УДК 621.396.932

Кошевой В.М., Шишкин А.В.
ОНМА

ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ РАДИОТЕЛЕФОННЫХ ПЕРЕДАЧ В АНАЛОГОВЫХ КАНАЛАХ МОРСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

В настоящее время для радиотелефонной связи в ультракоротковолновом (УКВ), промежуточноволновом (ПВ) и коротковолновом (КВ) диапазонах морской подвижной службы используются аналоговые каналы. Для самоопределения (или идентификации) оператор передающей станции обязан произносить название и позывной сигнал судна или цифровой идентификатор судна. Однако в силу разных причин такая голосовая передача опознавателей может отсутствовать, передана с задержкой или воспринята с ошибками. Неправильная или несвоевременная идентификация судна, которое ведет радиотелефонную передачу, очевидным образом отрицательно влияет на безопасность мореплавания.

В современных судовых связных и навигационных системах широко используются средства автоматической идентификации. Так, для функционирования навигационной автоматической идентификационной системы (АИС) специально выделены отдельные каналы в УКВ диапазоне. АИС имеет технические средства сопряжения с судовой радиолокационной станцией и электронной картографической навигационной и информационной системой (ЭКНИС). Данные АИС активно используются в целях навигации и повышения безопасности мореплавания.

С 1999 года на морских судах в обязательном порядке устанавливается система цифрового избирательного вызова (ЦИВ), которая в свою очередь входит в состав Глобальной морской системы связи при бедствии (ГМССБ). Процедура связи в ГМССБ предусматривает первоначальный вызов судна или береговой станции в системе ЦИВ на специальных вызывных каналах, а затем переход на указанный в вызове работе радиотелефонный (или телексный) канал связи. Такая процедура является общепринятой во всех коммуникационных системах. Однако, например, в спутниковых или сотовых системах связи данная процедура реализуется автоматически. В морской радиосвязи вызовы, назначение рабочих каналов или частот осуществляется вручную оператором-судоводителем. При этом в силу "человеческого фактора" возможны разнообразные комбинации ошибок и нарушений действующего Регламента радиосвязи. Система ЦИВ технически не

обеспечивает однозначной идентификации последующей радиотелефонной передачи.

Следует отметить, что Международной морской организацией активно поддерживается концепция развития электронной навигации (e-navigation), смысл которой состоит в интегрированном использовании всех современных навигационных и связных систем, соответствующих достигнутому техническому уровню развития коммуникационных технологий.

Проблема автоматической идентификации радиотелефонных передач в УКВ диапазоне актуальна и для гражданской авиации. В работах [1, 2] предложены методы одновременной передачи цифровых данных идентификации воздушного судна совместно с аудиосигналом с использованием так называемой технологии цифровых водяных знаков [3]. В статье [4] для встраивания данных идентификации в звуковой сигнал предложено использовать сигналы с расширенным спектром в передатчике и адаптивный алгоритм "обеливания" принимаемого сигнала и последующую согласованную фильтрацию в приемнике.

Однако в реальном радиотелефонном канале на передаваемый аудиосигнал в значительной степени влияют неконтролируемые фазовые искажения. Фазовые искажения, как известно, не влияют на слуховое восприятие речи, поэтому они не регламентируются никакими техническими требованиями к аппаратуре радиосвязи. В то же время фазовые искажения приводят к сильным искажениям формы встроенного сигнала. В этих условиях согласованная фильтрация не дает желаемого результата.

Для преодоления указанного недостатка в настоящей работе предлагается использовать алгоритм модуляции индекса квантования (МИК) [5] с адаптацией шага квантования. МИК позволяет реализовать компромиссное решение выбора параметров скорости, искажений и устойчивости к помехам.

Суть метода поясняется рис. 1. Данные идентификации, в качестве которых используют идентификатор морской подвижной службы

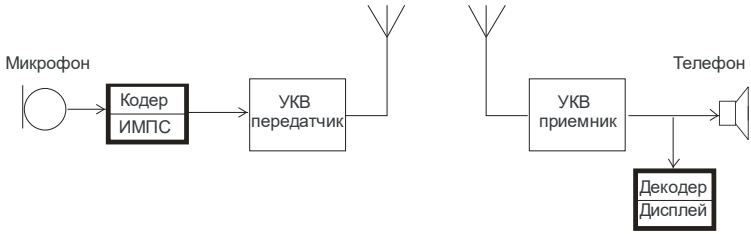

Рис. 1. Автоматическая идентификация радиотелефонных передач

(ИМПС), встраиваются в кодере непосредственно в передаваемый звуковой сигнал. Встроенные данные не мешают ведению обычного радиотелефонного обмена. Извлечение данных на приемной стороне осуществляется с помощью декодера, который подключается к низкочастотному выходу радиостанции. Данные высвечиваются на встроенном мини-дисплее и могут передаваться в другие системы, например, ЭКНИС для отображения передающего судна с помощью какой-либо маркировки.

Устройство, которое реализует алгоритм встраивания-извлечения цифровых данных, реализуется в виде дополнительного блока, который не требует конструктивных изменений штатной судовой радиостанции. Дополнительное оборудование выделено на рис. 1 жирной линией. Данные идентификации передаются совместно со звуковым сигналом и не требуют расширения полосы занимаемых частот и увеличения времени передачи. Остаются в силе также все принятые эксплуатационные процедуры радиосвязи.

Структурная схема канала передачи данных идентификации на фоне речевого сигнала представлена на рис. 2. Речевой сигнал выступает в роли носителя встраиваемых данных. В морской радиотелефонии для передачи речевого сигнала отведена полоса частот (300 … 3000) Гц. Пакет данных d состоит из 36 бит, отображающих ИМПС в двоичном коде. Кодер представляет собой электронный процессор, в котором осуществляются следующие существенные операции:

аналого-цифровое преобразование (на рисунке не показано);

дискретное преобразование Фурье (ДПФ);

адаптация шага квантования к мгновенной мощности звукового сигнала;

встраивание данных с использованием МИК;

обратное ДПФ (ОДПФ).

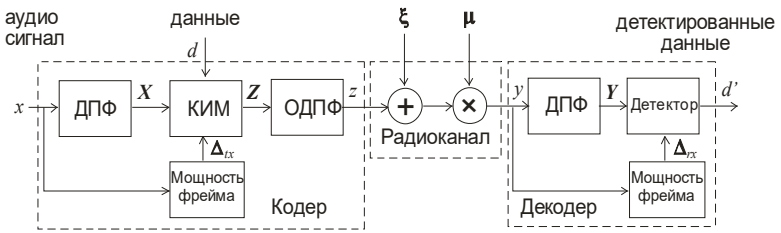

Рис. 2. Структурная схема канала передачи встроенных данных идентификации

В результате встраивания данных на выходе кодера формируется композитный сигнал z, который по слуховому восприятию не отличается от исходного сигнала x. Этот композитный сигнал далее может быть передан с помощью стандартной аппаратуры УКВ радиосвязи.

Канал передачи включает в себя судовое приемопередающее оборудование, антенные системы и собственно радиоканал распространения высокочастотных колебаний. Низкочастотные цепи (предусилители, фильтры) являются источниками нелинейных фазовых искажений, которые вызывают искажения формы сигнала во временной области. Основным факторами в радиоканале являются амплитудные искажения и различного рода аддитивные помехи, которые отражены на рис. 2 символами μ и ξ соответственно.

Принимаемый сигнал представляется в форме:

$$y = \mu(z + \xi). \tag{1}$$

На приемной стороне декодер извлекает встроенные данные d' из композитного сигнала и направляет их для визуализации на встроенном дисплее и в судовую ЭКНИС.

Математически алгоритм встраивания описывается следующим образом. В принципе, данные могут быть встроены непосредственно в отсчеты сигнала во временной области. Однако, для того чтобы избежать влияния искажений формы сигнала из-за нелинейных фазовых искажений, целесообразно использовать для встраивания амплитуды X ДПФ, которые, как известно, нечувствительны к нелинейным фазовым искажениям.

Рассмотрим сначала алгоритм скалярной МИК. В скалярной МИК каждый отсчет композитного сигнала в частотной области Z_i определяется входным отсчетом X_i, шагом квантования Δ и встраиваемого бита d_i в соответствии с некоторой функцией квантования:

$$Z_i = Q[X_i, \Delta, d_i].$$

Функцию квантования зададим в форме:

$$Q[X_i, \Delta, d_i] = \Delta \,\mathrm{round}\left(\frac{X_i - \Delta d_i / 4}{\Delta}\right) + \Delta d_i / 4, \tag{2}$$

где $d_i = \{-1, +1\}$ – встраиваемые данные; round(.) – операция округления до ближайшего целого числа; $i = \overline{1{:}N/2\text{-}1}$ – индексы используемых для встраивания амплитуд; N – длина фрейма (или размерность ДПФ).

Амплитуды коэффициентов Фурье со встроенными данными далее используются для ОДПФ.

Оценка встроенных данных в приемнике осуществляется в соответствии со знаковой функцией

$$d' = \mathrm{sign}\left(Q[Y_i, \Delta_{rx}] - Y_i\right). \qquad (3)$$

Алгоритм (2) хорошо работает для встраивания информации в мультимедийные файлы. Однако в реальных аналоговых каналах неизбежно присутствует неизвестная мультипликативная помеха, приводящая к изменению масштаба по амплитуде. Поэтому непосредственное применение алгоритма (2) в нашем случае не обеспечивает необходимую помехоустойчивость.

Указанный недостаток, как показано в работе [5], может быть преодолен адаптацей шага квантования Δ к среднеквадратическим значениям σ_{tx} и σ_{rx} обрабатываемого фрейма в передатчике и приемнике соответственно. Будем задавать шаг квантования в передатчике Δ_{tx} и приемнике Δ_{rx} пропорционально σ_{tx} и σ_{rx} обрабатываемого фрейма следующим образом:

$$\Delta_{tx} = k_D\,\sigma_{tx}, \quad \Delta_{rx} = k_D\,\sigma_{rx}. \qquad (4)$$

Коэффициент k_D должен выбираться в зависимости от допустимых искажений речевого сигнала. Чем больше значение k_D, тем больше вносимые искажения в речевой сигнал и тем выше помехозащищенность встраиваемых данных от воздействия внешних помех.

Покажем, что выбор шага квантования в алгоритме МИК (2) в соответствии с (4) делает МИК нечувствительной к искажениям амплитудного масштаба. Положим, что мультипликативная помеха достаточно гладкая, чтобы считать $\mu = \mathrm{const}$ в пределах длительности одного фрейма. Принимая $\sigma_{rx} = \mu\sigma_{tx}$ и пренебрегая аддитивным шумом, можно последовательно записать:

$$Q[y, \Delta_{rx}, d] = Q[\mu z, \Delta_{rx}, d] = Q[\mu z, \mu\Delta_{tx}, d] = \mu Q[z, \Delta_{tx}, d] =$$
$$= \mu Q[Q[x, \Delta_{tx}, d], \Delta_{tx}, d] = \mu Q[x, \Delta_{tx}, d].$$

Тогда детектированные данные на выходе детектора определяются следующим образом:

$$d' = \mathrm{sign}\left(Q[y, \Delta_{rx}, d] - y\right) = \mu\,\mathrm{sign}\left(Q[x, \Delta_{tx}, d] - x\right) = d.$$

Следовательно, адаптация шага квантования к среднеквадратическим значениям σ_{tx} и σ_{rx} позволяет сделать МИК нечувствительной к искажениям амплитудного масштаба.

Скалярная МИК позволяет встроить один бит в каждый отсчет. Для обеспечения заданной помехоустойчивости требуется достаточно большой шаг квантования, при котором уровень вносимых искажений становится недопустимым. Увеличение помехоустойчивости при за-

данном уровне искажений можно добиться путем уменьшения скорости передачи встроенной информации. Задачу повышения помехоустойчивости при заданных вносимых искажениях можно решить путем распределения встраиваемого бита данных на L отсчетов сигнала [5].

Для алгоритма с распределением вектор вносимых искажений

$$\mathbf{w} = (\tilde{s} - \tilde{x})\mathbf{v} / L , \qquad (5)$$

где $\tilde{x} = \mathbf{x}\mathbf{v}^{\mathrm{T}} / L$ и $\tilde{s} = Q[\tilde{x}, \Delta, d]$, $\mathbf{v}$ – проектирующий вектор длиной L, состоящий из элементов +1 и –1.

Вектор композитного сигнала определяется как сумма векторов:

$$\mathbf{z} = \mathbf{x} + \mathbf{v} . \qquad (6)$$

Алгоритм распределения уменьшает скорость встраивания данных в L раз в пользу повышения помехоустойчивости при сохранении заданных вносимых искажений. Так, при использовании ДПФ скорость передачи встроенной информации будет определяться приближенным равенством:

$$R \approx f_s / (2L) , \qquad (7)$$

где f_s – частота дискретизации по Котельникову.

Для моделирования алгоритма скалярной МИК в математическом пакете МатЛаб использовался реальный речевой файл с частотой дискретизации 8 кГц. На рис. 3 представлены гистограммы ошибки детектирования $Q[Y_i, \Delta_{rx}] - Y_i$, используемой для детектирования встроенного бита, при различных значениях нормированного шага квантования. Вероятности ошибки сведены в таблицу.

Выводы.

1. Для автоматической идентификации радиотелефонных передач предложено использовать технологию цифровых водяных знаков – передачи данных идентификации на фоне звукового сигнала без выделения дополнительных частотных ресурсов. Данный метод не требует каких-либо изменений существующей стандартной радиоаппаратуры и эксплуатационных процедур связи и может использоваться в течение переходного периода от аналоговых радиотелефонных каналов к цифровым.

2. Для повышения помехоустойчивости встроенных данных предложено использовать модуляцию индекса квантования с адаптацией шага квантования на передающей и приемной сторонах и алгоритм распределения встроенных данных. Конкретный выбор коэффициента распределения L определяется помеховой ситуацией и допустимыми вносимыми искажениями, которые должны быть конкретизированы при натурных испытаниях в реальном канале связи. Для коэффициен-

та распределения в диапазоне $L = 16 \ldots 512$ скорость передачи встроенных данных составит в соответствии с формулой (7) $R \approx (7{,}8 \ldots 250)$ бит/с.

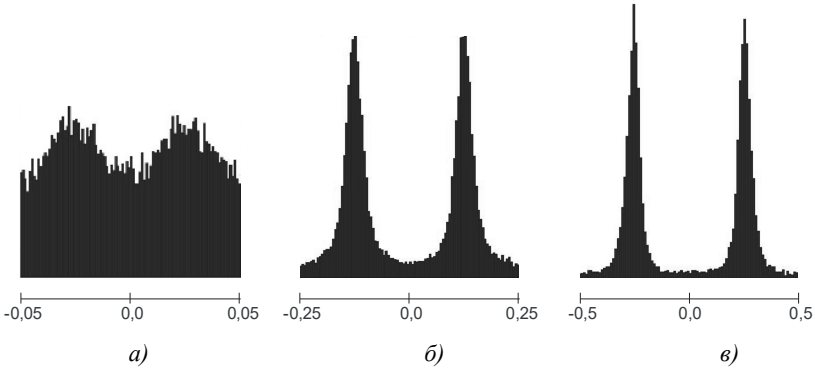

Рис. 3. Гистограммы ошибки детектирования для различных значений нормированного шага квантования Δ / σ : *а*) 0,1; *б*) 0,5; *в*) 1,0

Таблица

Вероятности ошибки детектирования

Нормированный шаг квантования Δ / σ	Вероятность ошибки
0,1	0,312
0,5	0,105
1,0	0,074

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hering H., Hagmuller M., Kropfl A., Kubin G. Speech watermarking for air traffic control. // Proceedings of the XII European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2004. – P. 1653 – 1656.

2. Hering H., Hagmuller M., Kubin G. Safety and security increase for air traffic management through unnoticeable watermark aircraft identification tag transmitted with the VHF voice communication. Proceedings of the 22nd Digital Avionics Systems Conference, 2003. P. 4E2, 1 – 10.

3. Cox I.J., Miller M.L., Bloom J.A. et al. Digital watermarking. Second Edition. Morgan Kaufmann: 2008.

4. Шишкин А.В., Кошевой В.М. Автоматическая идентификация радиотелефонных передач в УКВ диапазоне морской подвижной службы // Автоматизация судовых технических средств: научн.-техн. сб. – 2008. – Вып. 14. – Одесса: ОНМА. – С. 101 – 109.

5. Шишкин А.В., Кошевой В.М. Устойчивая к атакам масштабирования стеганографическая передача информации с исключением мешающего влияния сигнала-носителя: // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 6. – С. 3 – 15.