

## АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ВОДЯНЫХ ЗНАКОВ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ РАДИОТЕЛЕФОННЫХ ПЕРЕДАЧ

В морской подвижной службе (МПС) для радиотелефонной связи используются аналоговые виды модуляции. Существенным недостатком существующей системы радиотелефонии является отсутствие в МПС технической возможности автоматической идентификации (АИ) передающей станции. Голосовая идентификация оператора передающей станции в значительной мере зависит от "человеческого фактора" и поэтому может отсутствовать вообще, передана с задержкой или воспринята с ошибками, что в существенной степени может сказаться на безопасности судоходства, особенно в сложных навигационных условиях, требующих оперативных решений в управлении судном.

Известна система АИ передач (АТИС – Automatic Transmission Identification System) [1], используемая в ультракоротковолновой (УКВ) радиосвязи на судах, совершающих рейсы по внутренним водам континентальной Европы. В данной системе идентификация осуществляется путем передачи цифрового опознавателя судна (ММСИ – Maritime Mobile Service Identity) после отпускания тангенты, т.е. вслед за голосовым радиотелефонным сообщением. Передача ММСИ осуществляется в формате цифрового избирательного вызова и занимает по времени примерно 400 мс. Недостатком данной системы является то, что цифровой опознаватель передается после самого сообщения, что существенно снижает ее эффективность. Применение такой системы ограничено рамками УКВ радиотелефонии из-за ограничений на скорость передачи данных в диапазонах промежуточных волн (ПВ) и коротких волн (КВ).

Необходимость АИ радиотелефонных передач для морских судов обосновывалась на международном уровне, например, в документе [2]. Реализация системы АИ в МПС на основе использования технологии цифровых водяных знаков (ЦВЗ) предложена в статье [3]. В работе [4] исследован алгоритм встраивания ЦВЗ в аудиосигнал, основанный на квантовании скалярного произведения векторов сигнала и псевдослучайной последовательности (ПСП). Однако данный алгоритм не обеспечивает сохранения мгновенной мощности сигнала, что сказывается на повышенной слуховой восприимчивости ЦВЗ.

В настоящей работе разработаны алгоритмы формирования ЦВЗ

при минимизации вносимых искажений в звуковой сигнал и сохранении мгновенной мощности сигнала-носителя. За счет этого становится возможным применение метода встраивания ЦВЗ с нормировкой сигнала по мощности сигнала. Применение предложенных алгоритмов совместно с нормировкой сигнала позволяет обеспечить нечувствительность ЦВЗ к медленным изменениям мощности сигнала в радиоканале, повысить их помехоустойчивость к нелинейным искажениям и воздействию аддитивного шума.

Сущность основного разработанного алгоритма состоит в следующем. Представим исходный сигнал-носитель, в который требуется встроить бит данных в виде вектора сигнальных отсчетов длиной  $n$ :  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ . В общем случае координаты вектора представляют собой рациональные числа, т.е.  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ . Для встраивания информации, которая используется для идентификации, будем квантовать скалярное произведение вектора  $\mathbf{x}$  и опорного вектора двоичной псевдослучайной последовательности  $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$ ,  $u_i = (-1, 1)$  как предложено в статье [4]. Скалярное произведение и норму векторов в пространстве  $\mathbb{R}^n$  определим следующим образом:

$$(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = x_1 u_1 + x_2 u_2 + \dots + x_n u_n,$$

$$\|\mathbf{x}\| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2}.$$

Физически квадрат нормы сигнала определяет его мощность. Искомый вектор  $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ , содержащий информацию о встроеном бите данных  $m = (-1, 1)$ , должен удовлетворять следующим условиям:

1)  $\tilde{s} = Q(\tilde{x}, m)$ , где обозначены  $\tilde{s} = (\mathbf{s}, \mathbf{u})$ ,  $\tilde{x} = (\mathbf{x}, \mathbf{u})$ ,  $Q(\bullet)$  – некоторая функция квантования;

2)  $\|\mathbf{s}\| = \|\mathbf{x}\|$ , что следует из условия сохранения мощности синтезированного сигнала по отношению к исходному сигналу;

3)  $\|\mathbf{w}\| = \|\mathbf{s} - \mathbf{x}\| = \min$  – из условия минимизации вносимых искажений.

Рассмотрим вначале основной алгоритм без ограничений на знак координат вектора  $\mathbf{s}$ , а затем дополнительный алгоритм для получения неотрицательных значений его координат.

Вектор  $\mathbf{s}$  будем искать в форме

$$\mathbf{s} = \alpha \mathbf{x} + \beta \mathbf{u}. \quad (1)$$

Умножим (1) скалярно на вектор  $\mathbf{u} \neq 0$ . После тождественных преобразований

$$\beta = (\tilde{s} - \alpha \tilde{x}) / \|\mathbf{u}\|^2. \quad (2)$$

Далее, умножая (1) скалярно на вектор  $\mathbf{s}$  и подставляя  $\beta$  из выражения (2) с учетом  $\|\mathbf{s}\| = \|\mathbf{x}\|$ , получим квадратное уравнение относительно коэффициента  $\alpha$ . Стандартное решение этого уравнения дает два значения  $\alpha$ :

$$\alpha_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{\|\mathbf{x}\|^2 \|\mathbf{u}\|^2 - \tilde{s}^2}{\|\mathbf{x}\|^2 \|\mathbf{u}\|^2 - \tilde{x}^2}}. \quad (3)$$

Найденное значение  $\alpha$  позволяет определить коэффициент  $\beta$  из формулы (2) и искомый вектор  $\mathbf{s}$  по формуле (1).

Приведенный алгоритм имеет простую геометрическую интерпретацию для трехмерного пространства на рис. 1. Для некоторой пары векторов  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{u}$  и заданных функции квантования и встраиваемом бите значение  $\tilde{s} = Q(\tilde{x}, m)$ . Принимая во внимание, что скалярное произведение векторов может быть представлено в записи  $\tilde{s} = |\mathbf{s}| |\mathbf{u}| \cos \vartheta$ , приходим к выводу, что вектор  $\mathbf{s}$ , удовлетворяющий условиям 1) и 2) выше, лежит на поверхности конуса с углом раскрыва  $2\vartheta$  и высотой, совпадающей с вектором  $\mathbf{u}$  как показано на рис. 1, *а*.

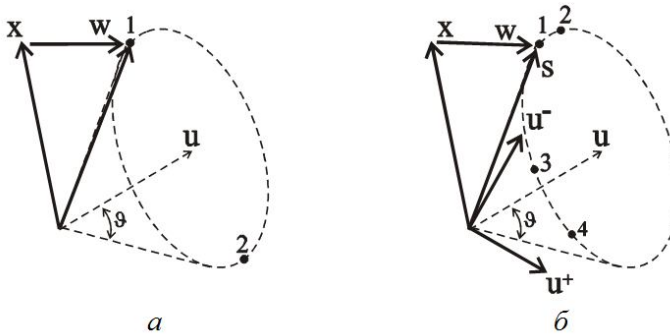


Рис. 1. Геометрическая интерпретация: *а* – основной алгоритм; *б* – дополнительный алгоритм

С другой стороны, поскольку вектор  $\mathbf{s}$  является линейной комбинацией векторов  $\mathbf{x}$  и  $\mathbf{u}$  по формуле (1), то он является компланарным к этим векторам, т.е. лежит в плоскости, образованной векторами  $\mathbf{x}$  и  $\mathbf{u}$ . Пересечение плоскости  $\mathbf{x}, \mathbf{u}$  с поверхностью конуса дает два возможных вектора  $\mathbf{s}$ , которые соответствуют корням  $\alpha_{1,2}$  по формуле (3). Эти корни соответствуют точкам 1 и 2 на рис. 1, *а*. Очевидно, что ближайший к  $\mathbf{x}$  вектор  $\mathbf{s}$  вычисляется для положительного значения

корня в формуле (3) (точка 1). Наиболее удаленный вектор вычисляется для отрицательного значения (точка 2).

Таким образом, основной алгоритм расчета по формулам (1) – (3) позволяет рассчитать искомый вектор  $\mathbf{s}$  в пространстве  $\mathbb{R}^n$ , удовлетворяющий заданным выше условиям 1) – 3).

Следует иметь ввиду, что при использовании методов встраивания данных, основанными на работе с амплитудными значениями коэффициентов быстрого преобразования Фурье (БПФ), требуется решение, которое состоит из неотрицательных значений координат вектора. В случае получения вектора  $\mathbf{s}$ , который содержит одну или несколько отрицательных координат произойдет инверсия фазы соответствующей гармоники, что приведет к дополнительным искажениям сигнала, а также возникнут ошибки при декодировании ЦВЗ, поскольку декодер оперирует с абсолютными значениями частотных коэффициентов и условия 1) и 2) уже не будут выполняться.

Поэтому необходим дополнительный алгоритм для случая возникновения отрицательных координат в векторе  $\mathbf{s}$ . Для вывода дополнительного алгоритма представим вектор  $\mathbf{u}$  в виде суммы "положительного" и "отрицательного" векторов, которые определим соответственно как

$$\mathbf{u}^+ = \frac{\mathbf{u} + |\mathbf{u}|}{2} \quad \text{и} \quad \mathbf{u}^- = \frac{\mathbf{u} - |\mathbf{u}|}{2}.$$

При таком представлении вектор  $\mathbf{u}^+$  будет содержать только неотрицательные координаты из вектора  $\mathbf{u}$ , а отрицательные координаты будут замещены нулями. Соответственно  $\mathbf{u}^-$  будет иметь только отрицательные координаты, а вместо положительных значений будут нули. Ясно, что  $\mathbf{u} = \mathbf{u}^+ + \mathbf{u}^-$  и векторы  $\mathbf{u}^+$ ,  $\mathbf{u}^-$  являются ортогональными, т.е.  $(\mathbf{u}^+, \mathbf{u}^-) = 0$ .

Вектор  $\mathbf{s}$  будем искать в виде:

$$\mathbf{s} = \alpha \mathbf{x} + \beta \mathbf{u}', \quad (4)$$

где выбор вектора  $\mathbf{u}'$  определяется условием:

$$\mathbf{u}' = \begin{cases} \mathbf{u}^+, & \text{если } \tilde{s} \geq \tilde{x}, \\ \mathbf{u}^-, & \text{если } \tilde{s} < \tilde{x}. \end{cases}$$

Проделявая аналогичные операции, приходим к квадратному уравнению вида  $A\alpha^2 + B\alpha + C = 0$ , коэффициенты которого:

$$A = 2\tilde{x}\tilde{x}' - \tilde{x}^2 - \|\mathbf{x}\|^2 \|\mathbf{u}'\|^2, \quad B = 2\tilde{s}(\tilde{x} - \tilde{x}'), \quad C = -\tilde{s}^2 + \|\mathbf{x}\|^2 \|\mathbf{u}'\|^2,$$

где  $\tilde{x}' = (\mathbf{x}, \mathbf{u}')$ .

Стандартное математическое решение в виде

$$\alpha_{1,2} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

дает два значения коэффициента, из которых должно быть оставлено значение, которое соответствует ближайшему вектору.

Коэффициент

$$\beta = (\tilde{s} - \alpha \tilde{x}) / \|\mathbf{u}^*\|^2.$$

Геометрическая интерпретация дополнительного алгоритма проиллюстрирована на рис. 1, б. Как и ранее, все возможные решения для вектора  $\mathbf{s}$  лежат на окружности основания конуса. Вектор  $\mathbf{u}^-$ , входящий в формулу (4), дает решения, обозначенные точками 1 и 2, а вектор  $\mathbf{u}^+$  – соответственно решения, отмеченные точками 3 и 4. Из соотношения (4) очевидно, что для получения неотрицательных координат вектора  $\mathbf{s}$  и минимизации вносимых искажений необходимо выбрать решение, при котором  $\alpha < 1$  и  $\beta(\tilde{s} - \tilde{x}) > 0$ . Этому решению для случая выбора вектора  $\mathbf{u}^-$  соответствует точка 1.

Разработанные алгоритмы позволяют распределить энергию сигнала ЦВЗ для одного встраиваемого бита на  $n$  амплитуд преобразования Фурье сигнала-носителя. При этом мгновенная мощность сигнала сохраняется прежней.

На рис. 2 представлены результаты моделирования алгоритмов при асинхронной передаче данных ЦВЗ для различных помеховых сценариев. Слева показаны сигналограммы отрезка речевого сигнала для одной и той же последовательности встроенных данных ЦВЗ (1 -1 1 1 1 -1 -1) после воздействия помехи той или иной помехи. Длины векторов принимались равными  $n = 64$ . По горизонтальной оси отложены номера отсчетов. Частота дискретизации равна 8 кГц. Отношение (сигнал ЦВЗ)/(сигнал-носитель) во всех случаях составляло -16 дБ.

Справа показаны соответствующие сигналограммы после корреляционной обработки. Сигнал на выходе детектора вычислялся как скользящее скалярное произведение векторов амплитуд БПФ  $\mathbf{y}$  принятого сигнала и ПСП  $\mathbf{u}$ :

$$y_{\text{вых}} = (\mathbf{y}, \mathbf{u}).$$

Далее данные ЦВЗ с большой достоверностью могут быть выделены пороговым методом.

Таким образом, разработанный основной алгоритм позволяет получить вектор  $\mathbf{s}$  амплитуд БПФ с встроенными ЦВЗ при минимальных вносимых искажениях и сохранении мгновенной мощности сигнала. В случае получения отрицательных значений для одной или не-

скольких амплитуд следует воспользоваться дополнительным алгоритмом, который не гарантирует в общем случае минимизации внесимых искажений, но также сохраняет мощность синтезированного сигнала с ЦВЗ.

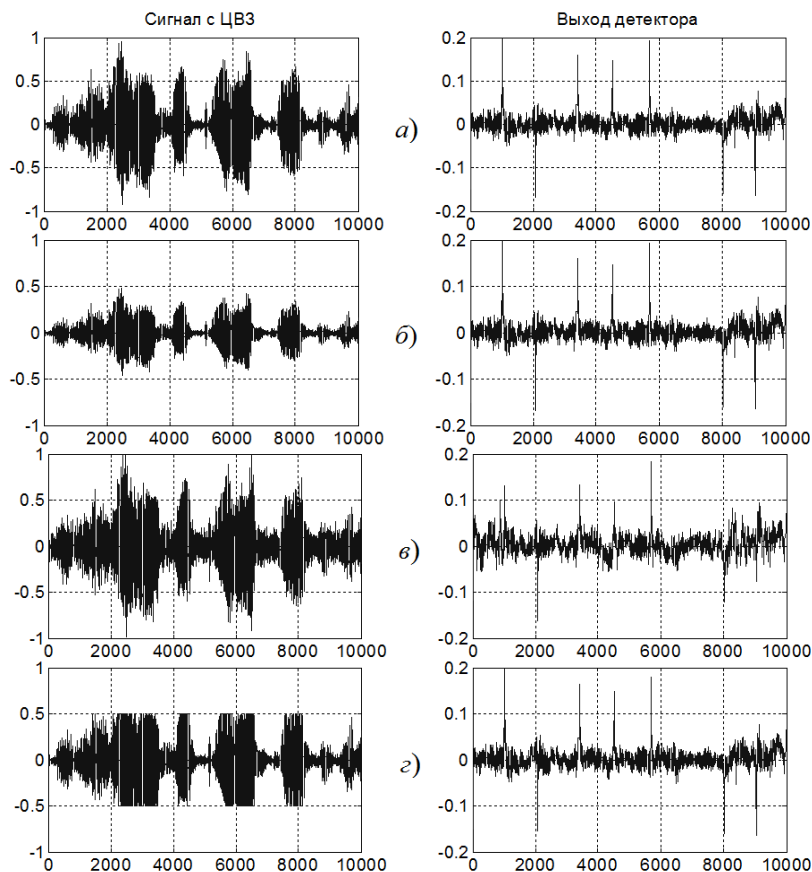


Рис. 2. Результаты компьютерного моделирования: *а* – помехи отсутствуют; *б* – мультипликативная помеха  $\mu = 0,5$ ; *в* – аддитивный белый гауссовский шум при отношении сигнал/шум  $20\lg(\sigma_c/\sigma_{\text{ш}}) = 10$  дБ; *г* – клиппирование сигнала по уровню 0,5

Сохранение мгновенной мощности сигнала при встраивании ЦВЗ дает возможность воспользоваться методами формирования и детектирования ЦВЗ с нормировкой по мощности, что обеспечивает их не-

чувствительность к медленной мультипликативной помехе (замираниям радиосигнала) и помехоустойчивость к другим типичным для радиоканала помехам.

Следует также подчеркнуть, что применение метода АИ не ограничивается рамками УКВ радиотелефонии, а может непосредственно использоваться в диапазонах ПВ и КВ связи.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ETSI EN 300698-1. Radio telephone transmitters and receivers for the maritime mobile service operating in the VHF bands used on inland waterways; Part 1: Technical characteristics and methods of measurement. - 50 p.
2. Automatic Transmission of the Identification of the Radiotelephone Station. Proposal of Poland. COMSAR 16/7, 15 December 2011.
3. 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.
4. Шишкин А.В. Идентификация радиотелефонных передач в УКВ диапазоне морской радиосвязи // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – Т. 55. – № 11, 2012. – С. 11 – 20.