

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛАХ РАДИОСВЯЗИ ГМССБ

Шишкин А.В.

Одесская национальная морская академия

Разработаны алгоритмы встраивания дополнительной цифровой информации непосредственно в звуковой сигнал по технологии цифровых водяных знаков (ЦВЗ). Решение о передаче ЦВЗ принимается в рамках компромиссной задачи количество информации – слуховая невосприимчивость – помехоустойчивость на основе оценки нормы вносимых искажений в узкополосных субканалах и сравнения ее с пороговым значением. Помехоустойчивость ЦВЗ обеспечивается передачей каждого бита встраиваемой информации в узкополосном частотном канале и применением помехоустойчивого кодирования. Обнаружение ЦВЗ построено на оценке нормы вектора искажений с последующим декодированием. Разработанные алгоритмы позволяют получить среднюю скорость передачи информации в асинхронном режиме в диапазоне 100–350 бит/с при искажениях не превышающих – 20 дБ в условиях действия типовых помех в канале радиосвязи. Алгоритмы применимы как в аналоговых, так и в цифровых спутниковых каналах морской подвижной службы, а также в УКВ радиосвязи системы управления полетами гражданской авиации.

Ключевые слова: радиосвязь, аналоговые и цифровые каналы, цифровые водяные знаки, автоматическая идентификация, спутниковые каналы, глобальная морская система связи при бедствии, коды исправляющие ошибки, коэффициент корреляции.

Введение. Глобальная морская система связи при бедствии (ГМССБ) является обязательной для всех грузовых судов валовой вместимости 300 рег. тонн и более и всех пассажирских судов, совершающих международные рейсы [1]. Для голосовой связи в ГМССБ используются аналоговые каналы наземной радиосвязи в ультракоротковолновом (УКВ) диапазоне, в промежуточном (ПВ) и коротковолновом (КВ) диапазонах, а также спутниковые цифровые каналы. В каналах наземной радиосвязи отсутствует техническая возможность автоматического опознавания (или идентификации) передающей станции. Опознавание передающей станции при радиотелефонной связи полностью возложено на оператора станции, который обязан голосом называть название судна, его позывной сигнал или цифровой идентификатор. Однако голосовая идентификация сопряжена с возможным ошибочным восприятием информации, задержкой или вообще – отсутствием идентификации. Известна также проблема технического характера, связанная с западанием тангенты телефонной трубки, когда радиостанция постоянно находится в передающем режиме и блокирует передачи других станций [2]. При этом определение блокирующей радиостанции невозможно из-за отсутствия сигнала идентификации. Возможны также радиопередачи преднамеренно анонимного характера, особенно вредные на 16-м канале бедствия и безопасности УКВ диапазона.

Известна статья [3], в которой автоматическую идентификацию голосовых передач в системе управления полетами гражданской авиации предложено осуществлять путем распознавания в речи невокализованных фонем и подмены их шумоподобным процессом, в котором заключена дополнительная информация о номере воздушного судна. Однако этот метод основан на использовании в качестве сигнала-носителя только речевого сигнала и не работоспособен для более широкого класса аудиосигналов, а также в ситуациях по источнику [2].

В работе [4] предложен метод автоматической идентификации (АИ) передающей радиостанции путем передачи цифрового идентификатора судна непосредственно в составе низкочастотного звукового сигнала. Метод базируется на технологии цифровых водяных знаков (ЦВЗ), которые находят применение, в первую очередь, в мультимедийных компьютерных файлах для защиты авторских прав [5, 6]. Реализация АИ

в морской радиосвязи устраняет влияние так называемого человеческого фактора на надежность, достоверность и своевременность идентификации передающей станции. Предложенный метод не требует замены радиооборудования и эксплуатационных процедур радиосвязи, обеспечивает совместимость с обычной аппаратурой без функции АИ.

Передача дополнительной информации также возможна и в цифровых спутниковых каналах спутниковых каналах, например, для текстового сопровождения голосового сообщения или скрытной передачи информации при террористической угрозе.

Основной проблемой в развитии технологии передачи дополнительной информации как в аналоговых, так и цифровых каналах является обеспечение помехоустойчивости встроенной в звуковой сигнал информации при сохранении ее слуховой невосприимчивости.

Целью настоящей статьи является разработка помехоустойчивых методов встраивания, обнаружения и извлечения информации в телефонные сообщения, передаваемые в аналоговых и цифровых радиоканалах систем радиосвязи ГМССБ.

Результаты исследований.

Применение технологии ЦВЗ в морской радиосвязи. Принятая концепция АИ базируется на передаче дополнительной цифровой информации в виде ЦВЗ непосредственно на фоне речевого сигнала. ЦВЗ не требует расширения частотной полосы и дополнительного времени передачи сообщения. Встраивание информации приводит лишь к незначительным искажениям сигнала, которые не воспринимаются на слух. Структурная схема передачи дополнительной информации в виде ЦВЗ в радиотелефонном канале радиосвязи представлена на рис. 1.

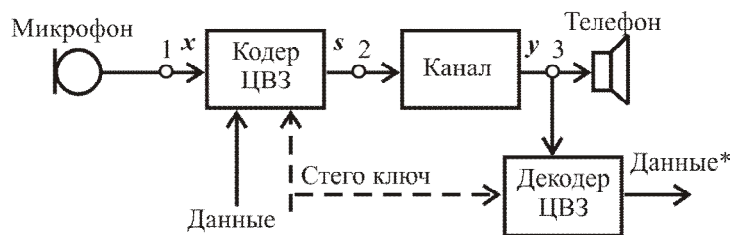


Рисунок 1 – Структурная схема системы передачи дополнительной информации

На модулятор ЦВЗ поступает звуковой сигнал с микрофона радиостанции (точка 1), а также встраиваемые данные и, возможно, стеганографический ключ, который при необходимости запрещает публичный доступ к встроенной информации. Модулятор ЦВЗ размещен в разрыве цепи микрофон – стандартный канал. Под стандартным каналом (точки 2 – 3) подразумевается весь комплекс приемо-передающей аппаратуры, включая собственно среду передачи радиоволн от передатчика к приемнику. Считаем, что этот канал не подлежит модификации разработчиком ЦВЗ. Таким образом, в стандартный канал, в точке 2, поступает композитный сигнал, который несколько является слегка искаженным по отношению к исходному звуковому сигналу за счет встроенных ЦВЗ. В канале композитный сигнал подвергается обычной для радиосвязи обработке в трансивере (усиление, амплитудно-частотные искажения, модуляция несущей частоты, демодуляция), а также воздействию помех радиоканала. Принятый композитный сигнал снимается с низкочастотного выхода усилителя приемника (точка 3) и поступает в демодулятор ЦВЗ для извлечения данных.

Принципиальным является тот факт, что встраивание ЦВЗ в модуляторе осуществляется с учетом знания звукового сигнала-носителя. Учет информации о сигнале-носителе приводит к некоторой задержке передачи (в нашем случае 64 мс), что не сказывается на ведении переговоров в реальном времени. При этом учет информации о сигнале-носителе позволяет исключить его влияние на ЦВЗ, при использовании соответствующих алгоритмов встраивания информации.

Одноканальный алгоритм ЦВЗ. Одноканальный алгоритм ЦВЗ базируется на квантовании коэффициента корреляции сигнального вектора $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_L)$ и некоторого случайного вектора $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_L)$. При этом генерируемый вектор композитного сигнала $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_L)$ имеет ту же норму, что и исходный вектор звукового сигнала \mathbf{x} . Физически сохранение нормы сигнала означает сохранение его мощности. В статье [7] показано, что данный алгоритм обеспечивает минимизацию вносимых искажений $\|\mathbf{x} - \mathbf{s}\| = \min$ при сохранении нормы $\|\mathbf{s}\| = \|\mathbf{x}\|$. Сохранение нормы необходимо для обеспечения нечувствительности ЦВЗ к амплитудным искажениям.

В соответствии с разработанным алгоритмом коэффициент корреляции подвергается квантованию на числовой решетке, задаваемой формулой:

$$\Lambda_m = \{\Delta N + \frac{\Delta}{2}m + \delta\} \cap [0, 1), \quad (1)$$

где Δ – шаг квантования, \mathbf{N} – последовательность натуральных чисел, включая ноль, $m = \{0, 1\}$ – встраиваемый бит данных, δ – смещение решетки.

Например, полагая $\Delta = 0,5$, $\delta = 0,1$, числовые решетки образуются последовательностями: $\Lambda_0 = \{0, 1; 0, 6\}$ и $\Lambda_1 = \{0, 35; 0, 85\}$. Параметры Δ , δ могут быть включены в стего-ключ наряду со случайным вектором \mathbf{u} .

Вычисления вектора \mathbf{s} производят пошагово в соответствии с формулами (2) – (6) ниже:

1-й шаг: вычисление коэффициента корреляции:

$$\tilde{x} = (\mathbf{x}, \mathbf{u}) / \|\mathbf{x}\| \|\mathbf{u}\|, \quad (2)$$

где $(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \sum_{i=1}^L x_i u_i$ – скалярное произведение векторов, $\|\mathbf{x}\| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_L^2}$ – эвклидова норма вектора.

В общем случае коэффициент корреляции выражается комплексным числом.

2-й шаг: квантование коэффициента корреляции. Квантованию подвергается модуль числа \tilde{x} на решетке из формулы (1), фаза квантованного значения остается прежней $\varphi_s = \varphi_x$. Амплитуда квантованного значения A_s вычисляется как ближайшее значение числовой решетки к модулю коэффициента корреляции по формуле:

$$A_s = \arg \min_{\lambda \in \Lambda_m} d(\lambda, |\tilde{x}|). \quad (3)$$

Тогда квантованный коэффициент корреляции выражается формулой:

$$\tilde{s} = A_s \exp(j\varphi_s). \quad (4)$$

3-й шаг: вычисление коэффициентов преобразования:

$$\alpha_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{1 - \tilde{s} \tilde{s}^*}{1 - \tilde{x} \tilde{x}^*}}, \quad \beta = \tilde{s} - \alpha \tilde{x}. \quad (5)$$

В формуле (5) следует принимать арифметическое значения квадратного корня.

4-й шаг: вычисление композитного вектора, содержащего ЦВЗ:

$$\mathbf{s} = \alpha \mathbf{x} + \beta \mathbf{u} \frac{\|\mathbf{x}\|}{\|\mathbf{u}\|}. \quad (6)$$

Одноканальный алгоритм формирования ЦВЗ по формулам (1) – (6) позволяет исключить влияние амплитудных искажений сигнала на достоверность восстановления скрытых данных в приемнике.

Многоканальний алгоритм. Сигнал ЦВЗ $w = s - x$ передається в общем радиотелефонном канале. Как показали исследования, наиболее губительной помехой для него являются межсимвольные искажения, возникающие в низкочастотных инерционных цепях, содержащих реактивные элементы, трансивера. Полоса звуковых частот трансивера ограничена диапазоном (100–3000) Гц, а амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) существенно неравномерна. Поэтому передача ЦВЗ в общем частотном канале, с априори, неизвестной АЧХ сопряжена со значительным влиянием сильного сигнала-носителя x на слабый сигнал w .

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции предложено передавать ЦВЗ параллельно в узких частотных полосах, используя для модуляции коэффициенты быстрого преобразования Фурье (БПФ). Принципиальным является тот факт, что сигнальный вектор x формируется из коэффициентов одной и той же частоты или соседних коэффициентов. В этом случае можно считать, что все коэффициенты вектора подвергаются одинаковым амплитудным искажениям.

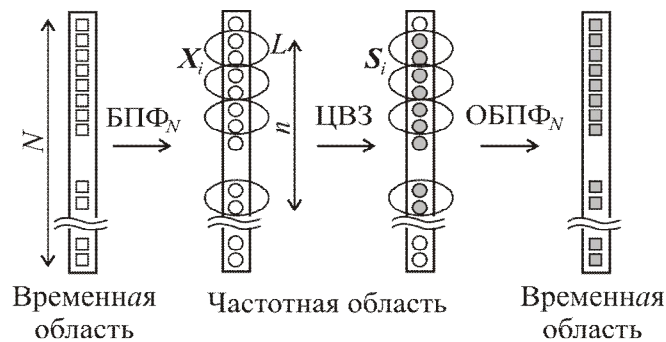


Рисунок 2 – Формирование векторов

Формирование векторов в частотной области коэффициентов БПФ представлено на рис. 2 для длины векторов $L = 2$. Первоначально звуковой фрейм из N отсчетов преобразуется путем БПФ в частотную область. Затем соседние по частоте коэффициенты образуют субканальные векторы X_i , $i = \overline{1, n}$, где n представляет общее число субканалов и соответственно количество бит информации ЦВЗ. Нулевой коэффициент (постоянная составляющая) остается свободным.

Ширина полосы частот каждого субканала равна $\Delta f = F_s L / N$ Гц. Для частоты дискретизации $F_s = 8$ кГц, длине вектора $L = 2$ и размерности БПФ $N = 512$ $\Delta f = 31,25$ Гц.

В результате преобразований по формулам (1) – (6) в частотной области вектор X_i трансформируется в вектор S_i при сохранении нормы $\|S_i\| = \|X_i\|$. Таким образом, общий баланс мощности в пределах каждой частотной полосы Δf остается прежним, что обеспечивает слуховую невосприимчивость внесенных искажений.

На рис. 2 модифицированные коэффициенты и отсчеты помечены серой заливкой. На последнем этапе путем обратного БПФ (ОБПФ) формируются отсчеты во временной области. Все отсчеты s во временной области будут слегка модифицированы в сравнении с исходными отсчетами x .

Оценка подходящего фрейма для ЦВЗ. Внесение ЦВЗ сопровождается определенными искажениями сигнала-носителя. Эти искажения могут проявляться в большей или меньшей степени в зависимости от близости значения коэффициента корреляции (2) к квантованному значению в каждом канале. В идеальном случае никаких искажений вообще не потребуется. Поэтому подходящий для встраивания фрейм может быть оценен вектором расстояний:

$$d = (\tilde{x}_1 - \tilde{s}_1, \tilde{x}_2 - \tilde{s}_2, \dots, \tilde{x}_K - \tilde{s}_K). \quad (7)$$

Тогда оценка текущего фрейма для встраивания ЦВЗ сводится к следующему правилу: если норма вектора \mathbf{d} не превышает некоторого порога ρ_1 , т.е. $\|\mathbf{d}\| \leq \rho_1$, то встраивание ЦВЗ возможно, в противном случае – отказ от размещения ЦВЗ в текущем фрейме.

Для стабилизации вносимых искажений к уровню громкости звукового сигнала предложено использовать плавающий порог по формуле:

$$\rho_1 = h \Delta \frac{\sigma_{\text{long}}}{\sigma_{\text{frame}}}, \quad (8)$$

где – $h=0,5 \dots 2$ – коэффициент, задающий интенсивность встраивания ЦВЗ, Δ – шаг квантования на числовой решетке, σ_{long} , σ_{frame} – среднеквадратические отклонения (СКО) звукового сигнала, вычисленные соответственно на длительном (3–5) секунд и коротком – в течение одного фрейма интервалах.

В результате предварительной оценки возможности встраивания ЦВЗ удастся существенно уменьшить вносимые искажения и, соответственно, слуховую восприимчивость ЦВЗ. Передача ЦВЗ при этом происходит в асинхронном режиме.

Применение кодов, исправляющих ошибки. Для повышения достоверности декодирования ЦВЗ предложено использовать блочный корректирующий код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) [8] с параметрами (63, 30, 6). Код БЧХ(63, 30, 6) имеет общую длину блока $n = 63$, число информационных битов $k = 30$ и максимальное число исправляемых ошибок на блок $t = 6$.

В морской подвижной службе (МПС) с использованием цифрового избирательного вызова (ЦИВ) для опознавания судов и береговых станций используется 9-тизначных цифровой идентификатор МПС (ИМПС). В двоичном представлении ИМПС как раз занимает 30 двоичных разрядов. Поэтому для кодирования ИМПС достаточно одного блока кода БЧХ(63, 30, 6).

Известно, что коды БЧХ не принадлежат к классу совершенных кодов, для которых любая произвольная последовательность из n бит обязательно декодируется в какое-либо разрешенное кодовое слово. При невозможности декодирования БЧХ декодер устанавливает флажок отказа от декодирования. Вероятность такого отказа от декодирования при случайном выборе кодового слова может быть получена из формулы:

$$P_{\text{од}} = \frac{2^n - 2^k (1 + \sum_{i=1}^t C_n^i)}{2^n}, \quad (9)$$

где $C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}$ – биномиальные коэффициенты.

Для кода БЧХ(63, 30, 6) из формулы (9) получим $P_{\text{од}} = 0,9912$. Использование информации об отказе от декодирования, как будет показано ниже, снижает вероятность ложного обнаружения ЦВЗ.

Обнаружение и декодирование ЦВЗ. Обнаружение ЦВЗ осуществляется путем скользящего анализа принимаемых фреймов длиной N отсчетов. Существенно при этом, что обнаружение и декодирование ЦВЗ не требует каких-либо начальных маркеров или синхронизирующих импульсов.

Процедура обнаружения ЦВЗ может быть пояснена следующим образом: на каждом фрейме декодер пытается обнаружить и декодировать ЦВЗ. Для этого используются те же решетки Λ_0 , Λ_1 и случайная последовательность \mathbf{u} , что и при кодировании. Первоначально вычисляется БПФ принятого фрейма $\mathbf{Y} = \text{БПФ}\{\mathbf{y}\}$. Далее пошагово аналогично алгоритму кодирования производят следующие вычисления:

1-й шаг: в каждом субканале вычисляют коэффициент корреляции по формуле:

$$\tilde{y}_i = (y_i, \mathbf{u}_i) / \|\mathbf{y}_i\| \|\mathbf{u}_i\|. \quad (10)$$

2-й шаг: вычисляют наименьшее расстояние модуля коэффициента корреляции до узлов объединенных решеток $\Lambda_{10} = \Lambda_0 \cup \Lambda_1$:

$$d_i = \min_{\lambda \in \Lambda_{10}} d(|\tilde{y}_i|, \lambda). \quad (11)$$

3-й шаг: определяют норму вектора расстояний $\|\mathbf{d}\|$, сравнивают ее значение с порогом ρ_2 и выносят решение об обнаружении ЦВЗ:

$$\text{Если } \|\mathbf{d}\| \begin{cases} \leq \rho_2 - \text{ЦВЗ обнаружен,} \\ > \rho_2 - \text{ЦВЗ не обнаружен.} \end{cases} \quad (12)$$

4-й шаг: производят оценку обнаруженных данных ЦВЗ по формуле:

$$\hat{m}_i = \arg \min_{\lambda \in \Lambda_m} d(|\tilde{y}_i|, \lambda). \quad (13)$$

5-й шаг: осуществляют декодирование данных ЦВЗ \hat{m} по стандартной процедуре декодирования кода БЧХ.

Для вынесения решения о наличии / отсутствии ЦВЗ в анализируемом фрейме значение нормы вектора расстояний $\|\mathbf{d}\|$ сравнивается с порогом ρ_2 (рис. 3). Пороговое значение ρ_2 устанавливают из соображений минимизации ошибок второго рода (принятие ложной гипотезы о присутствии ЦВЗ при его фактическом отсутствии). На рис. 3 область ошибок 2-го рода выделена черным. Ошибки первого рода (показаны штриховкой) соответствуют не обнаружению ЦВЗ при его фактическом наличии. При достаточно большом значении n плотности распределения вероятностей $P(\|\mathbf{d}\|)$ как в случае наличия, так и в случае отсутствия ЦВЗ хорошо аппроксимируются нормальными законами. Полагая, что распределения ошибок d_i в каждом субканале имеют среднее m_H и СКО σ_H в ситуациях наличия ($H = 1$) или отсутствия ($H = 0$) ЦВЗ, могут быть получены искомые выражения для среднего и СКО распределений $P(\|\mathbf{d}\|)$:

$$m_{\|\mathbf{d}\|} = \sqrt{n m_H}, \quad \sigma_{\|\mathbf{d}\|} = \frac{\sigma_H}{2\sqrt{m_H}}. \quad (14)$$

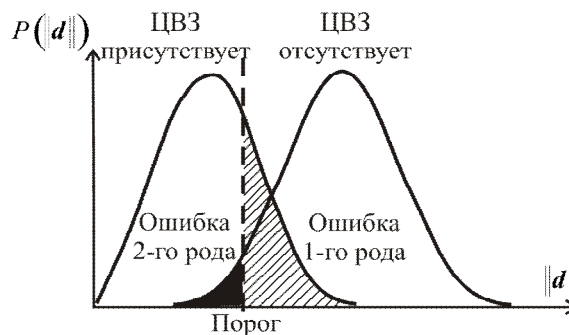


Рисунок 3 – Функции распределения вероятностей нормы вектора расстояний

Из формул (14) следует важный вывод о том, что СКО случайной величины $\|\mathbf{d}\|$ не зависит от n , в то время как ее среднее значение пропорционально \sqrt{n} . Поскольку

$m_1 < m_0$, то при увеличении числа субканалов n кривые плотностей вероятности на рис. 3 удаляются друг от друга на большее расстояние. При этом их СКО остаются постоянными.

Таким образом, увеличивая n можно повысить достоверность обнаружения ЦВЗ.

В задаче АИ необходимо минимизировать ошибки 2-го рода, иначе будут получены искаженные данные идентификации о передающем судне. Ошибки 1-го рода, т.е. пропуск ЦВЗ, не являются столь критичными, поскольку идентификатор судна повторяется многократно в процессе радиопередачи. При установке порога обнаружения $\rho_2 = m_0 - 5\sigma_0$ вероятность ошибки 2-го рода (false-negative) составляет $P_{FN} \approx 2 \times 10^{-7}$ для параметров $\Delta = 1, n = 63$.

Декодер БЧХ дополнительно снижает вероятность P_{FN} за счет отказа от декодирования отсутствующего ЦВЗ с учетом ранее рассчитанной вероятности $P_{од} = 0,9912$. Тогда результирующая ошибка 2-го рода составит величину $P_{ош2} = P_{FN} (1 - P_{од}) \approx 2 \times 10^{-9}$.

Результаты моделирования. Разработанные проверялись на реальных речевых сигналах при частоте дискретизации $F_s = 8$ кГц. Результаты компьютерного моделирования относительно влияния шага квантования Δ и коэффициента h из формулы (8) на искажения речевого сигнала представлены в табл. 1.

Таблица 1 – Зависимость скорости передачи информации и качества сигнала от шага квантования Δ и коэффициента h

Шаг квантования Δ	Коэффициент h			
	0,5	1	2	4
0,25	102 / -49,04	136 / -41,36	255 / -31,57	356 / -25,12
0,5	102 / -42,16	136 / -34,82	272 / -24,56	365 / -18,87
1	102 / -36,56	144 / -28,5	297 / -18,71	399 / -12,17
2	110 / -28,97	178 / -20,19	322 / -11,85	450 / -6,05

В табл. 1 представлены пары значений «скорость передачи информации (бит/с)» / «качество (дБ)». Для оценки качества сигнала использовалось отношение WSR мгновенных мощностей вносимых искажений и сигнала-носителя, рассчитываемое в частотно-временной плоскости спектрограммы ($N_{SP} \times T_{SP}$) по формуле:

$$WSR = 10 \lg \frac{\sum_{j=1}^{T_{SP}} \sum_{i=1}^{N_{SP}} (X_{ij} - S_{ij})^2}{\sum_{j=1}^{T_{SP}} \sum_{i=1}^{N_{SP}} X_{ij}^2} \quad (15)$$

Скорость информации рассчитывается как средняя скорость передачи информации на протяжении речевого сигнала по формуле:

$$R = \frac{N_{TX} k}{l_{wav} F_s} \quad (16)$$

где N_{TX} – число переданных фреймов; l_{wav} – количество отсчетов в тестируемом сигнале wav-формата; k – количество информационных бит в одном ЦВЗ.

Спектрограммы были рассчитаны путем применения кратковременного БПФ на интервале 256 отсчетов и сглаживании окном Хэнна. Приемлемым уровнем ухудшения речевого сигнала считается – 20 дБ и менее [9]. Поэтому независимые параметры Δ и h могут быть выбраны из табл. 1 для практической реализации. Остальные параметры алгоритма принимались следующими: $L = 2, N = 512, n = 63$, параметры кода БЧХ $(n, k, t) = (63, 30, 6)$.

Помехоустойчивость ЦВЗ оценивалась отношением количества обнаруженных и правильно декодированных блоков ЦВЗ к общему числу переданных блоков. Влияние

различных атак (помех) в канале передаче на помехоустойчивость ЦВЗ отражено в табл. 2, а спецификация атак, использованных для исследования помехоустойчивости в среде Матлаб, приведена в табл. 3.

Таблица 2 – Влияние различных атак на помехоустойчивость ЦВЗ

Шаг квантования	Сжатие – растяжение	Фильтрация	Аддитивный шум, дБ			Квантование на 2^q уровнях			Ограничение 50%*	Медленные замирания	Комплексная помеха
			-40	-30	-20	$q=8$	$q=7$	$q=6$			
0,125	0,76	0,13	0,23	0	0	0,5	0,27	0	0,9 / 1	0,13	0
0,25	1	0,26	0,6	0,1	0	0,63	0,56	0,23	0,93 / 1	0,37	0
0,5	1	0,72	0,72	0,37	0	0,84	0,75	0,62	0,94 / 1	0,5	0,03
1	1	0,94	0,86	0,71	0,14	1	0,83	0,66	0,97 / 1	1	0,43
2	1	1	1	0,74	0,37	1	0,97	0,74	1	1	0,68

* Для значений коэффициента $h = 2 / 0,5$ соответственно

Таблица 3 – Спецификация атак на композитный сигнал

№	Вид атаки	Характеристика атаки (помехи) на композитный сигнал	Процедура МЛ	Влияние на ЦВЗ
(1)	Преобразование цифра – аналог – цифра	Композитный сигнал, первоначально с частотой дискретизации $F_s = 8$ кГц интерполировался с частотой 32 кГц, смещался на 1, 2 или 3 отсчета и затем прореживался с частотой дискретизации 8 кГц.	interp(s,4)	Не влияет
(2)	Смещение по времени	Смещение на произвольный временной интервал, кратный $(4F_s)^{-1}$	interp(s,4)	Не влияет
(3)	Компандирование (сжатие-растяжение)	Сжатие – растяжение по амплитуде в соответствии с μ -законом	lin2mu(s), mu2lin(y)	См. табл. 2
(4)	Фильтрация	Прохождение через полосовой фильтр Баттерворта 2-го порядка с частотами среза 400 Гц и 2 кГц. АЧХ такого фильтра близка к АЧХ реального УКВ радиоканала.	butter(1,[.1 0.5], filter(bb,aa,s))	См. табл. 2
(5)	Аддитивный шум	Воздействие нормального белого шума при отношении сигнал/шум, измеренным для всего тестового сигнала	awgn(s,SNR, 'measured')	См. табл. 2
(6)	Квантование по уровню	Квантование на Q уровней	1/Q*round(s*Q)	См. табл. 2
(7)	Ограничение амплитуды (клиппирование)	Ограничение амплитуды на уровне 50% с насыщением от максимального значения мгновенной амплитуды		См. табл. 2
(8)	Медленные замирания	Амплитудная модуляция гармоническим сигналом частотой 3 Гц и глубиной модуляции 0,5		См. табл. 2
(9)	Комплексная помеха	Одновременное воздействие трех помех: (4) + (5) на уровне -30 дБ + (8)		См. табл. 2
(10)	MP3 сжатие	Преобразование сигнала в wav формате и битрейтом 64 кбит/с MP3 формат с битрейтом 9,6 кбит/с и обратное преобразование в первоначальный формат		Не влияет

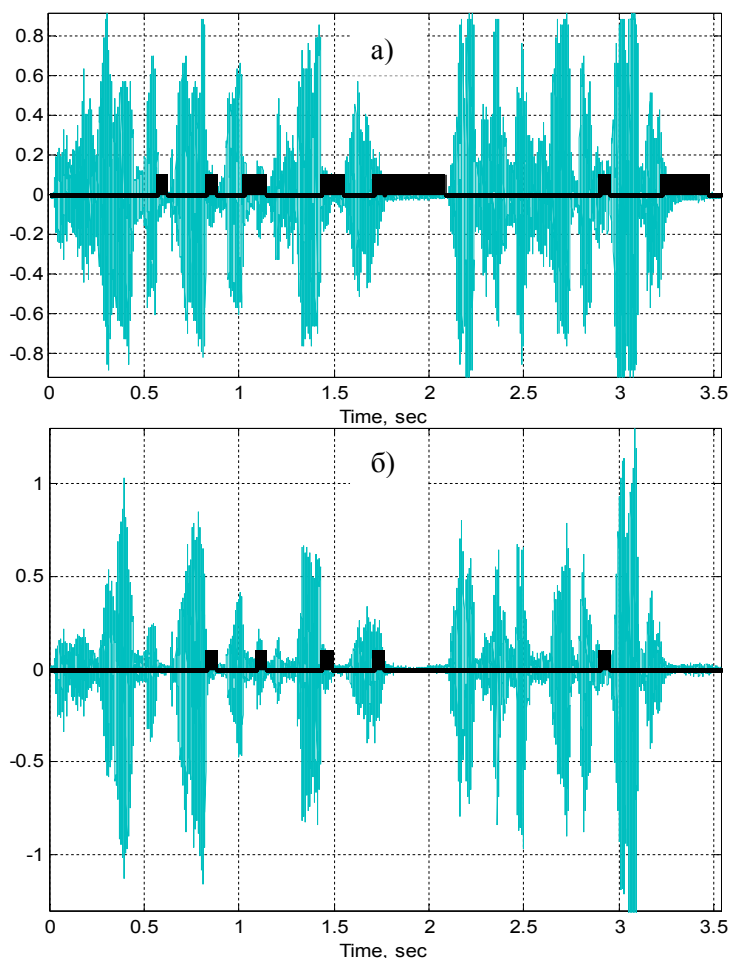


Рисунок 4 – Композитний речевий сигнал і відмітки положень встроєних і виявлених ЦВЗ (виділені чорним): а) до впливу завади; б) після впливу складної завади (9)

Сигналограми, ілюструючі статистичний характер встраивання ЦВЗ, показані на рис. 4. Чорними метками показані позиції встраивання ЦВЗ (рис. 4 а) і позиції виявлених ЦВЗ (рис. 4 б) після впливу складної завади (9). В прийнятій сигналі після впливу складної завади не всі ЦВЗ були виявлені і декодовані, т.е. мали місце помилки 1-го роду. Однак, для автоматичної ідентифікації можливі пропуски ЦВЗ на приймній стороні не є критичними, оскільки ЦВЗ має один і той же склад у вигляді ідентифікатора судна і повторюється багаторазово впродовж всієї радіопередачі. В той же час помилок 2-го роду, т.е. ложних виявлень зафіксовано не було.

Відмінною рисою розташування ЦВЗ є те, що вони розташовані в паузах речевого сигналу (часові інтервали 1,8 – 2,1 секунди і 3,2 – 3,5 секунди), а також в позиціях невокалізованих (шумоподібних) фонем – інші ЦВЗ на рис. 4.

Висновки. Обґрунтована технічна можливість передачі додаткової інформації в складі речевого сигналу без розширення вимог до частотної області, часу передачі і змін сапой радіопередаючої апаратури. При цьому розроблений метод може використовуватися як в аналогових каналах морської радіотелефонії наземної служби, так і в цифрових супутникових каналах.

Слухова невосприимчивість додаткової інформації досягається за рахунок застосування спеціального алгоритму встраивання інформації, який не змінює потужності складного сигналу в вузькій частотній області. Встраивання ЦВЗ здійснюється тільки на тих часових інтервалах, які вимагають найменших

искажений сигнала. Помехоустойчивость дополнительной информации обеспечивается применением кода, исправляющего ошибки. Разработанный алгоритм обнаружения встроенной информации не требует передачи каких-либо маркеров для кадровой и символьной синхронизации.

Применение метода передачи дополнительной информации целесообразно в аналоговых каналах морской радиотелефонии для решения задачи автоматической идентификации. Аналогичное применение данный метод может найти в УКВ радиосвязи систем управления полетами гражданской авиации.

В цифровых спутниковых каналах данный метод может использоваться для передачи текстового сопровождения голосовых сообщений и применения в специальных приложениях, например, при скрытной передаче информации при террористических угрозах.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошевий В. М. Глобальный морський зв'язок для пошуку та рятування (GMDSS) : Підручник для студентів вищих навчальних закладів / В. М. Кошевий, В. І. Купровський, О. В. Шишкін. – Одеса : Екологія, 2011. – 248 с.
2. Proposals to Amend the Performance Standards for Shipborne VHF Radiotelephone Facilities. COMSAR 14/7/5, Submitted by the Republic of Korea, December 2009.
3. K. Hofbauer, G. Kubin, W. Kleijn «Speech Watermarking for Analog Flat-Fading Bandpass Channels», IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing, November 2008, Vol. 17, No. 8, pp. 1624 – 1637.
4. Шишкін А. В. Идентификация радиотелефонных передач в УКВ диапазоне морской радиосвязи // Известия вузов – Радиоэлектроника. – Т. 55, № 11 – 2012. – С. 11-20.
5. Конахович Г. Ф. Компьютерная стеганография. Теория и практика / Г. Ф. Конахович, А. Ю. Пузыренко. – К. : МК-Пресс, 2006. – 288 с.
6. Cox I.J., et al. Digital watermarking and steganography. Second Edition – Morgan Kaufmann Publishers, 2008. – 594 p.
7. Шишкін О. В. Прихована цифрова модуляція звукових сигналів / О. В. Шишкін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2014. – № 58. – С. 129-138.
8. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: пер. с англ. / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.
9. ITU-T Recommendation P.862: Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), International Telecommunication Union, 02/2001.

REFERENCES

1. Kosheviy V. M. Globalniy morskiy zv'yazok dlya poshuku ta ryatuvannya (GMDSS) : Pidruchnik dlya studentiv vitykh navchalnykh zakladiv / V. M. Kosheviy, V. I. Kuprovskiy, O. V. Shishkin. – Odesa : Ekologiya, 2011. – 248 s.
2. Proposals to Amend the Performance Standards for Shipborne VHF Radiotelephone Facilities. COMSAR 14/7/5, Submitted by the Republic of Korea, December 2009.
3. K. Hofbauer, G. Kubin, W. Kleijn «Speech Watermarking for Analog Flat-Fading Bandpass Channels», IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing, November 2008, Vol. 17, No. 8, pp. 1624 – 1637.
4. Shishkin A. V. Identifikaciya radiotelefonnykh peredach v UKV diapazone morskoy radiosvyazi // Izvestiya vuzov – Radioelektronika. – T. 55, № 11 – 2012. – S. 11-20.
5. Konakhovich G. F. Kompjuter'naya steganografiya. Teoriya i praktika / G. F. Konakhovich, A. Yu. Puzihrenko. – K. : MK-Press, 2006. – 288 s. Cox I.J., et al. Digital

watermarking and steganography. Second Edition – Morgan Kaufmann Publishers, 2008. – 594 p.

6. Shishkin O. V. Prikhovana cifrova modulyaciya zvukovikh signaliv / O. V. Shishkin // Visnik NTUU «KPI». Seriya Radiotekhnika. Radioaparotobuduvannya. – 2014. – № 58. – S. 129-138.

7. Morelos-Saragosa R. Iskusstvo pomekhoustoychivogo kodirovaniya. Metodih, algoritmih, primenenie: per. s angl. / R. Morelos-Saragosa. – M. : Tekhnosfera, 2005. – 320 s.

8. ITU-T Recommendation P.862: Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), International Telecommunication Union, 02/2001.

Шишкін О.В. СТАТИСТИЧНЕ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ ДОДАТКОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ В КАНАЛАХ РАДІОЗВ'ЯЗКУ ГМЗЛБ

Розроблені алгоритми вбудовування додаткової цифрової інформації безпосередньо в звуковий сигнал за технологією цифрових водяних знаків (ЦВЗ). Рішення про передачу ЦВЗ приймається у рамках компромісної завдання кількість інформації – слухова несприйнятність – завадостійкість на основі оцінки норми спотворень, що вносяться у вузькосмугових субканалах і порівняння її з пороговим значенням. Завадостійкість ЦВЗ забезпечується передачею кожного біта інформації, що вбудований у вузькосмуговому частотному субканалі та із застосуванням завадостійкого кодування. Виявлення ЦВЗ побудоване на оцінці норми вектору спотворень з подальшим декодуванням. Розроблені алгоритми дозволяють отримати середню швидкість передачі інформації в асинхронному режимі в діапазоні 100–350 біт/с при спотвореннях, що не перевищують – 20 дБ, в умовах дії типових перешкод в каналі радіозв'язку. Алгоритми можуть бути застосовні як в аналогових, так і у цифрових супутникових каналах морської рухомої служби, а також в УКХ радіозв'язку систем управління польотами цивільної авіації.

Ключові слова: радіозв'язок, аналогові і цифрові канали, цифрові водяні знаки, автоматична ідентифікація, супутникові канали, глобальна морська система зв'язку у разі лиха, коди що виправляють помилки, коефіцієнт кореляції

Shishkin A.V. STATISTICAL MULTIPLEXING OF ADDITIONAL INFORMATION IN THE GMDSS RADIOCOMMUNICATION CHANNELS

The algorithms of additional digital information embedding directly in audio signal on digital watermarking (DWM) technology are elaborated. The decision on DWM is approved in the frame of compromising task information quantity – audio imperceptibility – robustness on the base of estimation of the introduced distortion norm in narrowband sub channels and comparing it to threshold value. DWM robustness is provided by transmitting the every bit of embedded information within narrowband channel and applying error correcting coding. Detection of DWM is constructed on the estimation of distortion vector norm and subsequent decoding. The designed algorithms allows getting information transmission rate within (100 – 350) bps under distortions not exceeding – 20 dB in the conditions of standard interferences influence in the radio communication channel. The algorithms are applicable both in analog as well as digital satellite channels of maritime mobile service, and also in the VHF radio communication of civil aviation traffic control systems.

Keywords: radio communication, analog and digital channels, digital watermarking, automatic identification, satellite channels, global maritime distress and safety system, error correction codes, coefficient of correlation.

© Шишкін О.В.

Статтю прийнято
до редакції 1.04.15