

УДК 621.391.812.3

doi: 10.32620/reks.2019.1.05

В. В. НАУМЕНКО, Г. А. ПРОСКУРА, А. В. ТОЦКИЙ, В. Б. ШАРОНОВ*Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского
«Харьковский авиационных институт», Украина*

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАЗВЕТВЛЕННОГО БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННОГО КОДА В НЕСТАЦИОНАРНЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ

Одной из главных проблем в современных беспроводных телекоммуникационных системах и сетях является передача и прием сигналов в условиях многолучевого распространения. За счет неидеальной импульсной характеристики канала связи возникают частотно - селективные замирания передаваемого сигнала. Дифракционные и интерференционные эффекты создают сложную нестационарную структуру электромагнитного поля, которая сильно меняется в пространстве и времени. Предложен метод разветвленного биспектрально-организованного избыточного кодирования, который позволяет принимать и распознавать сигнал в цифровой системе связи в условиях наличия аддитивного гауссова шума, многолучевого распространения радиоволн, замираний, случайных задержек сигнала, а также случайных изменений доплеровского сдвига частоты. 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 случайным временным задержкам сигнала. Предлагаемый метод построен на основе решения задачи многоальтернативного обнаружения и различения известных сигналов-триплет на фоне помех по тестовой статистике – оценке амплитудного биспектра с помощью сравнения между собой соответствующих пиковых величин биамплитуд на выходе согласованного биспектрального фильтра. Поскольку биамплитуда служит мерой оценки вклада частотно-фазовых зависимостей, заданных в полигармоническом сигнале, то правило приема состоит в выборе в качестве решения биспектрально - организованного сигнала – триплета, частотные зависимости которого наиболее похожи на частотные зависимости в принятом колебании. Целью работы является обоснование преимуществ использования разветвленного биспектрально-организованного кода в цифровых системах радиосвязи в условиях замираний и многолучевого распространения радиоволн по сравнению с известным избыточным кодом. Результаты компьютерного статистического моделирования систем связи с предлагаемым методом кодирования и известным показывают меньшую вероятность символической ошибки для разветвленного биспектрально - организованного избыточного кодирования в условиях многолучевых каналов распространения радиоволн в рамках рассмотренных моделей замираний Райса и Релея. Проведенное компьютерное моделирование показывает, что предлагаемый метод разветвленного биспектрально-организованного избыточного кодирования обеспечивает улучшение помехоустойчивости в условиях распространения радиоволн в канале с аддитивным белым гауссовым шумом, а также в многолучевом канале радиосвязи с быстрыми и медленными замираниями по сравнению с известной частотно-избыточной системой – прототипом.

Ключевые слова: биспектр; биамплитуда; частотно-селективные замирания; избыточный код; вероятность символической ошибки.

Введение

В системах радиосвязи многолучевость возникает как результат многократного отражения передаваемого сигнала от различных препятствий на пути распространения радиоволн. Отраженные сигналы способны интерферировать с прямым лучом, имеющим наибольшую интенсивность. Сигналы разных лучей сдвинуты по времени друг относительно друга, что обусловлено различной длиной трассы их распространения [1 – 3]. Поскольку прак-

тически всегда существует несколько путей распространения радиоволн от передатчика к приемнику, то в точке приема разные копии одного и того же сигнала интерферируют друг с другом, создавая глубокие замирания радиоволн, которые в основном и влияют на качество передачи информации и пропускную способность системы.

Вообще говоря, сигналы разных лучей могут иметь различные амплитуды, начальные фазы, временные задержки и доплеровские сдвиги частоты. Частотно-временные сдвиги сигналов в многолуче-

вом канале связи вызывают так называемые селективные, т.е. зависящие от времени или частоты, замирания. При частотно-селективных замираниях отдельные составляющие принимаемого сигнала имеют разные амплитуды и сдвиги начальной фазы. Этот вид замираний приводит к искажению формы спектра и, как следствие, к снижению качества связи [3 – 5]. Таким образом, повышение помехоустойчивости рассмотренных систем является одной из важнейших задач современных телекоммуникационных технологий.

В настоящей работе предлагается подход к повышению помехоустойчивости цифровых систем радиосвязи, в основе которого лежит использование разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода.

Обработка сигналов с использованием корреляционных функций третьего порядка и биспектрального анализа позволяет выявить в наблюдаемом сигнале 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 случайным временным задержкам сигнала [6 – 8].

Результаты предварительных исследований систем беспроводной связи, которые построены на основе использования свойств биспектра, демонстрируют высокую помехоустойчивость данных систем связи в условиях воздействия интенсивных аддитивных помех в каналах радиосвязи [9 – 13].

Целью данной работы является изучение эффективности использования разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода для повышения помехоустойчивости цифровых систем радиосвязи при работе в условиях замираний и многолучевого распространения радиоволн.

1. Постановка задачи

Целью предлагаемого метода кодирования является повышение помехоустойчивости систем связи с разветвленным избыточным кодированием и коррекция разрушенной информации. Предлагаемый метод построен на основе решения задачи многоальтернативного обнаружения и различения известных сигналов-триплет на фоне помех по тестовой статистике – оценке амплитудного биспектра с помощью сравнения между собой соответствующих пиковых величин биамплитуд на выходе согласо-

ванного биспектрального фильтра. Поскольку биамплитуда служит мерой оценки вклада частотно-фазовых зависимостей, заданных в полигармоническом сигнале, то правило приема состоит в выборе в качестве решения биспектрально-организованного сигнала-триплета, частотные зависимости которого наиболее похожи на частотные зависимости в принятом колебании.

Формулировка задачи сводится к следующему: требуется решить задачу многоальтернативного (четыреальтернативного – по количеству кодовых слов) различения известных сигналов-триплет на фоне помех по тестовой статистике – оценке амплитудного биспектра (биамплитуды) с помощью сравнения между собой соответствующих пиковых величин биамплитуд на выходе согласованного биспектрального фильтра и принятия решения о приеме одного из четырех кодовых слов по величине максимума биамплитуды на основе правила максимума правдоподобия.

2. Обзор существующих методов

Наиболее близким к предлагаемому методу кодирования является описанный в статье [14] избыточный код, структура и принцип формирования которого представлены в таблице 1.

Достоинства биспектральной обработки сигналов, такие как: возможность выявления фазовых взаимосвязей спектральных компонент в наблюдении, высокая помехоустойчивость по отношению к аддитивному гауссову шуму и инвариантность к задержкам сигнала лежат в основе предлагаемого разветвленного биспектрально-организованной способа кодирования для системы беспроводной цифровой связи [9 – 13, 15]. В данном способе информацию при передаче сообщения «закладывают» не в виде классических изменений амплитуды, частоты или фазы несущей, а в виде двух модулирующих ортогональных колебаний – сигналов-триплетов.

Информация, подлежащая передаче, задана в двоичном формате. Для обеспечения помехозащищенности на передающем пункте связи последовательность бит информационного потока подвергают секционированию, т.е. выполняют группирование бит в блоки, каждый из которых содержит k двоичных цифр. С помощью кодера 2^k блоков отображают в код, содержащий L кодовых слов, каждое из которых имеет размерность N .

Как следует из таблицы 1, каждое кодовое слово ($L=4$) генерируют с помощью совокупности 4 частот, которые распределены в каждом отдельном кодовом слове в виде заданной последовательности пяти частотных позиций ($N = 5$).

Таблица 1
Построение кодовых слов в избыточном
коде-прототипе

Вход кодера: бинарные блоки		Частоты синтезатора				
0	0	f_0	f_1	f_2	f_3	f_1
0	1	f_1	f_0	f_3	f_2	f_0
1	0	f_3	f_2	f_1	f_0	f_2
1	1	f_2	f_3	f_0	f_1	f_3

Для обеспечения ортогональности кодовых слов [16], требуемой для их различения в пункте приёма, отличие кодовых слов друг от друга выполнено с помощью перестановок четырёх частот в очередности их позиций. Каждому кодовому слову соответствует временная последовательность гармонических колебаний, содержащая N дискретных частот. Длительность временной последовательности соответствует длительности передаваемого в радиоканал связи N -размерного кодового слова и равна T_w секунд.

Передаче бинарного блока 00 в течение интервала времени передачи кодового слова T_w соответствует временная последовательность гармонических колебаний

$$\begin{aligned} S_0(t) &= A_0 \cos(2\pi f_0 t), S_1(t) = A_0 \cos(2\pi f_1 t), \\ S_2(t) &= A_0 \cos(2\pi f_2 t), S_3(t) = A_0 \cos(2\pi f_3 t), \\ S_1(t) &= A_0 \cos(2\pi f_1 t), \end{aligned} \quad (1a)$$

Передаче бинарного блока 01 в течение интервала времени T_w соответствует временная последовательность гармонических колебаний

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_0 \cos(2\pi f_1 t), S_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t), \\ S_2(t) &= A_0 \cos(2\pi f_2 t), S_3(t) = A_0 \cos(2\pi f_3 t), \\ S_0(t) &= A_0 \cos(2\pi f_0 t), \end{aligned} \quad (1б)$$

Передаче бинарного блока 10 в течение интервала времени T_w соответствует временная последовательность гармонических колебаний

$$\begin{aligned} S_2(t) &= A_0 \cos(2\pi f_2 t), S_3(t) = A_0 \cos(2\pi f_3 t), \\ S_1(t) &= A_0 \cos(2\pi f_1 t), S_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t), \\ S_2(t) &= A_0 \cos(2\pi f_2 t), \end{aligned} \quad (1в)$$

Передаче бинарного блока 11 в течение интервала времени T_w соответствует временная последовательность гармонических колебаний

$$\begin{aligned} S_2(t) &= A_0 \cos(2\pi f_2 t), S_3(t) = A_0 \cos(2\pi f_3 t), \\ S_1(t) &= A_0 \cos(2\pi f_1 t), S_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t), \\ S_3(t) &= A_0 \cos(2\pi f_3 t), \end{aligned} \quad (1г)$$

Обнаружение и различение кодовых слов в пункте приема на фоне помех сводится к следующим процедурам обработки.

Приемное устройство содержит четыре канала по числу кодовых слов. Для обнаружения и различения кодовых слов используют метод оптимального корреляционного приема (правило максимума правдоподобия). Принятый сигнал в смеси с аддитивным гауссовым шумом и при воздействии замираний вида

$$r(t) = c(t, f) S_i(t) + n(t), \quad i = 0, \dots, 3, \quad (2)$$

где индекс i соответствует равновероятному событию – приёму одного из четырёх возможных кодовых слов, поступает одновременно на входы четырёх каналов обработки сигнала; скорость изменения $c(t, f)$ определяет быстрые или медленные замирания в канале связи.

Скорость замираний может быть высокой (т.н. быстрые), когда случайная величина $c(t, f)$ в (2) остаётся неизменной, например, только в течение передачи одного или нескольких кодовых слов, но эта случайная величина меняется при передаче соседнего кодового слова (или соседних кодовых слов) в потоке передачи данных. Медленные замирания возникают в ситуации, когда случайная величина $c(t, f)$ остаётся неизменной в течение передачи достаточно большого количества кодовых слов, например, в течение передачи десяти или более кодовых слов.

В четырех каналах обработки в течение интервала времени $[0, T_w]$ оценивают степень схожести (корреляцию) принятого колебания (2) с сигналами-репликами (копиями), которые соответствуют последовательности гармонических колебаний (1a) – (1г) и хранятся в памяти устройства обработки приемника.

В первом канале обработки на выходах пяти корреляторов (число корреляторов соответствует числу частот в кодовом слове), настроенных на обнаружение бинарного блока 00 (кодовое слово задано последовательностью пяти частот f_0, f_1, f_2, f_3, f_1), будет наблюдаться временная последовательность из следующих пяти откликов.

Во втором канале обработки на выходах пяти корреляторов, настроенных на обнаружение бинарного блока 01 будет наблюдаться временная последовательность из следующих пяти откликов (3б).

$$\left\{ \begin{aligned} R_{10} &= \int_0^{T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_0 t) dt \\ R_{11} &= \int_{T_w/5}^{2T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_1 t) dt \\ R_{12} &= \int_{2T_w/5}^{3T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_2 t) dt \\ R_{13} &= \int_{3T_w/5}^{4T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_3 t) dt \\ R_{11} &= \int_{4T_w/5}^{T_w} r(t)A_0 \cos(2\pi f_1 t) dt \end{aligned} \right. \quad (3a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{21} &= \int_0^{T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_1 t) dt \\ R_{20} &= \int_{T_w/5}^{2T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_0 t) dt \\ R_{23} &= \int_{2T_w/5}^{3T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_3 t) dt \\ R_{22} &= \int_{3T_w/5}^{4T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_2 t) dt \\ R_{20} &= \int_{4T_w/5}^{T_w} r(t)A_0 \cos(2\pi f_0 t) dt \end{aligned} \right. \quad (3б)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{33} &= \int_0^{T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_3 t) dt \\ R_{32} &= \int_{T_w/5}^{2T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_2 t) dt \\ R_{31} &= \int_{2T_w/5}^{3T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_1 t) dt \\ R_{30} &= \int_{3T_w/5}^{4T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_0 t) dt \\ R_{32} &= \int_{4T_w/5}^{T_w} r(t)A_0 \cos(2\pi f_2 t) dt \end{aligned} \right. \quad (3в)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{42} &= \int_0^{T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_2 t) dt \\ R_{43} &= \int_{T_w/5}^{2T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_3 t) dt \\ R_{40} &= \int_{2T_w/5}^{3T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_0 t) dt \\ R_{41} &= \int_{3T_w/5}^{4T_w/5} r(t)A_0 \cos(2\pi f_1 t) dt \\ R_{43} &= \int_{4T_w/5}^{T_w} r(t)A_0 \cos(2\pi f_3 t) dt \end{aligned} \right. \quad (3г)$$

В третьем канале обработки на выходах пяти корреляторов, настроенных на обнаружение бинарного блока 10 появится последовательность из следующих пяти откликов (3в).

В четвертом канале обработки на выходах пяти корреляторов, настроенных на обнаружение бинарного блока 11 появится последовательность из следующих пяти откликов (3г).

Выходы корреляторов (3а) – (3г) каждого из четырех каналов поступают на устройство сравнения (компаратор). В компараторе выполняют срав-

нительный анализ последовательности величин откликов (3а) – (3г) с целью выявления наилучшего соответствия априорно известным последовательностям частотных позиций в кодовых словах. Решение об обнаружении и распознавании переданного бинарного блока (кодového слова) принимают по величине максимумов последовательности выходов корреляторов того канала, в котором наблюдается наилучшее соответствие последовательности величин выходов корреляторов с последовательностью известных частотных позиций в переданном кодовом слове.

Таким образом, для кода-прототипа оптимальная процедура различения известных сигналов с одинаковыми энергиями состоит в формировании последовательностей корреляционных интегралов (3) принятой реализации (2) и их сравнении с копиями последовательностей передаваемых сигналов (1), а также в выборе в качестве решения последовательности сигналов, наиболее похожей на последовательность принятых колебаний. Поскольку корреляционный интеграл является мерой сходства сигналов, то правило приема в этом случае состоит в выборе в качестве решения сигнала, наиболее похожего на принятое колебание.

Проиллюстрируем устойчивость кода-прототипа по отношению к воздействию замираний в радиоканале связи. Данная устойчивость обеспечивается частотной избыточностью кода-прототипа. Как следует из таблицы 1, каждое из четырех передаваемых кодовых слов содержит, как минимум, четыре разные частоты, и каждое кодовое слово отличается от других кодовых слов по всем позициям в последовательности частот. В качестве иллюстративного примера рассмотрим передачу в радиоканал бинарного блока 00, т.е. предположим, что передана последовательность частот f_0, f_1, f_2, f_3, f_1 . Предположим, что частотно-селективное замирание проявилось на частотах f_0, f_1, f_3 . Следовательно, в результате замираний, последовательность частот в принятом колебании выглядит как: x, x, f_2, x, x . Однако следует обратить внимание на то, что только в первом кодовом слове частота f_2 находится в средней позиции в последовательности пяти частот. Поэтому в устройстве декодирования на приемном пункте может быть распознан бинарный блок 00, несмотря на воздействие замираний.

В дополнение к приведенному иллюстративному примеру следует отметить способность кода-прототипа к коррекции ошибок. Так как каждое кодовое слово отличается от других по пяти частотным позициям, то избыточный код-прототип способен корректировать появление двух ошибок в кодовом слове. Для иллюстрации способности кода к коррекции ошибок рассмотрим пример передачи в

радиоканал бинарного блока 00, т.е. предположим, что передана последовательность частот f_0, f_1, f_2, f_3, f_1 . Предположим, что первые два частотных символа переданы с ошибками. Например, декодер обнаружил последовательность частот равную: f_2, f_3, f_2, f_3, f_1 . В приемном устройстве эту последовательность сравнивают со всеми другими возможными частотными последовательностями. Так как декодированная последовательность частот совпадает по трем позициям с первым кодовым словом, и, в то же самое время, совпадает с другими кодовыми словами не более чем по двум частотным позициям, в приемном устройстве существует возможность распознавания именно первого кодового слова. Кроме этого код-прототип обладает способностью коррекции более чем двух ошибок. Предположим, что в переданной в пункте передачи последовательности частот f_0, f_1, f_2, f_3, f_1 в пункте приема наблюдаются три ошибки. При этом в принятом сигнале возможны следующие комбинации частот f_2, f_1, f_3, f_0, f_1 и f_1, f_1, f_2, f_0, f_3 . В приемном устройстве выполняется сравнение данных частотных последовательностей. Последовательность частот f_2, f_1, f_3, f_0 соответствует первому кодовому слову по двум позициям и, в то же самое время, соответствует трем другим кодовым словам не более чем по одной позиции. Поэтому, декодер способен различить первое кодовое слово. Подобные рассуждения справедливы для второй рассматриваемой последовательности частот f_1, f_1, f_2, f_0, f_3 . Следовательно, код-прототип обладает способностью корректировать три ошибки, возникающие в кодовом слове.

3. Метод биспектрально-организованного избыточного кодирования

Рассмотрим принцип формирования предлагаемого разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода. Остановимся на описании биспектральной системы связи с параметрами: $k=2, N=5, L=4$, которые соответствуют параметрам кода-прототипа.

Кодовые слова поступают на частотный синтезатор, с помощью которого генерируют L наборов биспектрально-организованных триплет, т.е. таких троек частот, в которых одна из частот задана равной сумме двух других частот. Таким образом, в модулирующее колебание закладывают информативный признак в виде специально заданных частотно-фазовых связей. Каждому кодовому слову соответствует полигармонический импульс, содержащий N дискретных частот, которые связаны между собой суммарной зависимостью. Длительность полигармонического импульса, соответствующая

длительности передаваемого в радиоканал связи N -размерного кодового слова, равна T_w секунд. Полученная последовательность аналоговых сигналов – полигармонических импульсов – подвергается гетеродинированию, усилению и передаче в радиоканал связи на высокочастотной несущей.

На приемном пункте выполняют оптимальную обработку сигналов с помощью биспектрального фильтра, согласованного с частотными зависимостями, которые «заложены» на передающем пункте в биспектрально-организованные триплеты в виде выше отмеченных частотных зависимостей в тройках частот. Биспектральная согласованная фильтрация дает возможность подчеркивать сильные, т.е. связанные зависимостью частотные компоненты, содержащиеся в полезном сигнале-триплете, и ослаблять слабые, т.е. частотно-независимые, спектральные компоненты, присутствующие в помехе. Для принятия решения о различении биспектрально-организованных кодовых слов используют правило максимума правдоподобия. В качестве тестовой статистики в биспектральном фильтре используют оценку амплитудного биспектра принятого колебания. При этом выход согласованного биспектрального фильтра не чувствителен к задержкам принятого колебания в канале связи. В результате отношение сигнал-шум на выходе биспектрального согласованного фильтра должно быть большим и достаточным для обеспечения требуемой величины символьной ошибки.

Структура построения кодовых слов предлагаемого избыточного биспектрального кода представлена в таблице 2.

Таблица 2

Построение кодовых слов с помощью биспектрально-организованных триплет

Вход кодера: бинарные блоки	Частоты синтезатора	Част. связи в биспектрально-организованных триплетах
0 0	$f_0 \quad f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4$	$f_2=f_0+f_1=f_3+f_4$
0 1	$f_5 \quad f_6 \quad f_7 \quad f_8 \quad f_9$	$f_7=f_5+f_6=f_8+f_9$
1 0	$f_{10} \quad f_{11} \quad f_{12} \quad f_{13} \quad f_{14}$	$f_{12}=f_{10}+f_{11}=f_{13}+f_{14}$
1 1	$f_{15} \quad f_{16} \quad f_{17} \quad f_{18} \quad f_{19}$	$f_{17}=f_{15}+f_{16}=f_{18}+f_{19}$

Согласно данным таблицы 2 каждое из четырех кодовых слов генерируют с помощью пяти частот, имеющих заданные взаимосвязи. Каждое кодовое слово, соответствующее своему бинарному блоку, содержит два триплета. Формирование двух ортогональных сигналов-триплет в каждом кодовом слове необходимо для создания такой частотной избыточности в коде, чтобы корректировать разрушение

информации вследствие воздействия частотно-селективных замираний в канале связи.

Передаче бинарного блока 00 соответствуют два триплета

$$S_{00}(t) = A_0 \sum_{k=0}^2 \cos(2\pi f_k t), \quad (4a)$$

$$f_2 = f_0 + f_1, \quad t \in \left[0, \frac{T_w}{2}\right],$$

$$S'_{00}(t) = A_0 \sum_{k=2}^4 \cos(2\pi f_k t), \quad (4b)$$

$$f_2 = f_3 + f_4, \quad t \in \left[\frac{T_w}{2}, T_w\right].$$

Передаче бинарного блока 01 соответствуют два триплета

$$S_{01}(t) = A_0 \sum_{k=5}^7 \cos(2\pi f_k t), \quad (5a)$$

$$f_7 = f_5 + f_6, \quad t \in \left[0, \frac{T_w}{2}\right],$$

$$S'_{01}(t) = A_0 \sum_{k=7}^9 \cos(2\pi f_k t), \quad (5b)$$

$$f_7 = f_8 + f_9, \quad t \in \left[\frac{T_w}{2}, T_w\right].$$

Передаче бинарного блока 10 соответствуют два триплета

$$S_{10}(t) = A_0 \sum_{k=10}^{12} \cos(2\pi f_k t), \quad (6a)$$

$$f_{12} = f_{10} + f_{11}, \quad t \in \left[0, \frac{T_w}{2}\right],$$

$$S'_{10}(t) = A_0 \sum_{k=12}^{14} \cos(2\pi f_k t), \quad (6b)$$

$$f_{12} = f_{13} + f_{14}, \quad t \in \left[\frac{T_w}{2}, T_w\right].$$

Передаче бинарного блока 11 соответствуют два триплета

$$S_{11}(t) = A_0 \sum_{k=15}^7 \cos(2\pi f_k t), \quad (7a)$$

$$f_{17} = f_{15} + f_{16}, \quad t \in \left[0, \frac{T_w}{2}\right],$$

$$S'_{11}(t) = A_0 \sum_{k=17}^{19} \cos(2\pi f_k t), \quad (7b)$$

$$f_{17} = f_{18} + f_{19}, \quad t \in \left[\frac{T_w}{2}, T_w\right].$$

Поток кодовых слов передают в радиоканал связи в виде последовательностей полигармонических импульсов – сигналов-триплет, которыми модулируют несущую. В радиоканале связи на передаваемый сигнал воздействуют такие виды помех: аддитивный гауссов шум, замирания, доплеровские смещения частоты и случайные задержки. После понижения частоты, обработке в пункте приема подлежат биспектрально-организованные сигналы-триплеты. Принятый сигнал $r(t)$, искаженный воздействием помех в канале связи, запишем в виде следующего уравнения наблюдения:

$$r(t) = c(t, f) S_{ik}(t) + n(t), \quad i, k = 0, 1, \quad (8)$$

где индексы i, k соответствуют равновероятному событию – приему одного из четырех возможных кодовых слов.

Рассмотрим структуру построения приемного устройства, необходимую для решения поставленной задачи. Структура приемника представлена на рис. 1.

Приемник на рис. 1 содержит четыре канала в соответствии с числом различаемых ортогональных кодовых слов. В каждом канале обработки определяют корреляцию в частотной области спектральной компоненты преобразования Фурье принятого колебания (8) и спектральных компонент преобразований Фурье реплик сигналов-триплет (4) – (7). В устройстве сравнения (компараторе) определяют канал с максимальным значением биамплитуды и если это 1-й канал, то принимается решение о различении одного из четырех кодовых слов.

Обнаружение и различение кодовых слов в пункте приема сводится к следующей последовательности процедур обработки.

1. Преобразование Фурье принятого колебания (8):

$$R(f) = \int_0^{T_w} [r(t)] e^{-j2\pi f t} dt. \quad (9)$$

2. Расчет оценок биамплитуды с использованием преобразования Фурье реплик сигналов-триплет (4) – (7) в каждом канале обработки

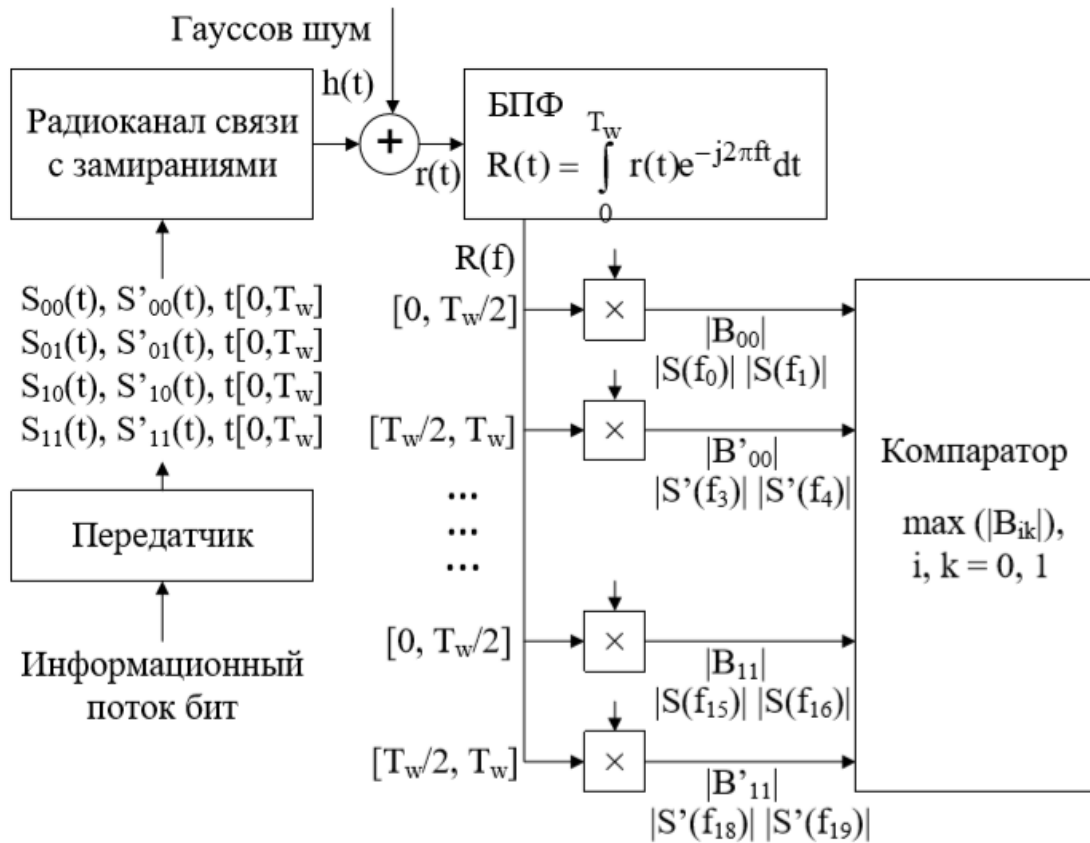


Рис. 1. Структура системы цифровой радиосвязи с использованием разветвленного избыточного биспектрально-организованного кода

$$|B_{00}| = |R(f_0)| |S(f_1)| |S^*(f_0 + f_1)|, \quad (10a)$$

$$|B'_{00}| = |R(f_3)| |S(f_4)| |S^*(f_3 + f_4)|, \quad (10б)$$

$$|B_{01}| = |R(f_5)| |S(f_6)| |S^*(f_5 + f_6)|, \quad (11a)$$

$$|B'_{01}| = |R(f_8)| |S(f_9)| |S^*(f_8 + f_9)|, \quad (11б)$$

$$|B_{10}| = |R(f_{10})| |S(f_{11})| |S^*(f_{10} + f_{11})|, \quad (12a)$$

$$|B'_{10}| = |R(f_{13})| |S(f_{14})| |S^*(f_{13} + f_{14})|, \quad (12б)$$

$$|B_{11}| = |R(f_{15})| |S(f_{16})| |S^*(f_{15} + f_{16})|, \quad (13a)$$

$$|B'_{11}| = |R(f_{18})| |S(f_{19})| |S^*(f_{18} + f_{19})|, \quad (13б)$$

3. Сравнение между собой величин биамплитуд (10) – (13) и принятие решения о различении кодового слова по максимальной величине биамплитуды в соответствии с максимумом правдоподобия.

Таким образом, для предлагаемого кода оптимальная процедура различения известных сигналов-триплет состоит в формировании последовательно-оценок биамплитуды (10) – (13), рассчитываемых

в виде тройного произведения амплитудного спектра принятой реализации (9) и двух копий амплитудных спектров передаваемых биспектрально-организованных сигналов (10) – (13), их сравнении и в выборе в качестве решения биамплитуды сигнала наиболее похожей на биамплитуду принятого колебания. Поскольку биамплитуда служит мерой оценки частотных зависимостей, присутствующих в полигармоническом сигнале, то правило приема в этом случае состоит в выборе в качестве решения биспектрально-организованного сигнала-триплета, частотные зависимости которого наиболее похожи на частотные зависимости в принятом колебании.

Для иллюстрации способности предлагаемого биспектрально-организованного избыточного кода корректировать разрушение информации, вызванное замираниями в канале связи, предположим, что кодирован, например, бинарный блок 00, и, следовательно, генерируется соответствующее кодовое слово, содержащее пять частот $f_0; f_1; f_2; f_3; f_4$, причем эти частоты взаимосвязаны в соответствии с (4а, б): $f_2 = f_0 + f_1$ (первый триплет, передаваемый в радиоканал в пределах интервала времени $[0, \frac{T_w}{2}]$ и $f_2 = f_3 + f_4$; (второй триплет, передаваемый в радио-

канал в течении интервала времени $\left[\frac{T_w}{2}, T_w\right]$. Предположим, что на частотах первого триплета, например, на частотах f_0 и f_1 наблюдается интенсивное замирание в канале связи. В этой ситуации коэффициент $c(t, f_0, f_1)$ в (8) стремится к нулю. В то же самое время, на частотах второго триплета, т.е. на частотах f_3 и f_4 эффект замирания предполагается незначительным, т.е. величина $c(t, f_3, f_4) \rightarrow 1$. Тогда в соответствующем канале обработки сигналов в пункте приема, несмотря на отмеченное замирание на частотах f_0 и f_1 , будет наблюдаться пик биамплитуды $|B'_{00}|$ вида (10б), лежащий на частотах f_3 и f_4 в двухчастотной (биспектральной) области. Величина данного пикового значения биамплитуды будет достаточной для распознавания кодового слова, соответствующего передаче бинарного блока 00.

Общепринятым критерием оценки показателя помехозащищенности в цифровых системах связи является зависимость вероятности символьной ошибки (SER) от энергетического отношения сигнал/шум (SNR).

Поскольку при передаче потока битов прием произвольного триплета считается равновероятным событием, а величины энергии сигналов-триплет могут в принципе немного отличаться друг от друга, то при расчете отношения сигнал-шум используем усредненную оценку величины SNR вида

$$SNR = \frac{E_w}{\sigma_n^2} = \frac{1}{8} \sum_{m=1}^8 E_{ikm}, \quad (14)$$

где E_w – средняя энергия сигнала, соответствующая передаче произвольного кодового слова;

$E_{ikm} = \int_0^{T_w/2} [S_{ik}(t)]^2 dt$, $i, k = 0, 1$ – энергия произвольного сигнала-триплета из (4) – (7),

$\sigma_n^2 = \int_0^{T_{\text{observ}}} [n(t)]^2 dt$ – дисперсия аддитивного шума, рассчитанная на достаточно большом интервале наблюдения (генерирования шума), заданном в генераторе шума.

Для оценки эффективности предлагаемого разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода необходимо корректно сравнить его показатели с показателями наиболее близкого к предлагаемому разветвленного избыточного кода-прототипа. Для сравнения воспользуемся зависимостями вероятности символьной ошибки от отношения сигнал/шум.

Расчет отношения сигнал-шум в цифровой системе связи-прототипе должен быть согласован с соответствующим расчетом (14). Для корректности сравнения на графике зависимостей вероятности символьной ошибки от отношения сигнал-шум по-

следняя величина, откладываемая по оси абсцисс, должна быть одинаковой для предлагаемого подхода и подхода-прототипа. Поэтому расчет величины отношения сигнал-шум для подхода-прототипа должен быть выполнен в соответствии со следующей формулой

$$SNR = \frac{E_w}{\sigma_n^2} = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 E_i, \quad (15)$$

где $E_i = \int_0^{T_w/5} [S_i(t)]^2 dt$, $i = 1, \dots, 5$ – энергия последовательности сигналов (1) в кодовом слове. При этом считаем, что энергии гармонических колебаний в последовательностях (1) приблизительно одинаковы.

Правильный выбор величин частот при моделировании является важным, во-первых, с точки зрения обеспечения ортогональности сигналов, необходимой для достаточного корреляционного различения сигналов в приемном пункте, и, во-вторых, с точки зрения обеспечения разрешения частот биспектрально-организованных триплет в двухчастотной области.

Согласно (1) при некогерентном (т.е. не учитывающем фазовые соотношения в сигналах (1)) способе-прототипе передачи сигналов условие ортогональности имеет вид

$$\frac{1}{E_i} \int_0^{T_w/4} \cos(2\pi f_i t) \cos(2\pi f_k t) dt = 0, \quad (16)$$

$i, k = 0, 1, 2, 3.$

При выполнении условия ортогональности (16) последовательности гармонических колебаний (1) корреляционный приемник обеспечивает наилучшее различение последовательность частот в принятом кодовом слове по величинам выходов корреляторов (3).

Из (16) следует, что при заданной скорости передачи кодового слова, равной $\frac{1}{T_w}$, минимальное расстояние между четырьмя тонами f_0, f_1, f_2 и f_3 при компьютерном моделировании должно быть выбрано равным

$$f_i - f_k = \frac{1}{(T_w/4)}, \quad i, k = 0, 1, 2, 3. \quad (17)$$

Согласно (17), если манипуляция сигналами (переключение сигналов (1) в их последовательности, заданной для передачи кодового слова) происходит со скоростью $\frac{1}{(T_w/4)}$ символов/с, то сигналы

ортогональны. Если манипуляция происходит быстрее, сигналы не ортогональны. Поэтому, следует, в первую очередь, обратить внимание на ортогональность сигналов при фиксированной скорости передачи тестового сообщения.

При компьютерном моделировании передачи тестового потока бит с использованием предлагаемого биспектрально-организованного кода следует обратить внимание на частотное разрешение пиков амплитудного биспектра биспектрально-организованных триплет (4) – (7) в двухчастотной области. Поскольку принятие решения о различении кодового слова в предлагаемом подходе выполняется после сравнения между собой величин биамплитуд (10) – (13) по максимальной величине биамплитуды, для того чтобы различить в двухчастотной области пики биамплитуды в различных кодовых словах, 19 частот (см. табл. 2) должны быть выбраны равными

$$\Delta f_{\min} > \frac{1}{(T_w/2)}, \quad (18)$$

где Δf_{\min} вычисляется как разность среди 19 частот сигналов-триплет, заданных в таблице 2.

При выполнении условия (18) частоты, на которых наблюдаются пики биамплитуды, будут различаться (а не сливаться), и, следовательно, будет обеспечено различение кодовых слов по максимумам пиков биамплитуды (10) – (13).

4. Эксперимент

Исходные данные для моделирования, предлагаемого разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода, определены таким образом. В соответствии с данными таблицы 2 каждое из четырех кодовых слов генерируют с помощью пяти частот, имеющих заданные взаимосвязи

$$f_0 = 400 \text{ Hz}, f_1 = 800 \text{ Hz}, f_3 = 200 \text{ Hz}, f_4 = 1000 \text{ Hz}, \\ f_2 = f_0 + f_1 = f_3 + f_4 = 1200 \text{ Hz},$$

$$f_5 = 700 \text{ Hz}, f_6 = 1100 \text{ Hz}, f_8 = 500 \text{ Hz}, f_9 = \\ = 1300 \text{ Hz},$$

$$f_7 = f_5 + f_6 = f_8 + f_9 = 1800 \text{ Hz},$$

$$f_{10} = 1300 \text{ Hz}, f_{11} = 1400 \text{ Hz}, f_{13} = 1100 \text{ Hz}, f_{14} = \\ = 1600 \text{ Hz},$$

$$f_{12} = f_{10} + f_{11} = f_{13} + f_{14} = 2700 \text{ Hz},$$

$$f_{15} = 1500 \text{ Hz}, f_{16} = 1600 \text{ Hz}, f_{18} = 1200 \text{ Hz}, f_{19} = \\ = 1900 \text{ Hz},$$

$$f_{17} = f_{15} + f_{16} = f_{18} + f_{19} = 3100 \text{ Hz}.$$

Для каждого кодового слова первый триплет передается в радиоканал в пределах интервала времени $[0, \frac{T_w}{2}]$, второй триплет – в течении интервала времени $[\frac{T_w}{2}, T_w]$. Форма биспектрально-организованных сигналов-триплет, соответствующих кодовым словам «00», «01», «10», «11» представлена на рисунке 2.

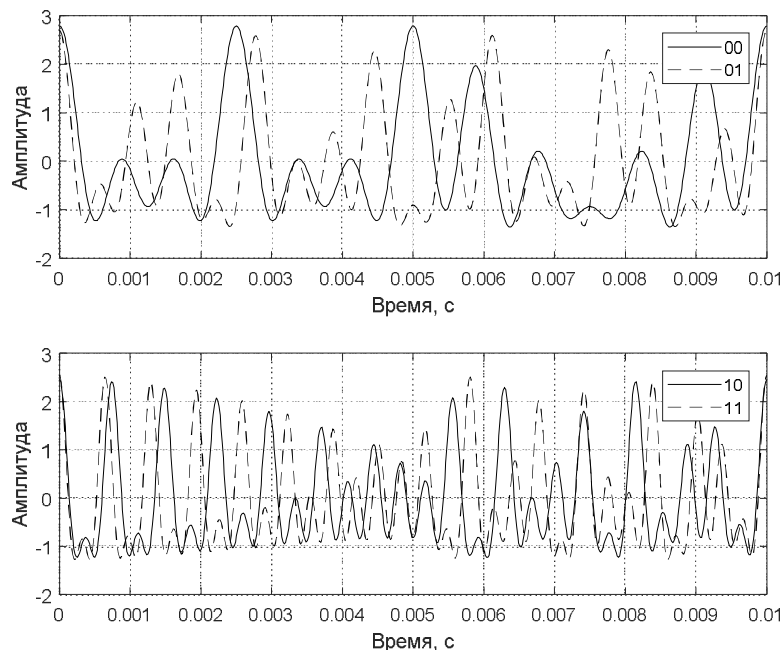


Рис. 2. Биспектрально-организованные сигналы-триплеты

Исходные данные для моделирования кода-прототипа заданы следующим образом. В соответствии с данными табл. 1 каждое из четырех кодовых слов формируется с помощью совокупности четырех частот:

$$F_0 = 2000 \text{ Hz}, f_1 = 1200 \text{ Hz}, \\ f_2 = 2400 \text{ Hz}, f_3 = 1600 \text{ Hz} \text{ (рис. 3).}$$

Каждому кодовому слову соответствует временная последовательность гармонических колебаний в пределах интервала времени $[0, T_w]$ вида (см. рис. 3).

5. Результаты

Помехоустойчивость систем связи будем оценивать при использовании трех типов моделей каналов распространения радиоволн: с аддитивным белым гауссовым шумом; каналы с замираниями Райса и Релея. Модель, которая рассмотрена при условии отсутствия замираний, служит сравнительной мерой оценки показателей рассматриваемых широкополосных систем. В каналах Релея и Райса присутствуют мультипликативные шумы, вызванные переотражениями и движениями объектов в среде.

В результате проведенной серии экспериментов были получены значения вероятности символьной ошибки для разветвленного биспектрально-организованного избыточного кода и кода прототипа. На рис. 4 приведены графики зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал/шум двух тестовых сигналов в канале с АБГШ.

Зависимость вероятности символьной ошибки для частотно-плоского релейского канала связи при отсутствии отраженных лучей, но при вариациях частот Доплера показана на рис. 5, где

$$f_{d1} = \frac{1}{(100 \cdot T_w)}, f_{d2} = \frac{1}{(20 \cdot T_w)}, f_{d3} = \frac{1}{(10 \cdot T_w)}.$$

Вероятности символьной ошибки для многолучевого релейского канала связи и для многолучевого канала Райса показаны на рис. 6 и 7 соответственно.

Проведенные экспериментальные исследования подтвердили работоспособность предложенного метода разветвленного биспектрально-организованного избыточного кодирования и программных средств для их реализации.

Для канала связи с аддитивным белым гауссовым шумом при фиксированной величине $SER=10^{-3}$ помехоустойчивость биспектрально-организованного кода превосходит помехоустойчивость кода-прототипа по отношению сигнал/шум на 5 дБ.

Для частотно-плоского релейского канала связи результаты исследования показывают, что помехоустойчивость предлагаемого подхода превосходит помехоустойчивость прототипа (см. рис. 5).

Из приведенных на рис. 6, 7 кривых видно, что при фиксированной величине $SER=10^{-3}$ помехоустойчивость биспектрально-организованного кода превосходит помехоустойчивость кода-прототипа по отношению сигнал/шум более чем на 10 дБ.

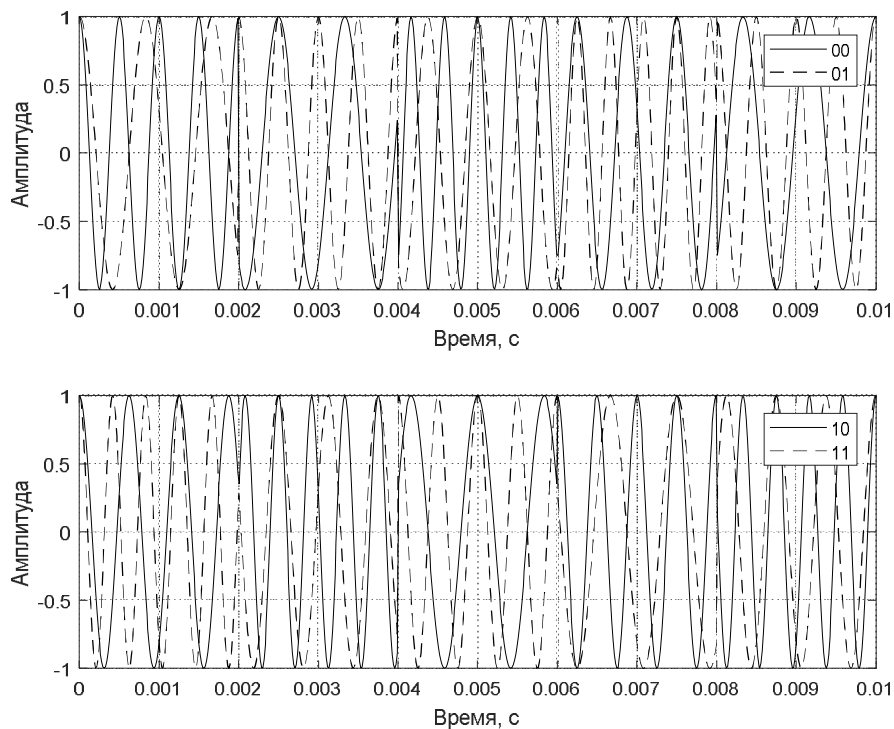


Рис. 3. Временная последовательность гармонических колебаний кода-прототипа

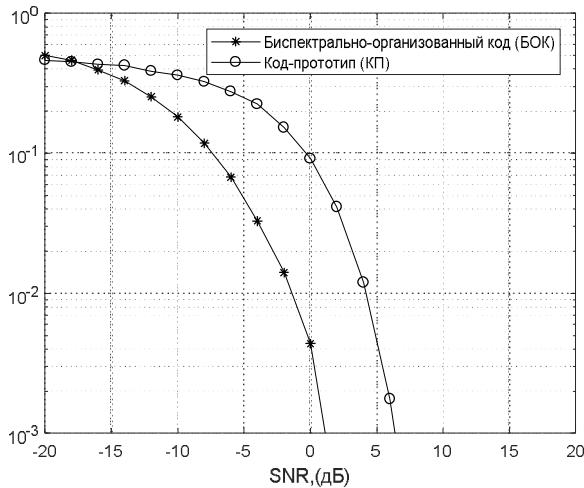


Рис. 4. Вероятности символьной ошибки исследуемых систем для гауссова канала связи

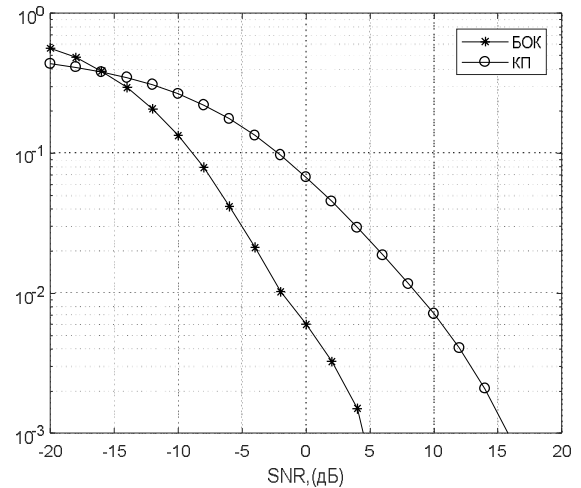


Рис. 7. Вероятности символьной ошибки для многолучевого канала Райса

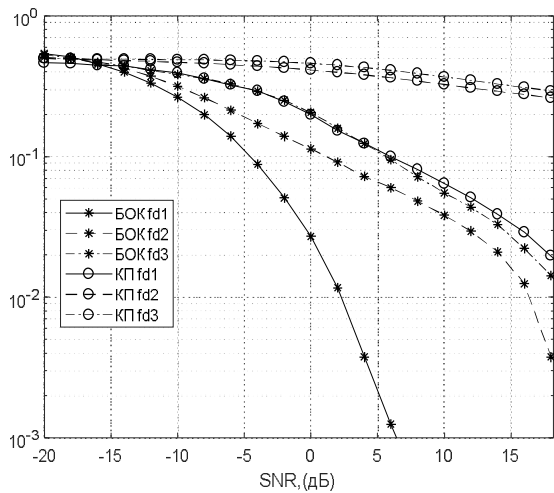


Рис. 5. Вероятности символьной ошибки для частотно-плоского релейского канала связи

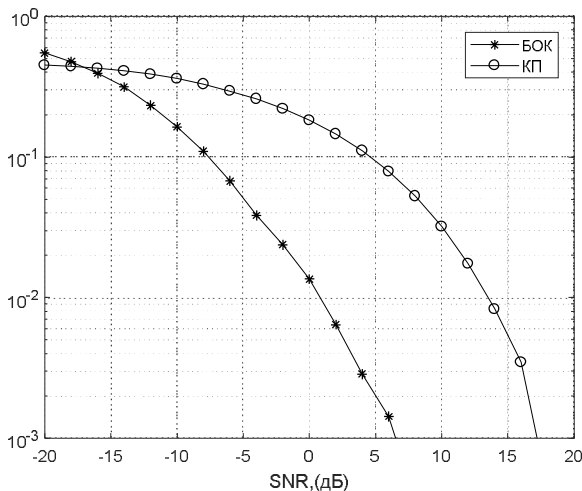


Рис. 6. Вероятности символьной ошибки для многолучевого релейского канала связи

Выводы

Предложен новый метод помехоустойчивого кодирования, основанный на применении свойств корреляционной функции третьего порядка и биспектра. Предложен новый подход к обнаружению и различению сигналов на фоне помех, который основан на использовании тестовых статистик, формируемых в виде пиковых значений моментных функций третьего порядка.

Использование предложенного подхода позволяет улучшить помехоустойчивость систем связи по сравнению с известными. В ряде случаев выигрыш может достигать величины более чем 10 дБ.

Выполнены оценки показателей системы связи в условиях воздействия: случайных задержек сигнала, случайных сдвигов доплеровской частоты и замираний. Приведены результаты расчетов вероятности появления ошибочного бита в широком диапазоне изменений отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в канале с аддитивным гауссовым шумом с замираниями и без них. Показаны преимущества предложенного метода биспектрально-организованной модуляции по сравнению с известным избыточным кодом. Вероятность символьной ошибки при использовании статистики третьего порядка не чувствительна к случайным задержкам сигнала. Тестовые статистики третьего порядка обладают слабой чувствительностью к флуктуациям доплеровского сдвига частоты.

Предлагаемая стратегия представляется перспективной для использования в современных беспроводных системах связи, работающих в сложных условиях интенсивных замираний.

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. 2-е изд. / Б. Скляр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст] : пер. с англ. / Дж. Прокис. – М. : Радио и связь, 2000. – 797 с
3. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов [Текст] / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.
4. Golovkin, V. A. Digital mobile radio communication: A Textbook for High Schools [Text] / V. A. Golovkin. – Moscow : Line-Telecom, 2007. – 728 p.
5. Тихонов, В. А. Параметрическая оценка спектров третьего порядка смеси негауссова сигнала и гауссовой коррелированной помехи [Текст] / В. А. Тихонов, К. В. Нетребенко // Радиоэлектроника. Известия ВУЗов. – 2005. – № 2. – С. 35-43.
6. Morelia, G. L. A review of signal detection using the bispectrum with applications in underwater acoustics [Text] / G. L. Morelia // Applied Research Laboratory, The Pennsylvania State University, Technical Report No. TR 94-03. – 1994. – 94 p
7. Feher, K. Wireless digital communications [Text] / K. Feher. – New Jersey : Prentice-Hall PTR, 1999. – 520 p.
8. Lerner, T. The performance of code diversity systems on a slowly fading Rayleigh channel [Text] / T. Lerner, D. L. Nicholson // IEEE Transactions on Communications. – February 1973. – Vol. COM-21, No. 2. – P. 109-116. DOI: 10.1109/TCOM.1973.1091625.
9. Nikias, C. L. Bispectral estimation: A digital signal processing framework [Text] / C. L. Nikias, M. R. Raughveer // Proc. IEEE. – 1987. – Vol. 75, No. 7. – P. 869 - 891. DOI:10.1109/PROC.1987.13824.
10. Colonnese, G. Transient signal detection using higher order moments [Text] / G. Colonnese // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1999. – Vol. 47, No. 2. – P. 515-520.
11. Totsky, A. V. Bispectral Methods of Signal Processing [Text] / A. V. Totsky, A. A. Zelensky, V. F. Kravchenko. – Berlin/Munich/Boston : Walter de Gruyter GmbH, 2015. – 199 p.
12. Novel noise resistant bispectrum-organized modulation technique in digital wireless communication systems [Text] / J. T. Astola, K. O. Egiazarian, V. V. Naumenko, A. V. Totsky // Telecommunications and Radio Engineering. – 2013. – No. 72(18). – P. 1639-1649. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336379.
13. Triplet signal generation for bispectrum-based digital wireless communication systems [Text] / V. V. Naumenko, V. F. Solodovnik, A. V. Totsky, J. T. Astola // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – No. 74(8). – P. 695-707. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i8.40.
14. 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. – Москва : ФИЗМАЛИТ, 2007. – С. 92 – 173.

15. Науменко, В. В. Оптимальный прием биспектрально-организованных двоичных сигналов-триплет в канале с замираниями [Текст] / В. В. Науменко, А. В. Тоцкий // Радиоэлектронні і комп'ютерні системи. – 2011. – № 4 (52). – С. 29-34.
16. Науменко, В. В. Определение оптимальной длительности бита в системе связи с использованием биспектрально-организованной модуляции [Текст] / В. В. Науменко, А. В. Тоцкий // Радиоэлектронні і комп'ютерні системи. – 2011. – № 2(50). – С. 22-26.

References

1. Sklar, B. Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskie osnovy i praktiches-koe primeneniye [Digital communications: fundamentals and applications]. Moscow, Publishing House Williams, 2003. 1104 p.
2. Prokis, Dzh. Tsifrovaya svyaz [Digital communications]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 2000. 797 p.
3. Tihonov, V. I. Optimalnyiy priem signalov [Optimal signal reception]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1983. 320 p.
4. Golovkin, V. A. Digital mobile radio communication: A Textbook for High Schools. Moscow, Line-Telecom Publ., 2007. 728 p.
5. Tihonov, V. A., Netrebenko, K. V. Parametriches-kaya otsenka spektrov tretogo poryadka smesi ne-gaussova signala i gaussovoy korrelirovannoy pomehi [Parametric estimation of third-order spectra of a mixture of a non-Gaussian signal and a Gaussian correlated noise]. Radioelektronika. Izvestiya VUZov, 2005, no. 2, pp. 35-43.
6. Morelia, G. L. A review of signal detection using the bispectrum with applications in underwater acous-tics. Applied Research Laboratory, The Pennsylvania State University, Technical Report No. TR 94-03, 1994. 94 p.
7. Feher, K. Wireless digital communications. New Jersey, Prentice-Hall PTR, 1999. 520 p.
8. Lerner, T., Nicholson, D. L. The performance of code diversity systems on a slowly fading Rayleigh channel. IEEE Transactions on Communications, February 1973, vol. COM-21, no. 2, pp. 109-116.
9. Nikias, C. L., Raughveer, M. R. Bispectral estimation: A digital signal processing framework. Proc. IEEE, 1987, vol. 75, no. 7, pp. 869-891.
10. Colonnese, G. Transient signal detection using higher order moments. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, vol. 47, no. 2, pp. 515-520.
11. Totsky, A. V., Zelensky, A. A., Kravchenko, V. F. Bispectral Methods of Signal Processing. Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Munich/Boston, 2015. 199 p.
12. Astola, J. T., Egiazarian, K. O., Naumenko, V. V., Totsky, A. V. Novel noise resistant bispectrum-organized modulation technique in digital wireless

communication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2013, no. 72(18), pp. 1639-1649.

13. Naumenko, V. V., Solodovnik, V. F., Totsky, A. V., Astola, J. T. Triplet signal generation for bispectrum-based digital wireless communication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2015, no. 74(8), pp. 695-707.

14. Zelenskiy, A. A., Lukin, V. V., Totsky, A. V. *Bispektralnyi analiz v prilozhenii k tsifrovoy obrabotke signalov Tsifrovaya obrabotka signalov i izobrazheniy v radiofizicheskih prilozheniyah* [Bispectral analysis in application to digital signal processing. Digital processing of signals and images in radiophysical applications]. Moscow, FIZMALIT Publ., 2007, pp. 92 – 173.

15. Naumenko, V. V., Totsky, A. V. Optimalnyi priem bispektralno-organizovannykh dvoichnykh signalov-triplet v kanale s zamiraniyami [Optimal reception of bispectrally organized binary signals-triplet in a fading channel]. *Radioelektronni i komp'uterni sistemi – Radioelectronic and computer systems*, 2011, no. 4 (52), pp. 29-34.

16. Naumenko, V. V., Totsky, A. V. *Opreделение optimalnoi dlitelnosti bita v sisteme svyazi s ispolzovaniem bispektralno-organizovannoi moduliatsii* [Determination of the optimal bit duration in a communication system using bispectral-organized modulation]. *Radioelektronni i komp'uterni sistemi – Radioelectronic and computer systems*, 2011, no. 2(50), pp. 22-26.

Поступила в редакцію 15.01.2019, рассмотрена на редколлегии 15.03.2019

ВИКОРИСТАННЯ РОЗГАЛУЖЕНОГО БІСПЕКТРАЛЬНОГО-ОРГАНІЗОВАНОГО КОДУ В НЕСТАЦІОНАРНИХ КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ З ЗАВМИРАННЯМИ

В. В. Науменко, Г. А. Проскура, О. В. Тоцький, В. Б. Шаронов

Однією з головних проблем в сучасних бездротових телекомунікаційних системах і мережах є передача і прийом сигналів в умовах багатопроменевого поширення. За рахунок неідеальної імпульсної характеристики каналу зв'язку виникають частотно - селективні завмирання сигналу, що передається. Дифракційні та інтерференційні ефекти створюють складну нестационарну структуру електромагнітного поля, яка сильно змінюється в просторі і часі. Запропоновано метод розгалуженого біспектрального – організованого надлишкового кодування, який дозволяє приймати і розпізнавати сигнал в цифровій системі зв'язку в умовах наявності адитивного гаусового шуму, багатопроменевого поширення радіохвиль, замирань, випадкових затримок сигналу, а також випадкових змін доплерівського зсуву частоти. До переваг методу біспектральної обробки сигналів відносяться можливість виявлення і оцінювання фазових взаємозв'язків спектральних компонент в спостереженні, висока стійкість по відношенню до адитивного гауссова шуму і інваріантність до випадкових тимчасових затримок сигналу. Пропонований метод побудований на основі рішення задачі багатоальтернативного виявлення і розрізнення відомих сигналів-триплет на тлі перешкод за тестовою статистикою - оцінкою амплітудного біспектра за допомогою порівняння між собою відповідних пікових величин біамплітуд на виході узгодженого біспектрального фільтра. Оскільки біамплітуда служить критерієм оцінки вкладу частотно-фазових залежностей, заданих в полігармонійному сигналі, то правило прийому полягає у виборі в якості рішення біспектрального – організованого сигналу – триплету, частотні залежності якого найбільш схожі на частотні залежності в прийнятому коливанні.

Метою роботи є обґрунтування переваги використання розгалуженого біспектрального - організованого коду в цифрових системах радіозв'язку в умовах замирань і багатопроменевого поширення радіохвиль в порівнянні з відомим надлишковим кодом. Результати комп'ютерного статистичного моделювання систем зв'язку з пропонованим методом кодування і відомим показують меншу ймовірність символічної помилки для розгалуженого біспектрального – організованого надлишкового кодування в умовах багатопромених каналів поширення радіохвиль в рамках розглянутих моделей замирань Райса і Релея. Проведене комп'ютерне моделювання показує, що пропонований метод розгалуженого біспектрального – організованого надлишкового кодування забезпечує поліпшення завадостійкості в умовах поширення радіохвиль в каналі з адитивним білим гаусовим шумом, а також в багатопроменовому каналі радіозв'язку з швидкими і повільними замираннями в порівнянні з відомою частотно-надлишковою системою – прототипом .

Ключові слова: біспектр; біамплітуда; частотно-селективні замирання; надлишковий код; ймовірність символічної помилки.

USE OF THE REDUNDANT BISPECTRUM-ORGANIZED CODE IN NONSTATIONARY WIRELESS CHANNEL CONTAMINATED BY STRONG FADING

V. V. Naumenko, G. A. Proskura, O. V. Totsky, V. B. Sharonov

One of the main problems in modern wireless telecommunication systems and networks is the transmission and reception of signals in a multipath environment. Due to the nonideal impulse response of the communication channel, the frequency selective fading of the transmitted signal occurs. Diffraction and interference effects create a complex non-stationary structure of the electromagnetic field, which varies greatly in space and time. The method of

branched BIS is organized - redundant coding, which allows you to receive and recognize a signal in a digital communication system in the presence of additive Gaussian noise, multipath propagation of radio waves, fading, random signal delays, as well as random changes in Doppler frequency shift. The advantages of the bispectral signal processing method include the ability to identify and evaluate the phase relationships of the spectral components in the observation, high noise immunity with respect to additive Gaussian noise and invariance to random signal time delays. The proposed method is based on solving the problem of multi-alternative detection and distinguishing of known triple signals against the background of interference according to test statistics – estimating the amplitude bispectrum by comparing the corresponding peak values of bi-amplitudes at the output of the matched bispectral filter. Since the bi-amplitude serves as a measure of the contribution of the frequency-phase dependences specified in a polyharmonic signal, the reception rule is to choose a triplet as the solution of a bispectrally organized signal, whose frequency dependencies are most similar to the frequency dependencies in the adopted oscillation. The aim of the work is to substantiate the advantages of using a branched bispectrally-organized code in digital radio communication systems in conditions of fading and multipath propagation of radio waves in comparison with the known redundant code. The results of computer statistical modeling of communication systems with the proposed coding method and the known one show a lower probability of symbol error for branched bispectrally-organized redundant coding under conditions of multipath radio propagation channels within the considered Rice and Rayleigh fade models. Computer simulations performed to show that the proposed method of branched bispectrally-organized redundant coding improves noise immunity in the propagation of radio waves in a channel with additive white Gaussian noise and also in a multipath radio link with fast and slow fading compared to the known frequency-redundant system-prototype.

Keywords: bispectrum; biamplitude; frequency-selective fading; redundant code; symbol error rate; triplet-signal.

Науменко Виктория Владимировна – канд. техн. наук, доцент каф. інформаційно-комунікаційних технологій ім. А. А. Зеленського, Національний аерокосмічний університет ім. Н. Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Проскура Галина Анатольевна – канд. техн. наук, доцент каф. інформаційно-комунікаційних технологій ім. А. А. Зеленського, Національний аерокосмічний університет ім. Н. Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Тоцкий Александр Владимирович – д-р техн. наук, проф., проф. каф. інформаційно-комунікаційних технологій ім. А. А. Зеленського, Національний аерокосмічний університет ім. Н. Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Шаронов Валерий Борисович – канд. техн. наук, доцент, ведучий научний співробітник НТЦ Радіоелектронних медических приборів і технологій, Національний аерокосмічний університет ім. Н. Е. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Naumenko Victoria Vladimirovna – PhD of Technical Science, Associate Professor of Department of Information-communication technologies named after O.O. Zelensky, National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", Kharkov, Ukraine, e-mail: v.naumenko@khai.edu, ORCID Author ID: 0000-0002-5291-6032, Scopus Author ID: 55847192600, ResearcherID: E-9331-2019, <https://scholar.google.com.ua/citations?user=NzQEfIAAAAAJ&hl>.

Proskura Galina Anatolievna – PhD of Technical Science, Associate Professor of Department of Information-communication technologies named after O.O. Zelensky, National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", Kharkov, Ukraine, e-mail: g.proskura@khai.edu, ORCID Author ID: 0000-0001-8960-0421, Scopus Author ID: 26028048100, ResearcherID: E-8162-2019, <https://scholar.google.com.ua/citations?user=1J4Jer4AAAAJ&hl>.

Totsky Alexander Vladimirovich – Doctor of Technical Science, Professor, Professor of Department of Information-communication technologies named after O.O. Zelensky, National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", Kharkov, Ukraine, e-mail: totskiyalexander@gmail.com, ORCID Author ID: 0000-0003-3966-0746, Scopus Author ID: 6507438749, ResearcherID: F-1300-2019, <https://scholar.google.com.ua/citations?user=MEBF4fIAAAAAJ>.

Sharonov Valeriy Borisovich – PhD of Technical Science, Associate Professor, Leading Researcher of Scientific and Technical Center of Radioelectronic Medical Devices and Technologies, National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", Kharkov, Ukraine, e-mail: sharonov41val@gmail.com, ORCID Author ID: 0000-0002-2731-0995, Scopus Author ID: 8403984100.