1(t)$

$$\dot{B}_1(f_1, f_2) = \dot{S}_1(f_1)\dot{S}_1^*(f_2)\dot{S}_1^*(f_1 + f_2);$$

$|\hat{B}_n(f_1, f_2)|$ – оценка биамплитуды АГШ

$$\hat{B}_n(f_1, f_2) = \dot{N}(f_1)\dot{N}(f_2)\dot{N}(f_1 + f_2) > T_b;$$

$\dot{N}(\dots)$ – преобразование Фурье АГШ; c – константа.

С учетом монотонности изменения экспоненциальной функции, можно сравнивать между собой не сами функции правдоподобия (4а) и (4б), а их аргументы. Тогда условие принятия решения (3), отнесенное к биспектральным тестовым статистикам, можно представить в виде

$$\left[\left| \hat{B}_r(f_1, f_2) \right|_{\max} - \left| \dot{B}_0(f_1, f_2) \right|_{\max} \right]^2 \begin{matrix} s^*=s_0 \\ < \\ > \\ s^*=s_1 \end{matrix} \quad (5)$$

$$\left[\left| \hat{B}_r(f_1, f_2) \right|_{\max} - \left| \dot{B}_1(f_1, f_2) \right|_{\max} \right]^2$$

Правило (5) различения двух известных сигналов-триплет по оценкам их биамплитуд относится к правилу максимального правдоподобия. Данное правило означает, что решение в пользу сигнала $s_0(t)$ принимают в случае, когда оценка биамплитуды принятого колебания $|\hat{B}_r(f_1, f_2)|$ в среднем меньше отличается от биамплитуды данного сигнала $|\dot{B}_0(f_1, f_2)|$, т.е. функция $|\hat{B}_r(f_1, f_2)|$ больше похожа на функцию $|\dot{B}_0(f_1, f_2)|$. Решение в пользу сигнала $s_1(t)$ принимают в случае, когда оценка биамплитуды принятого колебания $|\hat{B}_r(f_1, f_2)|$ в среднем меньше отличается от биамплитуды данного сигнала $|\dot{B}_1(f_1, f_2)|$, т.е. функция $|\hat{B}_r(f_1, f_2)|$ больше похожа на функцию $|\dot{B}_1(f_1, f_2)|$.

Для проверки достоверности правила (5) принятия решения о различении сигналов-триплет был проведен компьютерный тест на «гауссовость» предлагаемых биспектральных тестовых статистик $|\hat{B}_r(f_1, f_2)|_{\max}$ с использованием следующих параметров сигналов-триплет (1а, б): $f_{01} = 400$ Гц, $f_{02} = 800$ Гц, $f_{11} = 700$ Гц, $f_{12} = 1100$ Гц, $\varphi_{01} = -\pi/4$, $\varphi_{02} = -\pi/4$, $\varphi_{11} = 0$, $\varphi_{12} = \pi$. Оптимальная длитель-

ность биспектрально-организованного бита в соответствии с [6] была выбрана равной $T_b = 0,01$ с.

Для расчета оценок биспектров и биамплитуд использовался модифицированный m-файл `Visrescd.m` из пакета программ HOSA [7].

Для определения закона распределения оценки биамплитуды передавалось тестовое двоичное сообщение, содержащее 1024 бита.

На рис. 1 и 2 приведены гистограммы оценок биамплитуды при передаче «0» и «1» соответственно при фиксированном значении отношения энергии бита к мощности шума $E_b/N_0 = 10$ дБ.

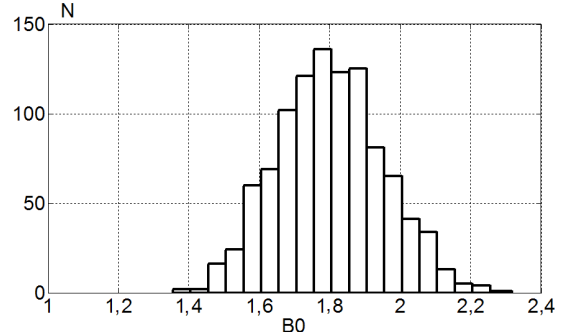


Рис. 1. Гистограмма оценки биамплитуды сигнала-триплета, соответствующего передаче «0»

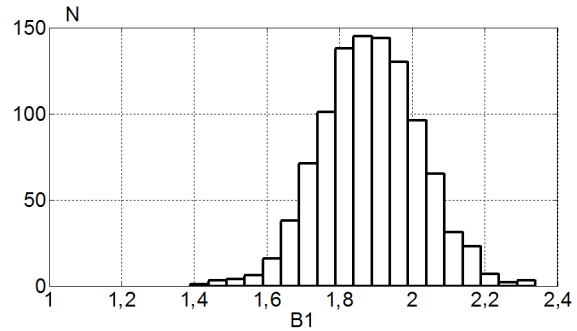


Рис. 2. Гистограмма оценки биамплитуды сигнала-триплета, соответствующего передаче «1»

Из представленных на рис. 1 и 2 гистограмм можно сделать вывод, что оценки биамплитуд распределены по стандартному нормальному закону с математическим ожиданием

$$m|_{B_0} = 1,8; \quad m|_{B_1} = 1,9.$$

2. Сравнительная оценка спектральной эффективности БОМ и FSK

Полоса частот, отведенная для передачи информации с заданной скоростью, является одной из важнейших характеристик систем связи. Для корректного сравнения помехоустойчивости БОМ и известных видов частотной манипуляции FSK и многопозиционной манипуляции FSK-4 необходимо оценить и сравнить их *спектральную эффективность* [5], [8]. Для моделирования FSK были взяты частоты $f_0 = 1200$ Гц и $f_1 = 1800$ Гц, используемые в

модеме TNC2 (протокол AX25). Для моделирования FSK-4 были выбраны частоты $f_{00} = 400$ Гц, $f_{01} = 900$ Гц, $f_{10} = 1400$ Гц, $f_{11} = 1900$ Гц. Скорость передачи данных для всех трех исследуемых видов манипуляции была одинакова и равна $R = 100$ бит/с. На рис. 3 – 5 представлены периодограммы для исследуемых видов цифровой модуляции.

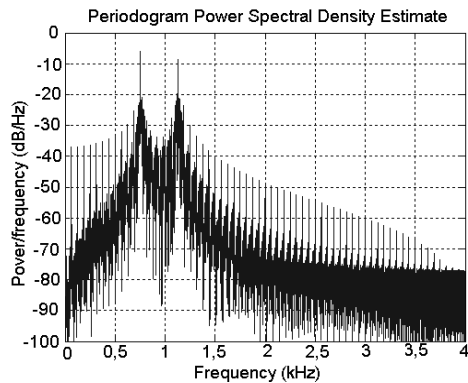


Рис. 3. Периодограмма для FSK

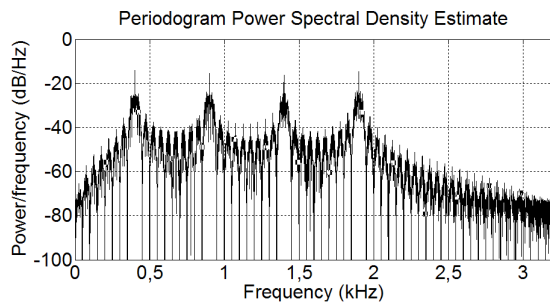


Рис. 4. Периодограмма для FSK-4

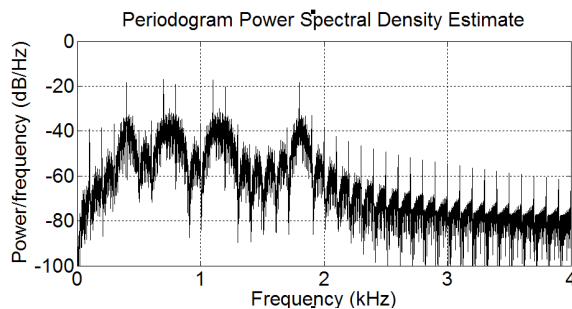


Рис. 5. Периодограмма для БОМ

Из анализа графиков, приведенных на рис. 3 – 5, следует, что полосы частот, занимаемых БОМ, FSK-4 и FSK соответственно равны $W_{\text{БОМ}} = 1400$ Гц, $W_{\text{FSK-4}} = 1500$ Гц и $W_{\text{FSK}} = 600$ Гц. Спектральная эффективность, соответствующая БОМ, FSK-4 и FSK, равна: $R/W_{\text{БОМ}} = 100$ бит/с/1400 Гц = 0,071; $R/W_{\text{FSK-4}} = 100$ бит/с/1500 Гц = 0,067; $R/W_{\text{FSK}} = 100$ бит/с/600 Гц = 0,167.

Из приведенных расчетов видно, что наибольшей спектральной эффективностью обладает FSK. Для БОМ и FSK-4 спектральные эффективности близки. Следовательно, их сравнение представляется наиболее корректным.

3. Анализ помехоустойчивости БОМ

Помехоустойчивость предлагаемого метода биспектрально-организованной модуляции оценивалась для двух случаев: при наличии только частотных связей и при наличии частотно-фазовых связей спектральных компонент в триплетах.

В первом случае: $\varphi_{01} = 0$, $\varphi_{02} = 0$, $\varphi_{03} = 0$, $\varphi_{11} = 0$, $\varphi_{12} = 0$, $\varphi_{13} = 0$. Во втором случае: $\varphi_{01} = -\pi/4$, $\varphi_{02} = -\pi/4$, $\varphi_{11} = 0$, $\varphi_{12} = \pi$. На рис. 6 – 7 приведены сигналы-триплеты с амплитудой $A_0 = 1$ мВ, генерируемые при передаче тестового сообщения [0, 1] для первого и второго случаев соответственно.

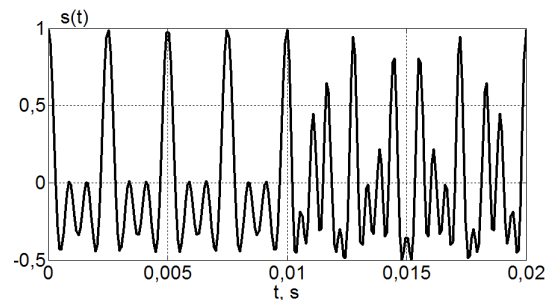


Рис. 6. Случай 1: сигналы-триплеты, соответствующие передаче [0, 1]

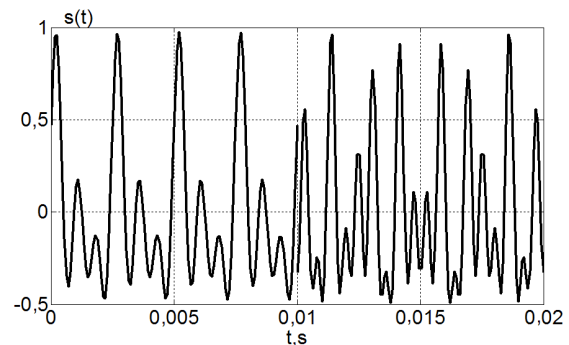


Рис. 7. Случай 2: сигналы-триплеты, соответствующие передаче [0, 1]

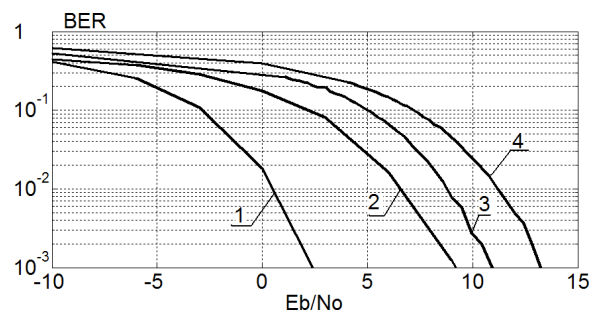


Рис. 8. Случай 1: кривая 1 – БОМ (использовано сглаживающее окно Рао-Габра); кривая 2 – БОМ без окна; кривая 3 – FSK-4; 4 – FSK

Для данных сигналов-триплет был проведен расчет зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум E_b/N_0 на входе демодулятора. Результаты расчетов приведены на рис. 8 – 9 для первого и второго случаев соответственно. Для

получения сглаженной оценки биамплитуды каждый сигнал триплет был разбит на $M = 8$ сегментов с 50% перекрытием. Затем проводилось осреднение по выборке $M = 8$. Для уменьшения растекания биспектра, то есть с целью уменьшения межсимвольной помехи, использовалось сглаживающее окно Рао-Габра.

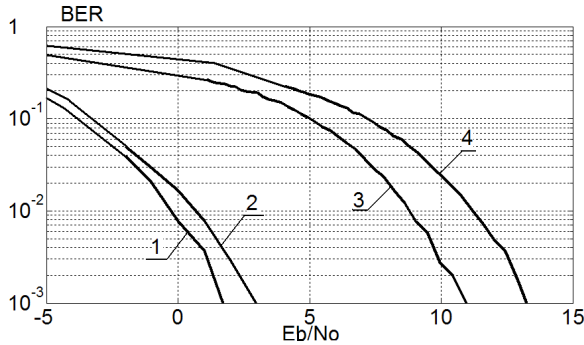


Рис. 9. Случай 2: кривая 1 – БОМ (использовано сглаживающее окно Рао-Габра); кривая 2 – БОМ без окна; кривая 3 – FSK-4; 4 – FSK

Из приведенных на рис. 8 кривых видно, что в случае применения двумерного окна Рао-Габра выигрыш БОМ по сравнению с FSK и FSK-4 составляет 8дБ, а без оконного сглаживания – 2 дБ при $BER = 10^{-3}$. Для случая с фазовыми связями (см. рис. 9) выигрыш составляет 8 дБ без окна и 9,5 дБ с окном Рао-Габра соответственно.

При формировании триплет с фазовыми связями наблюдается большая крутизна спада «водопадных» кривых, что позволяет уменьшить энергию бита для обеспечения безошибочного приема.

4. Устойчивость БОМ к замираниям в канале связи

Рассмотрим наиболее сложный случай кратковременных замираний, когда в течении длительности бита T_b на промежутке времени t_f ($t_f < T_b$) амплитуда принятого сигнала затухает до нуля. При этом локализация отрезка времени t_f замираний меняется от одного бита к другому по случайному закону.

В отличие от упрощенной модели (2) в канале связи с данными замираниями принимаемый сигнал равен

$$r(t) = s(t) * c(t) + n(t), \quad (6)$$

где $c(t) = \begin{cases} t < t_f, 0 \\ t \geq t_f, 1 \end{cases}, t[0, ..T_b]$ – коэффициент ослабления амплитуды.

На рис. 10 – 12 представлены результаты расчетов зависимостей BER от E_b/N_0 для FSK и предлагаемого метода БОМ ($M = 8$, 50% перекрытие). Из сравнительного анализа последних трех графиков видно, что предлагаемый метод БОМ более устойчив к замираниям в канале связи по сравнению с FSK-4 при условии их одинаковой спектральной

эффективности. При этом метод БОМ с фазовыми связями, заданными в сигналах-триплетах (случай 2), отличается максимальной устойчивостью к замираниям.

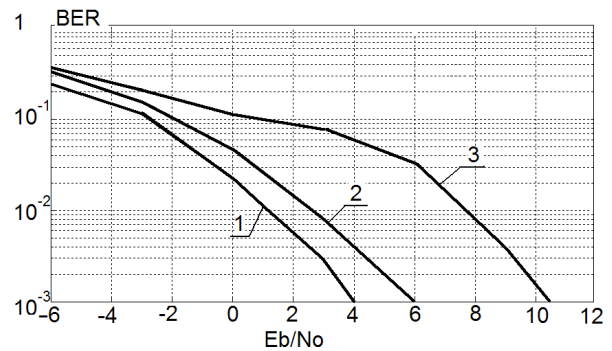


Рис. 10. Случай 1: кривая 1 – БОМ с окном Рао-Габра при воздействии АГШ; кривая 2 – при воздействии АГШ и замираний ($t_f = T_b/4$), 3 – $t_f = T_b/2$

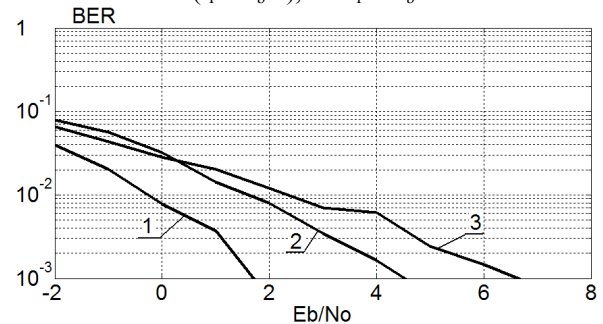


Рис. 11. Случай 2: кривая 1 – БОМ с окном Рао-Габра при воздействии АГШ, кривая 2 – при воздействии АГШ и замираний ($t_f = T_b/4$), 3 – $t_f = T_b/2$

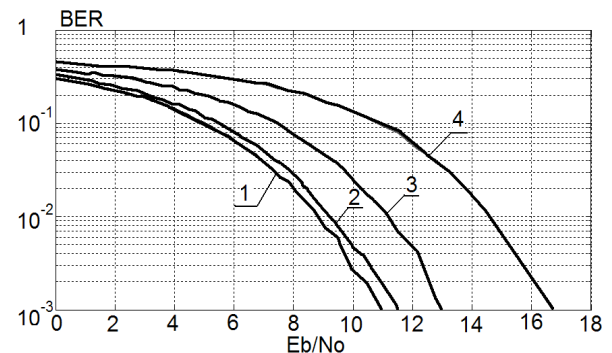


Рис. 12. Многопозиционная манипуляция FSK-4: кривая 1 – при воздействии АГШ, кривая 2 – при воздействии АГШ и замираний $t_f = T_b/16$, кривая 3 – $t_f = T_b/4$, 4 – $t_f = T_b/2$

Заключение

Предложено условие принятия решения для тестовой статистики третьего порядка обнаружения и различения сигналов-триплет. Определен закон распределения оценки биамплитуды таких сигналов, показывающий обоснованность применения общепринятого в статистической теории связи правила принятия решения по максимуму правдоподобия. Приведены результаты расчетов вероятности появ-

ления ошибочного бита в канале с аддитивным гауссовым шумом с замираниями и без них. Проведен сравнительный анализ помехоустойчивости по двум методам формирования сигналов-триплет: с частотными и с частотно-фазовыми связями. Показаны преимущества предложенного метода биспектрально-организованной модуляции по сравнению с классической частотной манипуляцией.

Литература

1. Зеленский, А.А. Биспектральный анализ в приложении к цифровой обработке сигналов [Текст]/А.А. Зеленский, В.В. Лукин, А.В. Тоцкий // Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях; под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – Гл.2 – С. 92–173.
2. Малахов, А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований [Текст]/ А.Н. Малахов. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.
3. Nikias, C.L. Bispectral estimation: A digital signal processing framework [Text]/ C.L. Nikias, M.R. Raghuveer//Proc. IEEE. – 1987. – Vol. 75, No. 7. – P. 869–891.
4. Тоцкий, А.В. Способ повышения помехо-

устойчивости 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. 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.

6. Тоцкий, А.В. Определение оптимальной длительности бита в системе связи с использованием биспектрально-организованной модуляции [Текст] / А.В. Тоцкий, В.В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2011. – №2 (50). – С. 22–26.

7. 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-toolb>. – 10.11.2010 г.

8. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] /А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.

Поступила в редакцию 14.12.2011

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.

ОПТИМАЛЬНЕ ПРИЙМАННЯ БІСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНІЗОВАНИХ ДВІЙКОВИХ СИГНАЛІВ-ТРИПЛЕТ У КАНАЛІ З ЗАВМИРАННЯМИ

В.В. Науменко, О.В. Тоцький

Запропоновано засіб підвищення завадостійкості цифрової системи зв'язку на основі биспектрально-організованої модуляції та процедури демодуляції з використанням тестової статистики виявлення та розрізнення сигналів-триплет, яку розраховують у вигляді пікової величини оцінки амплітудного биспектру прийнятих сигналів. Наведено результати розрахунків ймовірності з'явлення помилкового біту у широкому діапазоні змін відношення енергії біту до спектральної щільності шуму у радіоканалі з адитивним гауссовим шумом з замираннями та без них. Продемонстровано покращення завадостійкості запропонованого способу в порівнянні з відомими методами частотної маніпуляції FSK та FSK-4, де використано класичну тестову статистику у вигляді максимуму кореляційного інтегралу.

Ключові слова: завадостійкість, биспектр, триплет, замирання

OPTIMAL RECEIPTION OF BISPECTRAL-ORGANIZED BINARY SIGNALS-TRIPLETS IN CHANNEL WITH FADING

V.V. Naumenko, A.V. Totzky

A noise-resistant technique based on bispectral-organized modulation and demodulation by using test statistic for signals-triplets detection and discrimination computed in the form of peak value of magnitude bispectrum estimate is proposed. Computation results related to the bit error rate depending upon bit energy to noise spectral density ratio are represented for additive Gaussian noise channel with fading and without fading. The gain and benefit in noise resistance provided by suggested technique comparing to common frequency keying FSK and FSK-4 techniques using test statistic in the form of maximum of correlation integral are demonstrated.

Key words: noise resistance, bispectrum, triplet, fading

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., професор каф. приєма, передачі і обробки сигналів, Національний аерокосмічний університет ім. Н.Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.