

## АВТОМАТИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ РАДИОТЕЛЕФОННЫХ ПЕРЕДАЧ В УКВ ДИАПАЗОНЕ МОРСКОЙ ПОДВИЖНОЙ СЛУЖБЫ

Ультракоротковолновый (УКВ) диапазон 156 – 174 МГц выделен морской подвижной службе (МПС) для радиосвязи с различными приоритетами в направлениях судно-судно, судно-берег, берег-судно на близких расстояниях (порядка 30 морских миль). Связь может осуществляться в режимах радиотелефонии с частотной/фазовой модуляцией (класс излучения F3E/G3E) и цифрового избирательного вызова (ЦИВ) (G2B). Кроме того в диапазоне УКВ МПС располагаются каналы, используемые транспондерами судовой автоматической системы.

Для идентификации радиотелефонных передач принято называть голосом название и позывной сигнал судна (или береговой станции). Однако в силу разных причин такая голосовая передача позывного сигнала может отсутствовать или воспринята с ошибками. Неправильная или несвоевременная идентификация судна, которое ведет радиотелефонную передачу, очевидным образом отрицательно влияет на безопасность мореплавания. Следует также отметить, что аналогичная проблема идентификации радиотелефонных передач существует и в гражданской авиации, использующей частотный диапазон 118 – 136 МГц.

В данной работе предложен и исследован метод автоматической идентификации УКВ радиотелефонных передач, основанный на использовании стеганографической передачи сигнала идентификации на фоне звукового радиотелефонного сигнала. Направление цифровой стеганографии и так называемой технологии цифровых водяных знаков (ЦВЗ) в настоящее время интенсивно развивается в основном применительно к цифровым информационным продуктам – файлам звука, видео и неподвижного изображения [1].

Суть предлагаемого метода поясняется рис. 1. Данные идентификации, в качестве которых используют идентификатор морской подвижной службу (ИМПС) встраиваются в передаваемый звуковой сигнал  $x(t)$  таким образом, чтобы не мешать ведению обычного радиотелефонного обмена. Подобное встраивание осуществляется с использованием шумоподобных сигналов (ШПС). Применение ШПС широко практикуется в других современных системах связи и навигации са-

мого широкого назначения и обосновывается их свойствами помехоустойчивости и скрытности. Для передачи одного бита ИМПС используется псевдослучайная последовательность (ПСП) длиной  $N$  отсчетов. Тактовая частота ПСП при этом выбирается таким образом, чтобы спектр модулированной ПСП вписывался в полосу частот, отведенную для передачи звукового сигнала. В коммерческой радиотелефонии стандартно используется полоса частот 300 – 3000 Гц. Сигнал идентификации  $w(t)$  в виде модулированной передаваемыми данными ПСП добавляется к звуковому сигналу на выходе усилителя звуковых частот на таком малом уровне, чтобы не быть заметным на слух на фоне естественных шумов в канале передачи. Далее комбинированный сигнал  $s(t) = x(t) + w(t)$  поступает на модулятор и передается в эфир. Для повышения надежности идентификации передача ИМПС повторяется многократно в течение всего времени нажатия тангенты.

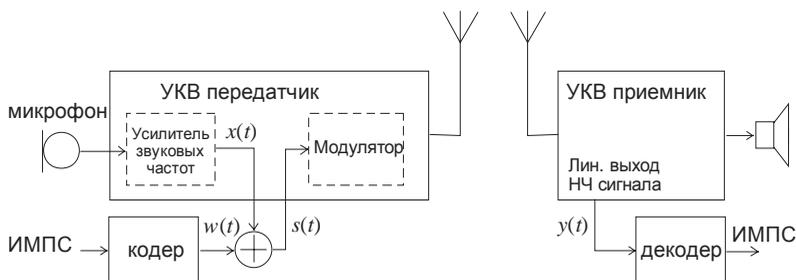


Рис. 1. Автоматическая идентификация радиотелефонных передач

В приемнике обнаружение и декодирование сигнала идентификации осуществляется посредством корреляционной обработки. При этом требуемое отношение сигнал/шум на выходе коррелятора или согласованного фильтра может быть достигнуто соответствующим выбором длины ПСП  $N$ .

Для предлагаемого метода идентификации речевой сигнал-носитель является для сигнала идентификации помехой. Известно, что корреляционный приемник или согласованный фильтр являются оптимальными устройствами по критерию максимального отношения сигнал/помеха на своем выходе для случая некоррелированного (белого) гауссовского шума. Однако реальные звуковые сигналы существенно отличаются от данной модели. Поэтому корреляционный приемник уже не будет оптимальным устройством. Другая особенность реальных звуковых сигналов, которая должна быть принята во

внимание – это их нестационарный характер.

Учет корреляционных свойств сигнала-носителя и применение адаптивных алгоритмов позволяет существенно улучшить характеристики обнаружения и повысить количество встраиваемой информации.

Для встраивания данных идентификации будем использовать метод прямого расширения спектра [3], который заключается в следующем. Сигнал  $s$  с вложенной информацией формируется путем суммирования сигнала-носителя  $\mathbf{x}$  и сигнала ЦВЗ  $\mathbf{w}$ . В качестве сигнала ЦВЗ в нашем случае выступает сигнал идентификации. В дискретном варианте это может быть записано в векторной форме

$$\mathbf{s} = \mathbf{x} + \mathbf{w},$$

где  $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_N)$ ,  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ ,  $\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_N)$  – вектора стегосигнала, звукового сигнала-носителя и ЦВЗ соответственно.

Сигнал ЦВЗ, формируемый по методу прямого расширения спектра, при котором вектор ПСП  $\mathbf{u}$  модулируется передаваемыми данными  $D$ :

$$\mathbf{w} = \sigma_w D \mathbf{u},$$

где  $\sigma_w$  – средноквадратическое отклонение (СКО) сигнала ЦВЗ,  $D = \{-1, 1\}$  – передаваемые данные,  $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_N)$  – вектор ПСП длиной  $N$ ,  $u_i = \{-1, 1\}$ .

Значение СКО  $\sigma_w$  выбирают таким, чтобы обеспечить заданный коэффициент, выраженный в децибелах:  $WSR = 10 \lg(\sigma_w^2 / \sigma_x^2)$  (Watermark-to-Signal Ratio) – отношение мощности сигнала ЦВЗ  $\sigma_w^2$  к мощности сигнала-носителя  $\sigma_x^2$ . Для того, чтобы вносимые за счет ЦВЗ искажения не были ощутимы на слух необходимо  $\sigma_w^2 / \sigma_x^2 \ll 1$ . В УКВ радиотелефонии отношение сигнал/шум составляет примерно 15 дБ. Поэтому для невосприимчивости на слух встроенного сигнала идентификации его мощность должна быть на уровне естественного шума, т.е. коэффициент  $WSR$  должен иметь значение не выше -15 дБ.

В [2] показано, что при использовании в приемнике согласованного фильтра или корреляционного приемника вероятность ошибки бинарного обнаружения для сигнала-носителя в виде белого гауссовского шума определяется через интеграл вероятности:

$$P_{\text{ош}} = Q\left(\frac{\sigma_w \sqrt{N}}{\sigma_x}\right), \quad (1)$$

где  $Q(z)$  – интеграл вероятности,

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx.$$

Сигнал-носитель в данном случае действует в качестве помехи и для достижения приемлемой вероятности ошибки в практических случаях необходимая длина ПСП  $N$  для передачи одного бита составляет значение порядка 1000 и более, если не использовать дополнительной обработки для уменьшения мощности сигнала-носителя путем его декорреляции. Учет в приемнике корреляционных свойств сигнала-носителя позволяет существенно ослабить требования к  $N$ .

Дополнительная обработка в приемнике включает в себя процедуру декорреляции звукового сигнала путем пропускания его через обескоррелирующий фильтр (ОФ). На вход приемника поступает звуковой сигнал с встроенной информацией, прошедший через канал передачи сигнала-носителя. Полагаем, что помехи в этом канале отсутствуют, поэтому входная последовательность приемника равна последовательности отсчетов стегосигнала:  $y(i) = s(i)$ . ОФ устраняет корреляцию сигнала на своем выходе. Выходной сигнал ОФ  $e(i)$  поэтому в идеале представляет собой белый шум. Считаем, что ОФ является линейной схемой. Опорный сигнал  $u(i)$ , используемый в корреляционном приемнике, должен быть пропущен через такой же ОФ. Тогда в корреляционном приемнике в конце интервала суммирования будет сформировано статистически максимальное отношение ЦВЗ/сигнал-носитель. Пороговое устройство формирует оценку принимаемого бита путем сравнения сигнала на входе с нулевым порогом. Полагаем, что синхронизация установлена.

Для реализации ОФ будем использовать метод линейного предсказания. Основной принцип линейного предсказания состоит в том, что прогнозируемый отсчет звукового сигнала выражается через линейную комбинацию предшествующих отсчетов. Весовые коэффициенты, используемые в линейной комбинации, определяются путем минимизации среднего квадрата ошибки предсказания, т.е. разности между отсчетами звукового сигнала и их предсказанными значениями.

Метод линейного предсказания в виде так называемого линейного предикативного кодирования (ЛПК) (Linear Predictive Coding, LPC) широко используется в современных алгоритмах сжатия звуковых сигналов. Сущность метода предсказания на основе ЛПК сводится к следующему. Звуковой сигнал разбивают на равные сегменты, соответствующие длительности примерно 20 мс. Для каждого сегмента вычисляют весовые коэффициенты ОФ, которые обеспечили бы ми-

нимальную среднеквадратическую ошибку предсказания. Прогнозируемое значение  $y_{\text{пр}}(i)$  на  $i$ -м шаге определяется через предшествующие значения с весовыми коэффициентами  $h$ :

$$y_{\text{пр}}(i) = h_1 y(i-1) + h_2 y(i-2) + \dots + h_p y(i-p).$$

Ошибка предсказания будет равна

$$\begin{aligned} e(i) &= y(i) - y_{\text{пр}}(i) = y(i) - h_1 y(i-1) + h_2 y(i-2) + \dots + h_p y(i-p) = \\ &= y(i) - \sum_{k=1}^p h_k y(i-k). \end{aligned}$$

Функция передачи такого ОФ имеет вид:

$$H(z) = \sum_{k=0}^p h_k z^{-k}, h_0 = 1.$$

Количество  $p$  используемых предшествующих отсчетов, т.е. порядок ОФ определяется разумными требованиями к вычислительным затратам.

Алгоритм ЛПК является блочным и использует данные на фиксированном временном интервале. В процессе фильтрации данных в пределах одного сегмента коэффициенты фильтра не меняются. При переходе к следующему сегменту коэффициенты должны пересчитываться заново.

Другим вариантом реализации процедуры предсказания является непрерывный адаптивный алгоритм по методу наименьших квадратов (МНК) (Least Mean Square, LMS). Указанный алгоритм хорошо исследован в других разнообразных приложениях цифровой обработки сигналов [3].

В алгоритме МНК вектор коэффициентов фильтра рассчитывается для каждого отсчета с учетом значения коэффициентов для предыдущего отсчета. Алгоритм МНК вычисления коэффициентов  $\mathbf{h}$  записывается в виде:

$$\mathbf{h}(i+1) = \mathbf{h}(i) + \mu e(i) \mathbf{y}(i), \quad (2)$$

где  $e(i)$  – текущая ошибка предсказания;  $\mu$  - шаг адаптации;  $\mathbf{y}(i)$  - вектор содержимого линии задержки фильтра на  $i$ -ом шаге.

Достоинством алгоритма МНК является его вычислительная простота. На каждом шаге необходимо выполнять  $p+1$  пар операций умножения-сложения. Однако этот алгоритм в целом характеризуется медленной сходимостью и большой дисперсией ошибки предсказания [3].

Для сравнительной оценки эффективности алгоритмов будем использовать нормированное значение ошибки предсказания:

$$V = \sigma_e / \sigma_y.$$

Представляет интерес зависимость относительной ошибки  $V$  от порядка  $p$  ОФ. На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости  $V$  от порядка  $p$  ОФ для речевого сигнала. Звездочками и кружками показаны графики для алгоритмов ЛПК и МНК соответственно. Из графиков следует, что относительная ошибка предсказания незначительно зависит от порядка фильтра. Уже при значении  $p=7$  достигается практически максимальный результат и нет необходимости увеличения порядка фильтра. Лучший результат из исследованных алгоритмов дает ЛПК. В то же время алгоритм МНК имеет самую простую реализацию. Если для алгоритма ЛПК для вычисления коэффициентов ОФ на один отсчет требуется число операций умножения пропорциональное  $p^2$ , то для алгоритма МНК число операций умножения на отсчет пропорционально  $p$ .

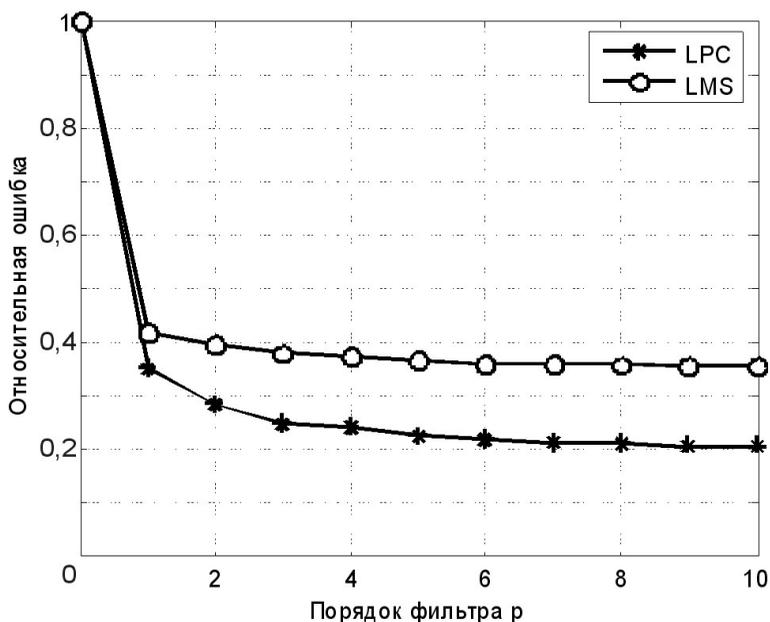


Рис. 2. Зависимость ошибки предсказания ОФ от порядка фильтра

Определим влияние ОФ на скрываемый сигнал. Сигнал ЦВЗ проходит через тот же ОФ. При этом, поскольку отсчеты ЦВЗ являются независимыми, дисперсия ЦВЗ на выходе фильтра составит значение

$$\sigma_w^2 = \sigma_w^2 \sum_{k=0}^p h_k^2.$$

При этом  $h_0 = 1$ . Тогда отношение ЦВЗ/сигнал-носитель на выходе ОФ будет равно:

$$WSR_{\text{ОФ}} = 20lg \left( \frac{\sigma_w}{\sigma_x} \cdot \frac{\sqrt{\sum h_k^2}}{V} \right) = WSR + 20lg \left( \frac{\sqrt{\sum h_k^2}}{V} \right).$$

Принимая во внимание выражение для коэффициента  $WSR$ , по аналогии с традиционными системами связи можно заключить, что использование дополнительной обработки в приемнике позволяет получить энергетический выигрыш, составляющий

$$G = 20lg \left( V^{-1} \sqrt{\sum h_k^2} \right), \quad (3)$$

На рис. 3 представлены зависимости вероятности ошибки от величины  $\sqrt{N} \sigma_w / \sigma_x$ , дБ, полученные в результате моделирования в системе MatLab. Звездочками помечены точки для алгоритма с обработкой (обеляющий фильтр + согласованный фильтр); кружочками для сравнения показаны точки для алгоритма без обработки (только согласованный фильтр). Сплошными линиями показаны графики, построенные по формуле (1).

Моделирование проводилось при следующих данных. Сигнал-носитель – речевой файл `speech_dft.wav`, имеющийся в программном обеспечении MatLab, длиной 110033 отсчета при частоте дискретизации  $F_s = 22050$  Гц. Отношение ЦВЗ/сигнал-носитель составляет  $WSR = -20$  дБ. Усредненные по всему файлу значения относительной ошибки предсказания и суммы квадратов импульсной характеристики ОФ имели следующие значения:  $V = 0,21$ ;  $\sum h_k^2 = 1,8$ . Использовался алгоритм ЛПК при длине сегмента 500 отсчетов и порядке ОФ  $p = 7$ . Энергетический выигрыш при использовании дополнительной обработки, таким образом, составляет 16,1 дБ, что хорошо согласуется с экспериментальными значениями для вероятности ошибки по соответствующим точкам на рис. 3.

Дополнительная обработка в приемнике позволяет существенно уменьшить длину  $N$  ПСП, используемой для передачи одного бита ЦВЗ. Как следует из графиков рис. 3, для получения вероятности ошибки  $p_{\text{ош}} = 10^{-3}$  необходимая длина ПСП составит примерно значения  $N \approx 1000$  без обработки и  $N \approx 32$  с обработкой. При прочих равных условиях это позволяет более чем в 30 раз увеличить объем

встраиваемой в звуковой сигнал информации. Энергетический выигрыш при этом выражается формулой (3) и составляет 16 ... 20 дБ. Достоверность передачи информации может быть повышена применением корректирующих кодов.

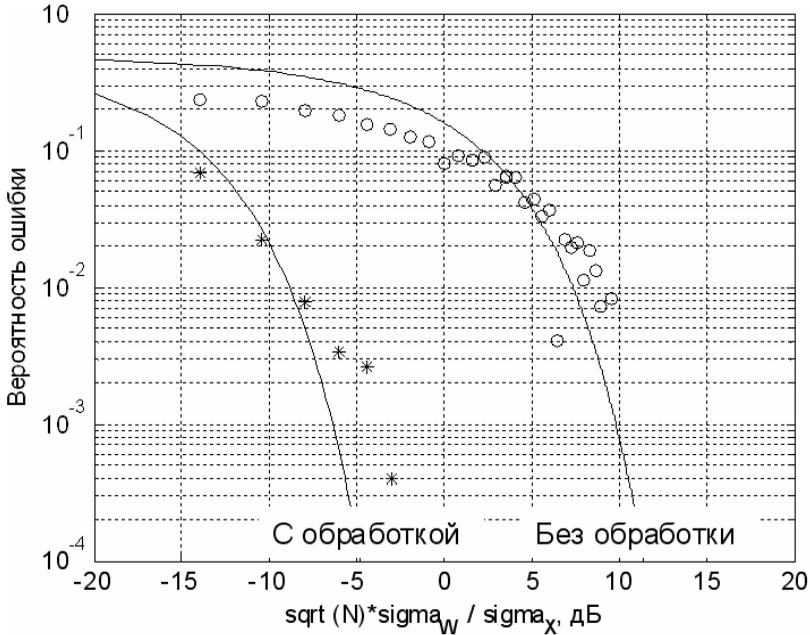


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки от  $\sqrt{N} \sigma_w / \sigma_x$ , дБ

Определим время, необходимое для однократной передачи сигнала идентификации в виде ИМПС. В цифровых системах с ограниченной частотной полосой для идеального случая скорость передачи символов в соответствии с пределом Найквиста составляет 2 символа/с/Гц. В реальном случае это значение снижается до 1,8 – 1,4 символа/с/Гц [4]. Исходя из этого, для нашего случая полосы звукового сигнала 300 Гц – 3 кГц примем возможную скорость передачи символов генератора ПСП, равной:  $R_{\text{ПСП}} = 5$  кбит/с. Тогда скорость передачи данных идентификации с учетом длины ПСП  $N = 32$  будет равна:  $R_{\text{д}} = R_{\text{ПСП}} / N \approx 156$  бит/с.

Известно, что для представления ИМПС двоично-десятичным кодом в системе цифрового избирательного вызова требуется 36 бит. С

учетом избыточности кодирования примем общее необходимое количество передаваемых бит в течение однократной передачи ИМПС равным 50. Тогда длительность однократной передачи сигнала идентификации составит примерно 320 мс. Таким образом, устройство позволяет автоматически идентифицировать передающую станцию в течение 320 мс после начала радиопередачи без привлечения каких-либо дополнительных технических ресурсов (расширения частотного диапазона, увеличения мощности передатчика и т.п.) и изменения эксплуатационных процедур радиосвязи.

#### *Выводы.*

Для автоматической идентификации УКВ радиотелефонных передач предложено использовать технологию ЦВЗ с прямым расширением спектра сигнала. Сигнал идентификации при этом передается на фоне самого сигнала-носителя и имеет мощность, не превышающую уровень естественных шумов в канале связи.

Дополнительная обработка принимаемого сигнала путем адаптивной процедуры обеливания позволяет в значительной степени повысить скорость передачи данных идентификации. Время однократной передачи ИМПС составляет примерно 320 мс.

Предложенный метод автоматической идентификации радиотелефонных передач не требует каких-либо модификаций существующего радиооборудования и дополнительной частотной полосы. Он также предполагает использование существующих операционных процедур морской радиосвязи и не отменяет требование обязательной голосовой передачи позывного сигнала, но в то же время обеспечивает автоматическое дублирование идентификации, что будет способствовать безопасности судоходства.

Техническая реализация и внедрение предложенных выше разработок должны рассматриваться в контексте общих мер Международного Союза Электросвязи в направлении перехода к цифровым технологиям в УКВ диапазоне морской подвижной службе.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Конахович Г.Ф., Пузыренко А.Ю. Компьютерная стеганография. Теория и практика. – К.: МК-Пресс, 2006. – 288 с.
2. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с., ил.
3. Скляр, Б. Цифровая связь – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003 г., 545 с.