

УДК 621.396.24

Новые методы адаптивной коррекции сигналов в авиационном модеме передачи данных коротковолнового диапазона

Маслаков М.Л.

*Российский институт мощного радиостроения,
11-я линия В.О., 66, лит. А, Санкт-Петербург, 199178, Россия
e-mail: maslakovml@gmail.com*

Аннотация

В работе рассмотрены новые методы адаптивной коррекции сигналов. Эти методы могут быть использованы как в новых, так и в существующих авиационных модемах передачи данных коротковолнового диапазона. Все рассмотренные методы позволяют повысить помехоустойчивость передачи данных и вероятность доставки информационного пакета, а в определенных случаях также повысить и информационную скорость.

Ключевые слова: линия «земля-борт», адаптация, коррекция сигналов, бестестовая адаптивная коррекция, передача данных, обратная связь по решению, вероятность ошибки на бит.

Введение

По мере развития авиационной отрасли и роста требований к обслуживанию воздушного движения (ОВД) и воздушному оперативному управлению в океанических и арктических районах роль и потребность КВ линий передачи данных возрастает [1]. В интересах обеспечения ОВД компания ARINC (США) в 1998 году запустила единственную в мире систему коротковолновой (КВ) передачи данных (High Frequency Data Link – HFDL) [2], представляющую собой экономически эффективную альтернативу спутниковой системе передачи данных (ССПД). HFDL используется совместно с ССПД, обеспечивая наиболее надежную комбинацию передачи данных на дальних расстояниях. Кроме того HFDL обеспечивает более надежный канал передачи данных для полярных регионов, где ухудшается производительность ССПД. Не удивительно, что число оборудованных воздушных судов (ВС) непрерывно растет и, например, к 2015 году составляло более 2600 самолетов [2]. Система HFDL включает воздушную и наземные компоненты и описывается рядом спецификаций и протоколов. Физический, канальный и сетевой уровни канала «борт-земля» описываются протоколом ARINC 635 [3].

Как известно дальность распространения радиоволн в КВ диапазоне, в том числе за пределы прямой видимости, обеспечивается за счет их отражения от ионосферы, а это порождает основные особенности КВ радиосвязи: нестационарность характеристик канала связи (замирания) и распространение по нескольким путям (многолучевость). Следствием многолучевого распространения является межсимвольная интерференция (МСИ), т.е. наложение соседних символов

друг на друга. Для борьбы с МСИ в известных авиационных последовательных или одночастотных КВ модемах передачи данных применяют методы адаптивной коррекции сигналов [3, 4], сущность которой заключается в построении корректирующего фильтра (КФ) или эквалайзера, компенсирующего искажения сигнала, внесённые радиоканалом. Для настройки коэффициентов КФ в последовательность информационных символов осуществляют периодические вставки тестовых (зондирующих) сигналов.

В условиях растущих требований к помехоустойчивости (достоверности) и скорости передачи данных можно определить следующие актуальные направления:

- разработка и развитие алгоритмов адаптивной фильтрации;
- разработка и развитие принципов и методов адаптивной коррекции;
- разработка новых сигнальных конструкций.

Автором осуществляется работа по всем указанным направлениям. В данной статье приведен обзор разработанных автором методов адаптивной коррекции и новых сигнальных конструкций.

Описание задачи адаптивной коррекции

Процедура адаптивной коррекции состоит из следующих задач: расчет импульсной характеристики (ИХ) канала связи; расчет ИХ корректирующего фильтра (КФ); коррекция (фильтрация) принимаемого информационного сигнала с помощью КФ.

Расчет ИХ канала связи сводится к решению уравнения вида:

$$\int_0^{T_1} s_0(t-\tau)h_k(\tau)d\tau = u_0(t), t \in [0; T_2], \quad (1)$$

где $s_0(t)$ – передаваемый тестовый сигнал, $h_k(t)$ – ИХ канала связи, $u_0(t)$ – принимаемый искаженный тестовый сигнал.

Приведённое уравнение (1) относится к линейному интегральному уравнению типа свертки первого рода или уравнению Фредгольма первого рода [5], в котором одна из подынтегральных функций, в данном случае $h_k(t)$, является неизвестной. Известно множество методов для решения уравнения (1), используемых в задачах адаптивной коррекции, которые можно разделить на две группы: методы расчета во временной области и методы расчета в частотной области. Разнообразные методы, относящиеся к первой группе, приведены, например, в [6, 7]. Методы второй группы предполагают использование дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и обладают рядом преимуществ: во-первых большое разнообразие алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) позволяет значительно уменьшить число вычислительных операций; во-вторых гораздо проще обеспечить сходимости решения. Кроме того, автором в [8] выведены выражения для численного решения уравнения (1) с использованием дискретного преобразования Хартли, что позволяет существенно снизить вычислительные затраты.

Большинство рассматриваемых далее принципов и методов адаптивной коррекции инвариантно к выбору конкретного алгоритма для решения уравнения (1), однако для ряда рассматриваемых методов требуется использование алгоритма обеспечивающего поблочную обработку в частотной области. Поэтому в

качестве основного алгоритма для решения (1) автором при моделировании используется метод регуляризации Тихонова [5].

Применение защитных интервалов

В работе [9] автором рассмотрен вариант реализации последовательного модема с введением ЗИ между тестовым и информационным сигналами в виде пассивной паузы, и кроме того автором предложено использование ЗИ, учитывающего метод расчета ИХ, и представляющего собой циклическое продолжением теста. Это позволяет перейти к циклической свертке в частотной области без дополнения нулями при решении уравнения (1). На рисунке 1 приведены кривые помехоустойчивости вероятности ошибки на бит в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ) при отсутствии ЗИ и применении ЗИ в виде циклического повторения теста и пассивной паузы для различных кратностей модуляции.

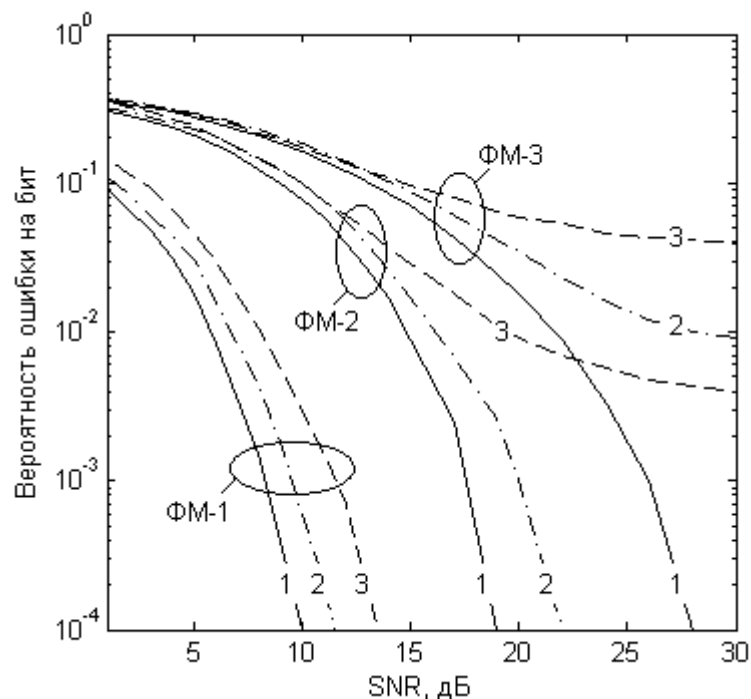


Рисунок 1. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двух лучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – ЗИ пассивная пауза; 2 – ЗИ циклическое повторение теста; 3 – без ЗИ

Моделирование помехоустойчивости проводилось при условии равной информационной скорости. При моделировании выбраны следующие параметры: частота дискретизации: 16 кГц; полоса частот канала связи: 3,1 кГц; частота следования символов: 1600 симв/с; вид передаваемых сигналов: фазоманипулированные сигналы различной кратности ФМ-1 (BPSK), ФМ-2 (QPSK), ФМ-3 (PSK-8); тестовый сигнал: псевдослучайная последовательность длины 15. В качестве модели канала связи выбрана двухлучевая модель с задержкой между лучами 2 мс. В этом случае потребуется длительность ЗИ порядка 3-4 СИМВОЛОВ.

Наилучшая помехоустойчивость получилась для варианта с применением ЗИ в виде пассивной паузы, т.к. в этом случае отсутствует мешающее влияние «хвостов» тестового и информационного сигналов друг на друга. Иными словами пассивная пауза является ЗИ как для тестового сигнала, так и для информационного.

Однако такой ЗИ обладает определенными недостатками, которые не были учтены при моделировании: во-первых в этом случае происходит небольшое увеличение значения пик-фактора. Вторым, более существенным недостатком является влияние автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника. Так, при отсутствии многолучевости на месте пассивных пауз будет присутствовать только шум, уровень которого будет увеличен АРУ приемника до уровня сигнала, в результате чего уменьшится ОСШ и точность расчета ИХ канала и ИХ КФ.

Для использования преимуществ пассивной паузы и устранения указанных недостатков был разработан новый способ адаптивной коррекции с компенсацией ЗИ, на который получен патент РФ на изобретение № 2573270 [10]. Способ предполагает вставку ЗИ между тестовыми и информационными сигналами таким образом, чтобы ЗИ до и после i -го теста были противоположны по фазе ЗИ до и после $(i+1)$ -го теста.

На рисунке 2 приведены кривые помехоустойчивости вероятности ошибки на бит в зависимости от ОСШ при отсутствии ЗИ и применении способа компенсации ЗИ для различных кратностей модуляции.

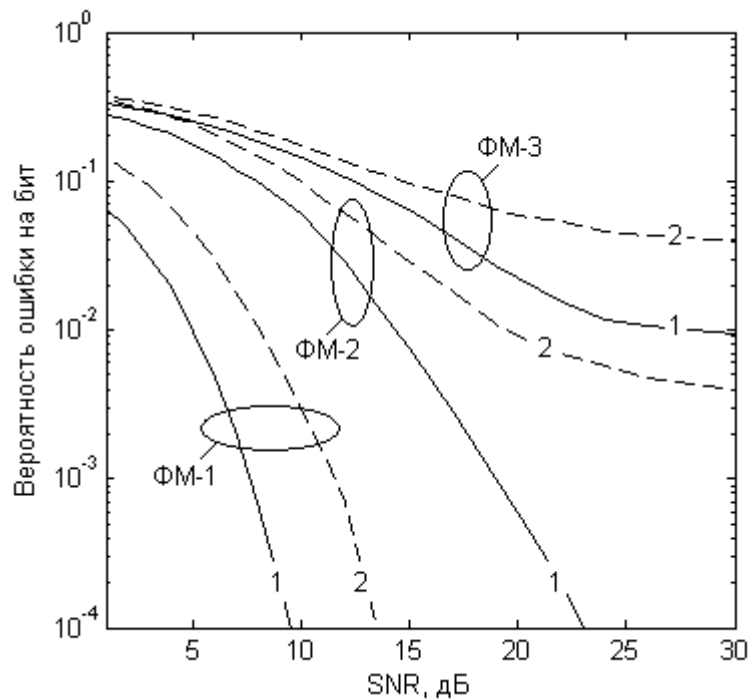


Рисунок 2. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двух лучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – компенсации ЗИ; 2 – без ЗИ

Проведенное моделирование показало, что применение ЗИ в одночастотных КВ модемах позволяет повысить их помехоустойчивость в замирающем двухлучевом канале, при сохранении информационной скорости. Кроме того при определенных условиях появляется возможность повысить информационную скорость передачи данных, перейдя к использованию сигналов повышенной кратности. Так, например, допуская вероятность ошибки на бит порядка $1 \div 3 \cdot 10^{-2}$, т.е. считая, что используемый в модеме помехоустойчивый код обеспечит в этом случае требуемую достоверность, при ОСШ в канале более 20 дБ появляется возможность перейти от ФМ-2 без ЗИ к ФМ-3 с применением ЗИ, тем самым увеличив информационную скорость.

Обратная связь по решению

Применение и анализ адаптивных корректоров с обратной связью по решению (ОСР) рассматривались во многих работах, в том числе в [4, 11]. Данный подход является развитием СИИП. Одним из наиболее эффективных алгоритмов адаптивной коррекции с ОСР является алгоритм приема в целом с поэлементным принятием решения, известный также как алгоритм Кловского-Николаева (АКН) [4]. Основная идея ОСР состоит в том, что если величины уже обнаруженных символов известны (при этом они предполагаются верными), то создаваемая этими символами МСИ может быть полностью подавлена, путем вычитания (с одновременным взвешиванием) значений прошлых символов. Существенный недостаток такого метода проявляется в том, что возникшая ошибка демодуляции распространяется через цепь обратной связи, что приводит к появлению пачки ошибок, в результате чего помехоустойчивость значительно снижается, а алгоритм адаптивной коррекции становится неустойчивым.

Отличительной особенностью разработанного автором алгоритма ОСР [12, 13] является несколько иная цель осуществляемого вычитания символов, а именно повышение качества (точности) расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ.

Основная идея разработанного алгоритма состоит в следующем: допустим в некоторый k -ый момент времени известными являются тестовый сигнал $s_0(t)$, а также полученные в предыдущей момент времени ИХ канала $\hat{h}_k^{\{k-1\}}(t)$ и ИХ КФ $\hat{h}_{КФ}^{\{k-1\}}(t)$, при этом можно полагать, что:

$$\begin{cases} h_{\kappa}^{\{k\}}(t) = h_{\kappa}^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_{\kappa}(t), \\ h_{K\Phi}^{\{k\}}(t) = h_{K\Phi}^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_{K\Phi}(t), \end{cases} \quad (2)$$

где $\Delta h_{\kappa}(t)$, $\Delta h_{K\Phi}(t)$ некоторые добавки, связанные с нестационарностью канала связи.

Таким образом, нестационарность канала связи учитывается некой малой добавкой, а на каждом очередном шаге необходимо уточнить рассчитанные ранее ИХ канала и ИХ КФ.

Автором проведено численное моделирование помехоустойчивости алгоритма адаптивной коррекции без ОСР, АКН и разработанного автором нового алгоритма ОСР, результаты которого приведены на рисунке 3.

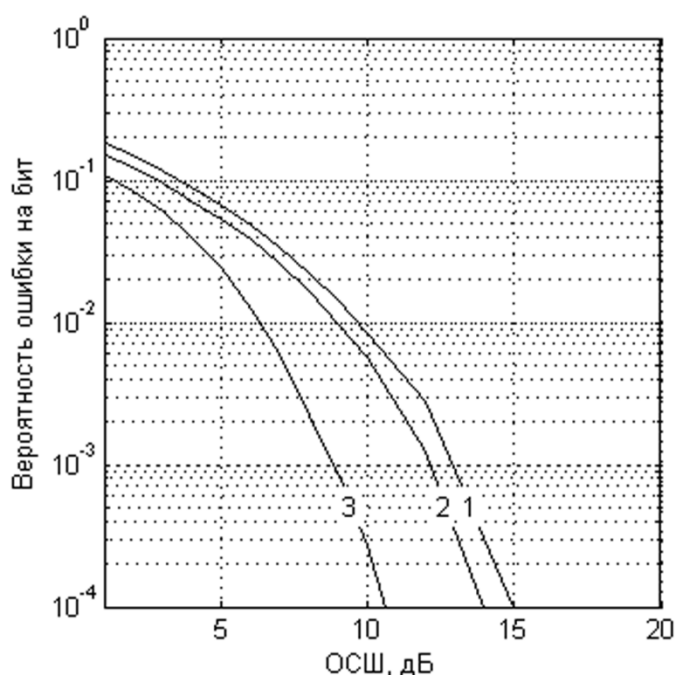


Рисунок 3. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для модема с ФМ-2 символов: 1 – без ОСР; 2 – АКН; 3 – с ОСР

Применение предложенного алгоритма ОСР обеспечивает большую помехоустойчивость по сравнению с коррекцией без ОСР и АКН, и сопоставима с помехоустойчивостью обеспечиваемой применением ЗИ. Также разработанный алгоритм обладает высокой устойчивостью и может быть применен в существующих модемах без изменения структуры сигналов.

Методы квазикогерентного сложения

Для повышения помехоустойчивости, в работах [14-16] автором предлагается осуществление компенсации шума в принимаемом тестовом сигнале, для чего предполагается осуществление квазикогерентного сложения нескольких тестовых сигналов. При этом также как и для алгоритма ОСР делается допущение (2), которое можно также записать в иной форме:

$$u_0^{(0)}(t) \cong u_0^{(\pm k)}(t) = u_0(t), k = 1, 2, \dots, K. \quad (3)$$

При этом $u_0^{(k)}(t) = u_{0, \text{точн}}(t) + \xi^{(k)}(t)$, где $u_{0, \text{точн}}(t)$ – точное значение принимаемого искаженного тестового сигнала в k -ый момент времени; $\xi^{(k)}(t)$ – независимая реализация аддитивного белого гауссовского шума.

мощность любого элементарного символа тестового сигнала предполагается равной P_c . Мощность шума, а значит и его дисперсия – σ^2 , одинакова на всем интервале времени. Тогда ОСШ определяется как:

$$SNR = \frac{P_c}{2\sigma^2}. \quad (4)$$

Рассмотрим сложение двух тестовых сигналов [14]. С учетом (3) суммарный принимаемый тестовый сигнал есть:

$$u_{\Sigma}(t) = u_0^{(0)}(t) + u_0^{(1)}(t) = u_{0,точн}(t) + u_{0,точн}(t) + \xi^{(0)}(t) + \xi^{(1)}(t). \quad (5)$$

При этом ОСШ для суммарного принимаемого тестового сигнала $u_{\Sigma}(t)$ равно:

$$SNR_{\Sigma} = \frac{P_{c,\Sigma}}{2\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{4P_c}{2(2\sigma^2)} = 2SNR. \quad (6)$$

Таким образом ОСШ для суммарного сигнала увеличилось вдвое. Однако, для больших K , а также для каналов с быстрыми замираниями, условие (3) теряет свою «силу». Поэтому в [15] автором предложен способ, весового квазикогерентного сложения тестовых сигналов. В качестве весовых коэффициентов взят коэффициент корреляции между 0 -ым и k -ым тестовыми сигналами. При этом количество складываемых «прошлых» и «будущих» тестов может быть различно. Суммарный тестовый сигнал в этом случае определяется выражением:

$$u_{\Sigma}(t) = \sum_{k=-n_1}^{n_2} v(k)u_0^{(k)}(t), \quad (7)$$

где $v(k), k = -n_1..n_2$ – вектор весовых коэффициентов, причем $v(0) = 1$.

При весовом квазикогерентном сложении условие (3) уже может иметь «меньшую силу», учитываемую весами $v(k)$, вычисляемую как коэффициент значения корреляции. При этом значение веса между 0 -ым и k -ым тестами зависит не только от того насколько изменилась ИХ канала, но и от того как изменилась начальная фаза тестового сигнала, что подробно показано в работе [16].

Отметим, что суммарный тестовый сигнал необходимо поделить на коэффициент равный количеству складываемых тестов или на коэффициент:

$$V = \sum_{k=-n_1}^{n_2} v(k) \quad (8)$$

при весовом или синфазном квазикогерентном сложении. Это необходимо для того, чтобы амплитуда суммарного тестового сигнала была соизмерима с амплитудой одного тестового сигнала. Это особенно важно при использовании квадратурно-амплитудной манипуляции (КАМ), так как после процедуры коррекции амплитуда информационного сигнала восстанавливается к условному единичному уровню

На рисунке 4 приведены результаты моделирования помехоустойчивости методов компенсации шума, основанных на квазикогерентном сложении трех тестовых сигналов для различных кратностей фазовой манипуляции.

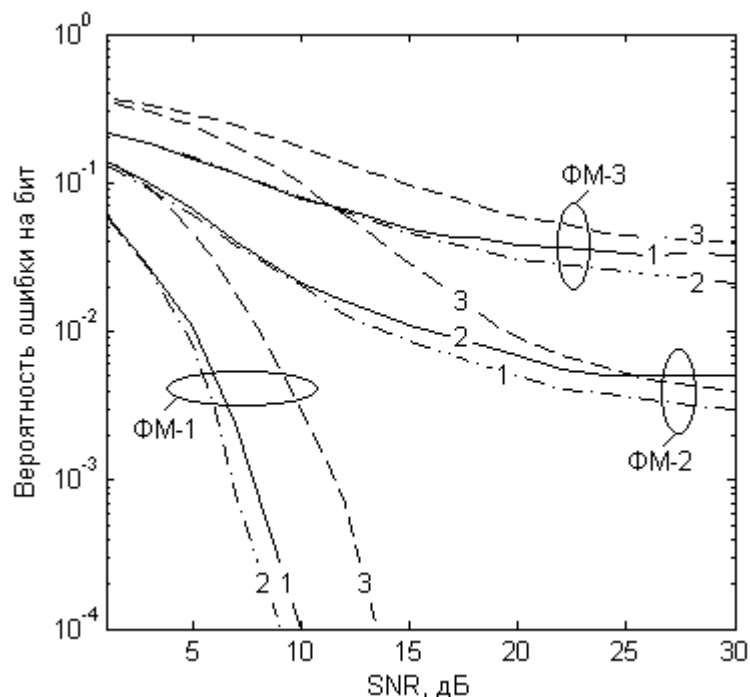


Рисунок 4. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двух лучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – квазикогерентном сложении; 2 – весовом квазикогерентном сложении; 3 – без сложения

Моделирование показывает эффективность всех предложенных способов квазикогерентного сложения. При квазикогерентном сложении наблюдается несколько худшая помехоустойчивость при больших ОСШ, чем для весового квазикогерентного сложения, что объясняется более строгим требованием выполнения условия (3). Помехоустойчивость синфазного сложения сопоставима с помехоустойчивостью для весового квазикогерентного сложения, поэтому на рисунке 4 не приведена.

Бестестовые методы адаптивной коррекции

В последнее время большой интерес приобретает концепция построения бестестовой адаптивной системы передачи данных [17], подразумевающей оценку необходимых для адаптации параметров по рабочим информационным сигналам.

В основе разработанного автором метода бестестовой адаптивной коррекции [18, 19] лежит факт, что информационная последовательность представляет собой случайный набор символов (бит), обычно равновероятных. В связи с этим для расчёта ИХ канала связи и соответствующего ИХ КФ предлагается использование сегмента уже демодулированных информационных символов, среди которых необходимо найти последовательность, обладающую «хорошими» спектральными свойствами, т.е. занимающую всю полосу сигнала и не имеющую нулей в этой полосе. Серьёзный недостаток такого подхода проявляется при использовании последовательности с ошибочно демодулированными символами, что может привести к серийному размножению ошибок. Для того чтобы избежать ошибочно

демодулированных символов необходим контроль достоверности используемого информационного сегмента.

Для этого может быть использован циклический код CRC, служащий для контроля наличия ошибок в принятом кодовом блоке. Поиск сегментов, используемых в качестве тестовых, в этом случае производится только в тех кодовых блоках, в которых циклическим кодом не было зафиксировано наличие ошибок. Более тонкий анализ продукта декодирования позволяет отказаться от использования CRC, для передачи которого затрачивается время. Так вполне реальным представляется использование в качестве кандидатов для поиска сегментов в кодовых блоках с синдромом, соответствующим количеству ошибок менее допустимого значения.

Кодовые блоки должны быть такой длины, чтобы за время их передачи характеристики канала связи оставались квазистационарными. В тоже время известно, что уменьшение длины кода, приводит к снижению его помехоустойчивости, что может быть компенсировано увеличением избыточности кода, что в свою очередь приводит к снижению информационной скорости системы передачи данных. Таким образом, важной задачей оптимизации такой СПД является выбор наилучшего соотношения длительности кодового блока, кодовой скорости и обеспечения требуемой помехоустойчивости [19].

Отдельно отметим разработанный автором метод бестестовой адаптивной коррекции по результатам декодирования сверточного кода, на который получен патент РФ на полезную модель 174155 [20]. Данный вид кодирования используется, например, в авиационном модеме ARINC 635 [3]. На практике декодирование

сверточного кода осуществляется алгоритмами с ограниченным значением глубины просмотра решетки. Это означает, что в некоторый момент времени можно получить декодированный, а также восстановленный сегменты информационной последовательности, в которой можно найти сегмент с «хорошими» спектральными свойствами, который может быть использован в качестве теста. Для повышения устойчивости и контроля декодирования в [20] предполагается использование значения метрики полученного сегмента.

Кроме того в бестестовых методах также допустимо использование обратной связи по решению, как это показано в [21, 22]. Это также позволит повысить помехоустойчивость авиационного модема.

В целом же помехоустойчивость модема с бестестовой адаптивной коррекцией сопоставима с помехоустойчивостью классического варианта с применением теста, однако выигрыш в информационной скорости может достигать до 30%. Кроме того появляется возможность повысить избыточность используемого помехоустойчивого кода, ранее отводившуюся на передачу теста. Это в свою очередь повысит исправляющую способность кода, что значительно увеличит количество декодируемых информационных блоков.

Заключение

Представленные методы могут быть использованы как в новых, так и в существующих авиационных последовательных КВ модемах с адаптивной коррекцией сигналов. Предложенные методы позволяют на порядок повысить

помехоустойчивость и вероятность доведения информационного пакета, а в ряде случаев и увеличить скорость передачи данных (до 30%).

Некоторые из рассмотренных в работе методов были реализованы в макете последовательного модема и испытаны на реальной трассе (Орел – Санкт-Петербург), а результаты испытаний приведены в работе [23]. Практически на все разработанные методы получены патенты РФ (11 патентов). Полученные результаты планируется использовать в новой разрабатываемой системе КВ связи в интересах воздушно космических сил (ВКС).

Библиографический список

1. Самарцев Н.С., Колотилев Е.Д., Кошелев Б.В. Алгоритм обмена данными по цифровой линии передачи данных «земля-борт-земля» // Труды МАИ. 2017. № 93. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=80448>
2. Fundamentals of HF Data Link. Overview. August, 2015. URL: <http://hfdl.aero/downloads/HFDL%20OVERVIEW%20June%202013.pdf>
3. ARINC Characteristic 635-2. HF Data Link Protocol. Feb. 27, 1998. URL: http://www.scancat.com/Code-30_html_Source/hfdl.html
4. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. – М.: Радио и связь, 1988. - 264 с.
5. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач / Учебное пособие для вузов. – Изд. 3-е испр. – М.: Наука, 1986. - 288 с.
6. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. - М.: Техносфера, 2013. - 528 с.

7. Sayed A.H. Adaptive filters. – New Jersey: Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2008, 786 p.
8. Егоров В.В., Маслаков М.Л. Использование преобразования Хартли для решения интегрального уравнения типа свертки // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 2. С. 2 - 6.
9. Маслаков М.Л. Применение защитных интервалов в одночастотных КВ модемах передачи данных // Цифровая обработка сигналов. 2017. № 2. С. 13 - 18.
10. Способ адаптивной коррекции с компенсацией защитных интервалов. Патент РФ № 2573270 / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л. и др. Бюл. № 2, 20.01.2016. С. 6.
11. Кловский Д.Д. Поэлементный прием дискретных сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией и обратной связью по решению // Электросвязь. 1992. № 3. С. 3 – 6.
12. Маслаков М.Л., Егоров В.В. Разработка алгоритма адаптивной коррекции с обратной связью по решению для модема КВ связи // Материалы международной научно-практической конференции XXXIX недели науки. СПбГПУ, Изд-во Политехнического университета, 2010, С. 31 - 32.
13. Устройство адаптивной коррекции с обратной связью по решению. Патент РФ № 147413 / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л. и др. Бюл. № 31, 10.11.2014. С. 3.
14. Маслаков М.Л. Адаптивная коррекция сигналов с компенсацией шума // 16-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA 2014», Москва, 26-28 марта 2014, С. 220 - 223.

15. Маслаков М.Л. Метод адаптивной коррекции с весовым квазикогерентным сложением тестовых сигналов // 17-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2015», Москва, 25-27 марта 2015, С. 258 - 261.
16. Маслаков М.Л. Методы повышения ОСШ в задачах адаптивной коррекции // X Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 21-23 ноября 2016, С. 267 - 271.
17. Егоров В.В., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. Пути построения адаптивных систем коротковолновой радиосвязи // Концепт. 2014. Т. 20. С. 2831 - 2835.
18. Егоров В.В., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н. Бестестовая адаптивная коррекция сигналов в КВ системах последовательной передачи данных // Электросвязь. 2011. № 11. С. 32 – 34.
19. Егоров В.В., Зайченко К.В., Маслаков М.Л. Михайлов В.Ф. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в многолучевых радиоканалах // Радиотехника. 2017. № 5. С. 10 - 13.
20. Устройство бестестовой адаптивной коррекции по результатам декодирования сверточного кода. Патент РФ № 174155 / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л. и др. Бюл. № 28, 05.10.2017.
21. Устройство бестестовой адаптивной коррекции с обратной связью по решению / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л. и др. Патент РФ № 166744. Бюл. № 34, 10.12.2016.

22. Маслаков М.Л. Алгоритм бестестовой адаптивной коррекции с обратной связью по решению // XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. Москва, 27-29 ноября 2017, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С. 91 - 93.
23. Маслаков М.Л. Высокоскоростной последовательный КВ радиомодем передачи данных // Электросвязь. 2014. № 7. С. 40 - 43.