

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 681.325.3

С.Н. Кириллов, В.А. Ревуцкий**АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ НА ФОНЕ СЛУЧАЙНОЙ ДВОИЧНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ**

Обоснован алгоритм обнаружения основных сверточных помехоустойчивых кодов (ПК), применяемых в системах спутниковой связи (ССпС) на фоне случайной двоичной последовательности (СДП). Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает правильное обнаружение рассматриваемых ПК с вероятностью не менее 0,94 и вероятностью ложной тревоги не более 0,08 при значениях вероятности битовой ошибки в анализируемой двоичной последовательности (АДП) не более 10^{-1} .

Ключевые слова: помехоустойчивый код, сверточный код, анализируемая двоичная последовательность, система спутниковой связи, длина кодового ограничения.

Введение. На настоящий момент в современных ССпС используется множество стандартов, в состав которых входят ПК различного типа и параметров [1,2]. Одними из наиболее распространенных являются сверточные коды (СК), в том числе перфорированные. Кроме того, данные коды могут использоваться в качестве компонентов для различных составных ПК [1...4].

Возможны ситуации, когда необходимо организовать сеанс радиосвязи, не имея полной информации о компонентах используемого стандарта. Подобная неопределенность может также иметь место при решении задач радиомониторинга системы передачи информации. Этими обстоятельствами обусловлена актуальность разработки алгоритма обнаружения сверточных ПК.

При этом важно, что в виду наличия шумов в канале СпС предложенный алгоритм обнаружения должен обладать устойчивостью к появлению ошибок в АДП.

Целью данной работы является обоснование устойчивого к ошибкам в канале связи алгоритма обнаружения сверточных ПК с известными параметрами на фоне СДП.

Особенности задачи обнаружения сверточных ПК. Полагаем, что предварительно с сигналом СпС были выполнены следующие операции:

– демодуляция;

– определение вида и положения синхрослов кодовой синхронизации;

– дегерережевание.

Таким образом, исходными данными, для используемых алгоритмов, является АДП - $\bar{\mathbf{B}}$, в которой может содержаться сверточный ПК с известными параметрами (m_0, n_0, k_0) , где m_0 - максимальная длина регистров сдвига в составе кодера, n_0 - длина выходного и k_0 - длина входного кадров. Также принимается, что ПК, представленный в АДП, не является составным и перфорированным.

Стоит задача статистической проверки гипотез: H_1 - в АДП представлен сверточный ПК с заданными параметрами, H_0 - АДП есть СДП.

Обоснование статистической модели АДП. Для принятия решения о правильности одной из гипотез H_1 или H_0 необходимо наличие статистической модели АДП.

Как известно [3,4], сверточные кодеры представляют собой автоматы с конечным числом состояний, поэтому для описания последовательности на выходе таких кодеров можно задействовать вероятностный аппарат на базе матриц переходов (МП).

МП показывает относительную частоту последовательного появления в потоке определенных кодовых комбинаций длиной $m_0 \cdot n_0$ символов.

Для оценки МП - $\widehat{W}(N_i, N_j)$ осуществляется разбиение АДП, представляющей собой бинарный поток $\overline{\mathbf{B}}$, на сегменты длиной $X = m_0 \cdot n_0$, разнесенные на I символов. При этом пары сегментов выбираются с шагом s , как показано на рисунке 1.

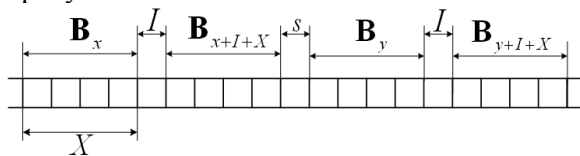


Рисунок 1 – Разбиение бинарного потока на сегменты

Затем производится оценка МП как закона распределения совместной вероятности (ЗРСВ) последовательного появления в потоке $\overline{\mathbf{B}}$ сегментов \mathbf{B}_x и \mathbf{B}_{x+I+X} вида $N_i, N_j - W(N_i, N_j)$, где $i = \overline{1, 2^X}, j = \overline{1, 2^X}$.

Для исключения статистической зависимости между парами выбираемых сегментов при оценке МП шаг s необходимо выбирать так, чтобы в сегментах \mathbf{B}_x и \mathbf{B}_y не было символов, полученных из связанных состояний кодера. Так как максимальная длина регистров сдвига в сверточном кодере составляет m_0 , то состояния, разнесенные более чем на $(m_0 - 1)$ бит, не имеют общих символов. Следовательно, значение шага s можно выбирать равным $s = m_0 - 1$.

При этом интервал $I = 0$, так как примыкающие комбинации соответствуют выбору кадров на выходе кодера, отражающих цепь его преемственных состояний.

Достоверную оценку двумерной гистограммы $W(N_i, N_j)$ для заданной длины АДП - L можно получить, если значение L потенциально позволяет выделить каждое из $2^{2n_0 m_0}$ возможных сочетаний кодовых комбинаций не менее 100 раз [5]. В таком случае минимальная длина АДП должна составлять $L_{\min} = 100 \cdot (2m_0 n_0 + m_0 - 1) 2^{2n_0 m_0}$.

Далее определим оценку ЗРСВ $W(N_i, N_j, m_0, n_0)$ при указанном выше способе разбиения $\overline{\mathbf{B}}$ и заданных s, I, X как

$$W(N_i, N_j) = \sum_{x=1}^{L/(2m_0 n_0 + m_0 - 1)} f(\mathbf{B}_x, \mathbf{B}_{x+I+X}, N_i, N_j), \quad i, j = \overline{1, 2^X}, \quad (1)$$

где $L/(m_0 n_0 + m_0 - 1)$ - число сегментов длиной X в $\overline{\mathbf{B}}$, выделяемых с шагом s и

$$f(\mathbf{B}_x, \mathbf{B}_{x+I+X}, N_i, N_j) = \begin{cases} 1, & \text{если } \mathbf{B}_x = N_i \text{ и } \mathbf{B}_{x+I+X} = N_j; \\ 0, & \text{если } \mathbf{B}_x \neq N_i \text{ и } \mathbf{B}_{x+I+X} \neq N_j. \end{cases}$$

Функция $f(\mathbf{B}_x, \mathbf{B}_{x+I+X}, N_i, N_j)$ в выражении (1) играет роль вероятностного идентификатора наступления такого события, как последовательное появление сегментов $\mathbf{B}_x, \mathbf{B}_{x+I+X}$, соответствующих текущим координатам N_i, N_j в ЗРСВ $W(N_i, N_j)$.

С учетом выражения (1) процедура оценки МП содержит следующие шаги:

- разбиение АДП соответственно параметрам СК - m_0, n_0 ;
- подсчет числа появления каждой из $2^{2m_0 n_0}$ возможных пар кодовых комбинаций;
- нормировка полученной гистограммы путем деления на общее количество пар сегментов в АДП числом $L/2^{2m_0 n_0}$.

Для описания свойств СК можно использовать не конкретный вид МП, а гистограмму уровней (ГУ) - $P(R)$ по элементам МП. Шаг данной гистограммы $\Delta_{ГУ}$ фиксирован, а число шагов равно $l_{ГУ} = W_{\max} / \Delta_{ГУ}$, где W_{\max} - максимальное значение по элементам $\widehat{W}(N_i, N_j)$.

Проведены предварительные исследования по оценке ГУ различных СК с параметрами из списка $A = \{3.3.1; 5.3.1; 8.3.1; 3.2.1; 5.2.1; 7.2.1; 3.3.2; 5.3.2; 7.3.2\}$ при значениях вероятности битовой ошибки в АДП $P_{\text{ош.б}} = 0, 10^{-5}, 10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$.

В ходе исследований установлено, что ГУ сверточных ПК имеет ярко выраженный двухмодовый характер (рисунок 2).

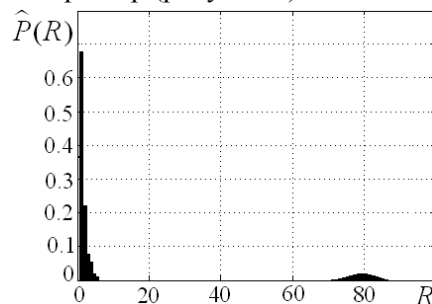


Рисунок 2 – ГУ сверточного кода с параметрами (4.2.1)

При этом с увеличением вероятности битовых ошибок до $P_{\text{ош.б}} \leq 10^{-1}$ наблюдается расширение и сближение мод обеих составляющих ГУ сверточных кодов.

Такой вид ГУ сверточных ПК обусловлен наличием запрещенных (первая мода) и разрешенных комбинаций (вторая мода). При этом

вторая мода ГУ соответствует относительно редким разрешенным комбинациям, число которых во всем массиве элементов МП для сверточных кодов определяется как $2^{2k_0m_0 - k_0(m_0 - 1)}$ [4]. В таком случае вклад таких комбинаций в сумму по всем элементам ГУ, равной единице, составляет $2^{2k_0m_0 - k_0(m_0 - 1)} / 2^{2n_0m_0}$.

Также проводились исследования СДП при значениях параметров разбиения АДП X, s , соответствующих параметрам рассматриваемых сверточных ПК из списка A . В результате получено, что матрицы переходов СДП порождают одномодовую ГУ (рисунок 3).

Рассмотрим возможность аппроксимации оценок ГУ сверточных ПК и СДП в классе распределений К. Пирсона [5].

Для этого оценивались четыре первых момента ГУ и определялась соответствующая им область в плоскости К. Пирсона.

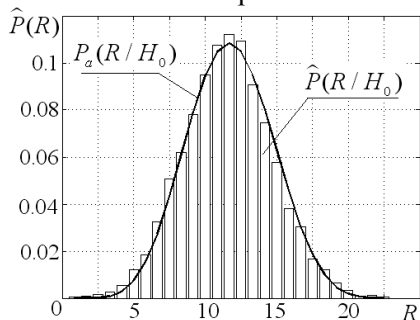


Рисунок 3 – ГУ случайной последовательности

При этом было показано, что наилучшей аппроксимацией ГУ сверточных ПК и СДП является бета-распределение в интервале $[a, b]$:

$$y(x) = y_0 (a + x)^{\nu-1} (b - x)^{\mu-1}, \quad (2)$$

где a, b - пределы существования распределения, а значения ν, μ и масштабирующего множителя y_0 однозначно определяют коэффициентами асимметрии β_1 и эксцесса β_2 аппроксимируемой оценки распределения [5].

Степень соответствия гистограмм уровней СК и СДП оценивалась с помощью критерия согласия К. Пирсона - χ^2 . Пример аппроксимации $P_a(R/H_0)$ оценки ГУ для СДП - $\hat{P}(R/H_0)$ приведен на рисунке 3 сплошной линией.

Значения границ распределений a, b для СК и СПД не постоянны относительно значений параметров (m_0, n_0, k_0) и параметров разбиения АДП, следовательно, при обнаружении СК с заданными параметрами для построения моделей ГУ необходимо оценивать область определения каждой из двух составляющих

распределения $P(R/H_1)$, что усложняет алгоритм. Устранить данную проблему можно путем приведения ГУ в область $[0, 1]$ за счет нормировки МП по уровню, при этом $a = 0, b = 1$.

Нормировка МП осуществляется в два этапа:

1. Производится оценка математического ожидания (МО) по множеству максимумов МП $\{R_{\max}\}$, соответствующего множеству разрешенных комбинаций СК (кодовых слов) - $M\{R_{\max}\}$.

2. Оценивается динамический диапазон D второй составляющей ГУ для СК. Учитывая малую степень асимметрии второй составляющей ГУ сверточных ПК, принимаем нормировочное значение $R_n = M\{R_{\max}\} + D/2$. Затем производится нормировка значений ГУ для СК и СДП к уровню R_n .

Обоснование алгоритма обнаружения.

Обоснуем оптимальный по критерию Байеса алгоритм принятия решений о наличии в АДП сверточных ПК с известными параметрами на фоне СДП.

Предложено аппроксимировать двухмодовую ГУ сверточного кода - $P(R/H_1)$ в виде суммы взвешенных распределений условной вероятности для каждой составляющей:

$$P(R/H_1) = \alpha \cdot P(R/H_{11}) + (1 - \alpha) \cdot P(R/H_{12}), \quad (3)$$

где $\alpha = \overline{0, 1}$ и выполняется условие нормировки:

$$\sum_{i=1}^{l_{rv}} P(R_i/H_{11}) = \sum_{i=1}^{l_{rv}} P(R_i/H_{12}) = 1,$$

здесь $P(R_i/H_{11})$ и $P(R_i/H_{12})$ значения i -го элемента в первой и второй составляющих ГУ сверточных ПК.

При этом ГУ случайной последовательности $P(R/H_0)$ содержит единственную составляющую.

С учетом результатов предыдущего раздела апостериорные распределения ГУ для СК и СПД могут быть представлены в виде бета-аппроксимаций:

$$\begin{aligned} P(R/H_{11}) &= P_a(R/H_{11}) = y_1 \cdot x^{\nu_1-1} (1-x)^{\mu_1-1}; \\ P(R/H_{12}) &= P_a(R/H_{12}) = y_2 \cdot x^{\nu_2-1} (1-x)^{\mu_2-1}; \\ P(R/H_0) &= P_a(R/H_0) = y_0 \cdot x^{\nu_0-1} (1-x)^{\mu_0-1}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для принятия решения по критерию Байеса зададим значения априорных вероятностей каждой из гипотез: $P_1 = 0,5$ и $P_0 = 0,5$ [6].

Далее запишем выражение среднего риска \mathfrak{R} для обнаружения СК на фоне СДП, введя для формального разделения составляющих ГУ сверточных ПК точку Z_{01} :

$$\begin{aligned} \mathfrak{R} = & C_{111}P_1\alpha \int_0^{Z_0} P(R/H_{11})dR + C_{101}P_0 \int_0^{Z_0} P(R/H_0)dR + \\ & + C_{011}P_1\alpha \int_{Z_0}^{Z_1} P(R/H_{11})dR + C_{00}P_0 \int_{Z_0}^{Z_1} P(R/H_0)dR + \quad (5) \\ & + C_{012}P_1(1-\alpha) \int_{Z_0}^{Z_1} P(R/H_{12})dR + C_{102}P_0 \int_{Z_1}^1 P(R/H_0)dR + \\ & + C_{112}P_1(1-\alpha) \int_{Z_1}^1 P(R/H_{12})dR, \end{aligned}$$

где C_{00} – стоимость правильного необнаружения ПК, а C_{111} и C_{112} – стоимости правильного обнаружения при попадании R в области гипотезы H_1 - $[0, Z_0]$ и $[Z_1, 1]$ соответственно. Также C_{011} и C_{012} - стоимости пропуска цели при переходе R из $[0, Z_0]$ или $[Z_1, 1]$ в область гипотезы H_0 - $[Z_0, Z_1]$, а C_{101} и C_{102} - стоимости ложной тревоги при переходе R из $[Z_0, Z_01]$ в область $[0, Z_0]$ и из $[Z_01, Z_1]$ в $[Z_1, 1]$ соответственно.

Аналогично [6] получим конечное выражение для \mathfrak{R} в виде:

$$\begin{aligned} \mathfrak{R} = & C_{00}P_0 + (C_{011}\alpha + C_{012}(1-\alpha))P_1 + \\ & + \int_0^{Z_0} \{(C_{101} - C_{00})P_0P(R/H_0) - \\ & - (C_{011} - C_{111})P_1\alpha P(R/H_{11})\}dR + \quad (6) \\ & + \int_{Z_1}^1 \{(C_{102} - C_{00})P_0P(R/H_0) - \\ & - (C_{012} - C_{112})P_1(1-\alpha)P(R/H_{12})\}dR. \end{aligned}$$

Из анализа выражения (6) получаем два отношения правдоподобия (ОП), позволяющих проверить гипотезы H_1 и H_0 для областей $[0, Z_{01})$ и $[Z_{01}, 1]$ соответственно:

$$\begin{aligned} \Lambda_1(R) = & \frac{P(R/H_{11})}{P(R/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{< >}} \frac{(C_{101} - C_{00})P_0}{(C_{011} - C_{111})P_1\alpha} = \eta_1, \quad (7) \\ \Lambda_2(R) = & \frac{P(R/H_{12})}{P(R/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{< >}} \frac{(C_{102} - C_{00})P_0}{(C_{012} - C_{112})P_1(1-\alpha)} = \eta_2. \end{aligned}$$

Принадлежность реализации R к областям $[0, Z_{01})$ и $[Z_{01}, 1]$ определяется через дополнительное ОП:

$$\frac{P(R/H_{11})}{P(R/H_{12})} \underset{R \in [Z_{01}, 1]}{< >} \geq \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \quad (8)$$

При построении алгоритма принятия решения удобно использовать нормированные ОП $\Lambda_1(R)/\eta_1$ и $\Lambda_2(R)/\eta_2$, так как это позволяет применить фиксированный порог в решающем устройстве (РУ), равный 2 с учетом (7). Далее на основе формул (6) и (7) построим структурную схему алгоритма принятия решений (рисунок 4).

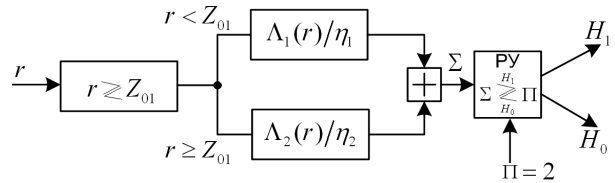


Рисунок 4 – Оптимальный алгоритм принятия решения на основе двух отношений правдоподобия

При использовании преобразования $\ln\{\Lambda_1(R)\}$ и $\ln\{\Lambda_2(R)\}$, где апостериорные распределения представляются в виде бета-аппроксимаций, а также с учетом удаленности мод ГУ для СК получим ОП следующего вида:

$$\begin{aligned} \ln\left\{\frac{y_1}{\eta_1 \cdot y_0}\right\} + \ln\left\{\frac{y_2}{\eta_2 \cdot y_0}\right\} + (v_1 - v_0)\ln\{x\} + \\ + (v_2 - v_0)\ln\{x\} + (\mu_1 - \mu_0)\ln\{1-x\} + \\ + (\mu_2 - \mu_0)\ln\{1-x\} \underset{H_0}{\overset{H_1}{< >}} \ln\{2\} \Rightarrow \quad (9) \\ \ln\left\{\frac{y_1}{\eta_1 \cdot y_0}\right\} + \ln\left\{\frac{y_2}{\eta_2 \cdot y_0}\right\} + (v_1 + v_2 - 2v_0)\ln\{x\} + \\ + (\mu_1 + \mu_2 - 2\mu_0)\ln\{1-x\} \underset{H_0}{\overset{H_1}{< >}} \ln\{2\}, \end{aligned}$$

откуда схема алгоритма принятия решения примет вид, показанный на рисунке 5.

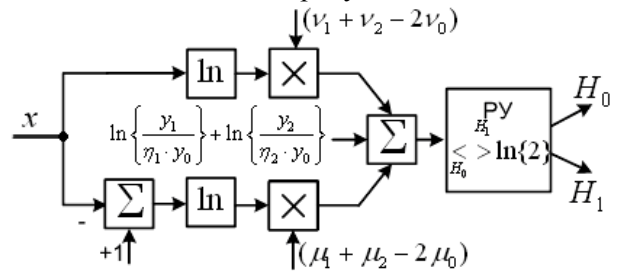


Рисунок 5 – Оптимальный алгоритм принятия решения на основе логарифма ОП

Коэффициенты стоимости решений в данной системе неотрицательны и подчиняются следующей нормировке [6]:

$$\begin{cases} C_{00} + C_{10} = 1, C_{10} = C_{101} + C_{102}, C_{01} = C_{011} + C_{012}; \\ C_{11} + C_{01} = 1, C_{11} = C_{112} + C_{111}; \\ C_{10} > C_{00}; C_{01} > C_{11}. \end{cases} \quad (10)$$

Далее рассмотрим квазиоптимальный алгоритм принятия решений, получаемый исключением ветви, выполняющей вычисление для области $[0, Z_{01})$ значений отсчетов МП. Выбор исключаемой ветви обусловлен тем, что пересечение ГУ для СДП со второй компонентой ГУ сверточного ПК много меньше чем с первой. При этом логарифм ОП определяется как:

$$\ln \left\{ \frac{y_2}{\eta_2 \cdot y_0} \right\} + (v_2 - v_0) \ln \{x\} + (\mu_2 - \mu_0) \ln \{1-x\} \underset{H_0}{>} \underset{H_1}{<} 0, (11)$$

откуда схема квазиоптимального алгоритма примет вид как на рисунке 6.

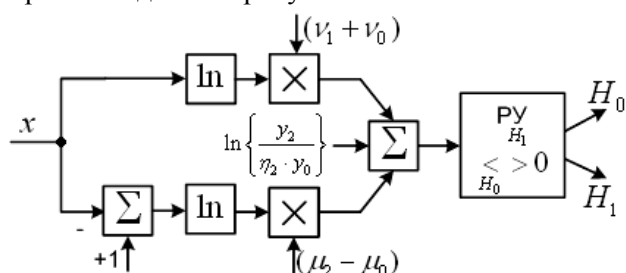


Рисунок 6 – Квазиоптимальный алгоритм принятия решения в области определения второй составляющей ГУ сверточных ПК

Квазиоптимальный алгоритм принятия решений только по отсчетам МП, значение которых попадает в $[Z_{01}, Z_1]$, использует не всю поступающую информацию, но имеет более простой вид, чем приведенный на рисунке 5. Это приведет к меньшей, по сравнению с оптимальным алгоритмом (рисунок 5), надежности принимаемых решений.

Экспериментальная часть. Проведем экспериментальные исследования предложенных алгоритмов обнаружения сверточных ПК.

Оценим вероятности правильного обнаружения P_D и ложной тревоги P_F при различных значениях вероятности битовой ошибки $P_{ош.б}$. Для этого многократно (1000 раз) проведем процедуру обнаружения СК для случаев, когда истинна гипотеза H_1 или истинна гипотеза H_0 .

В эксперименте использовались сверточные коды с параметрами m, n, k из множества A . Также в качестве АДП использовалась СДП с равновероятными независимыми символами, характеризуемая биномиальным законом распределения числа единиц на произвольном интервале времени. При этом объем экспериментальной выборки $L_{экс.}$ для точности оценок гистограмм $W(N_i, N_j, m_0, n_0)$ удовлетворял условию $L_{экс.} \geq 100 \cdot (2m_0n_0 + m_0 - 1) \cdot 2^{2m_0n_0}$ [5].

Так, в результате экспериментов по проверке оптимального (рисунок 5) и квазиоптимального алгоритмов обнаружения (рисунок 6) получены зависимости $\hat{P}_D(P_{ош.б})$ для наиболее распространенных сверточных ПК [1,2].

На рисунке 7 приведен пример таких зависимостей для СК с параметрами (5.2.1).

Также для двух рассматриваемых схем получены зависимости вероятности ложной тре-

воги $\hat{P}_F(P_{ош.б})$ при использовании аналогичных сверточных ПК (рисунок 8).

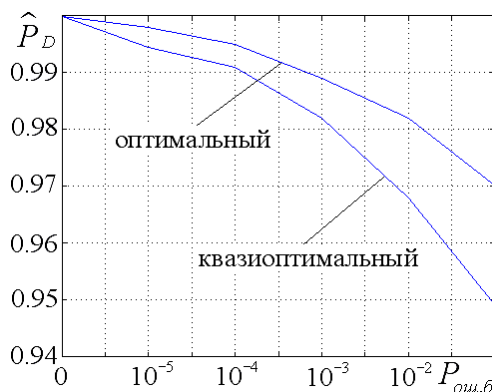


Рисунок 7 – Зависимость вероятности правильного обнаружения от вероятности битовой ошибки для СК с параметрами 5.2.1

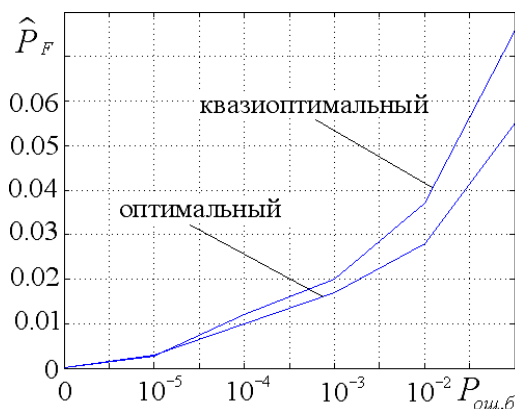


Рисунок 8 – Зависимость вероятности ложной тревоги от вероятности битовой ошибки для СК с параметрами 5.2.1

Из анализа полученных зависимостей следует, что с возрастанием вероятности битовой ошибки вероятность правильного обнаружения монотонно убывает, а вероятность ложной тревоги монотонно возрастает.

При этом квазиоптимальный алгоритм обнаружения по заданным показателям качества в среднем проигрывает оптимальному примерно на 1 %.

Также в ходе экспериментов установлено, что характеристики обнаружителей (рисунки 5,6) зависят от параметров СК. Так, при близком значении кодового ограничения m_0n_0 качество обнаружения обратно пропорционально кодовой скорости обнаруживаемого ПК.

Вывод. Обоснован оптимальный по критерию Байеса алгоритм обнаружения сверточных ПК с известными параметрами. Показано, что оптимальный обнаружитель обеспечивает вероятность правильного обнаружения $P_D \geq 0,945$

и вероятность ложной тревоги $P_F \leq 0,06$ при $P_{ош.б} \leq 10^{-1}$.

При этом квазиоптимальный алгоритм показывает близкие характеристики правильного обнаружения $P_D \geq 0,94$ и вероятности ложной тревоги $P_F \leq 0,08$ при $P_{ош.б} \leq 10^{-1}$.

Работа выполнена в рамках реализации федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 -2013 годы (Соглашения № 14.В37.21.0466, № 14.В37.21.0466, № 14.В37.21.1830) и при поддержке гранта Президента РФ МК 2775.2011.8 (договор №16.120.11.2775-МК).

Библиографический список

1. Proximity-1 Space Link Protocol—Coding and Synchronization Sublayer. Blue Book. Issue April 2003. Электронный ресурс. Режим доступа: <http://public.ccsds.org/publications/SLS.aspx>
2. TC Synchronization and Channel Coding. Blue Book. Issue 1. September 2003. Электронный ресурс. Режим доступа: <http://public.ccsds.org/publications/SLS.aspx>
3. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
4. Никитин Г.И. Сверточные коды. – СПб.:СПбГУАП, 2001. – 80 с.
5. Уилкс С. Математическая статистика/ под ред. Ю.В. Линника. – М.: Наука, 1967. – 632 с.
6. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции/ пер. с англ. под ред. В.И. Тихонова. – М.: Советское радио, 1972. – 744 с.

УДК 621.395

М.В. Илюшин, К.С. Беспалов, А.П. Бочарников

КОДИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО РЕЧЕВОГО СИГНАЛА С АДАПТАЦИЕЙ К ПСИХОАКУСТИЧЕСКИМ ОСОБЕННОСТЯМ ВОСПРИЯТИЯ СИНТЕЗИРОВАННОЙ РЕЧИ ЧЕЛОВЕКОМ

Предложен алгоритм кодирования широкополосного речевого сигнала, учитывающий существующие требования абонентов системы подвижной радиосвязи по повышению естественности звучания синтезированной речи и узнаваемости говорящего. На основе результатов экспериментальных исследований доказана целесообразность использования закономерностей психоакустики в задаче низкоскоростного кодирования широкополосного речевого сигнала.

Ключевые слова: *качество передачи речи, низкоскоростное кодирование речи, широкополосный речевой сигнал, адаптивная система, психоакустическая модель.*

Введение. Существующие требования абонентов системы подвижной радиосвязи к повышению качества речепреобразования в условиях эффективного использования сетевых ресурсов, а также необходимость учета особенностей, определяемых тенденциями развития современных инфокоммуникационных систем [1, 2, 3], определяют целесообразность научного поиска в области разработки новых и совершенствования существующих методов и алгоритмов кодирования речевого сигнала (РС). Решению задачи создания эффективных речепреобразующих устройств (РПУ) посвящено большое количество работ отечественных и зарубежных авторов. Тем не менее, необходимость исследования и разработки методов и алгоритмов низкоскоростного кодирования РС, повышающих качество синтезированной речи по показателям естественности

ее звучания и узнаваемости абонента, остается актуальной и важной задачей как с научной, так и с практической точки зрения.

Цель работы – разработать алгоритмы кодирования широкополосного РС (ШРС), обеспечивающие повышение качества синтезированной речи по показателям естественности ее звучания и узнаваемости абонента при сохранении заданной скорости кодирования речи.

Постановка задачи. Анализ литературы и результатов исследований [4, 5, 6] показал, что основными факторами, препятствующими решению указанной проблемы, являются противоречие между локально-стационарным характером используемой модели речеобразования и нестационарностью естественного РС, использование в качестве объекта обработки узкополосного речевого сигнала (УРС) с диапазоном

частотного спектра 0,3–3,4 кГц, преимущественное использование режима кодирования с постоянной скоростью, недостаточная степень адаптации алгоритмов кодирования к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком.

Данные факты позволили выявить противоречие между возрастающими требованиями абонентов системы подвижной радиосвязи к повышению качества синтезированной речи по показателям естественности ее звучания и узнаваемости говорящего и невозможностью существующих методов кодирования РС обеспечить такое повышение в актуальном для указанной системы диапазоне скоростей передачи (1,2–9,6 кбит/с). Вариантом разрешения указанного противоречия является переход к кодированию ШРС с диапазоном частотного спектра 50–7000 Гц и учет при кодировании психоакустических особенностей восприятия синтезированной речи человеком.

Основная часть. Поскольку стандартом оценки качества синтезированной речи остается субъективная оценка группой слушателей, то классические объективные критерии не могут обеспечить его корректную оценку. В [7] показана целесообразность оценки качества с помощью модифицированного спектрального искажения (MBSD – Modified Bark Spectral Distortion) между исходным \bar{A} и синтезированным \hat{A} сегментами ШРС $MBSD(\bar{A}, \hat{A})$, минимизация которого может быть осуществлена за счет расширения частотного диапазона анализируемого РС и определения субполосной перцептуальной энтропии SPE_n , являющейся мерой перцептуально значимой информации, содержащейся в критических частотных полосах сегмента ШРС:

$$SPE_n = \log_2 \left(E_n / \sqrt{\frac{6 \cdot T_{nf}}{H_n}} + 1 \right) [\text{бит}], \quad (1)$$

где E_n , $n = \overline{1,8}$ – энергия n -й критической частотной полосы сегмента ШРС; T_{nf} – значение порога маскирования в n -й частотной полосе сегмента ШРС; H_n – количество частотных компонент, попадающих в n -ю частотную полосу. Выбор количества $N = 8$ и рациональных границ критических частотных полос осуществлен на основе экспериментальных исследований частотной избирательности аудиторной системы человека и формантной структуры ШРС. Данный выбор не противоречит результатам, полученным другими исследователями [8, 9].

Графическое представление процедуры вычисления SPE_n (1) для сегмента звука «а» представлено на рисунках 1–4.

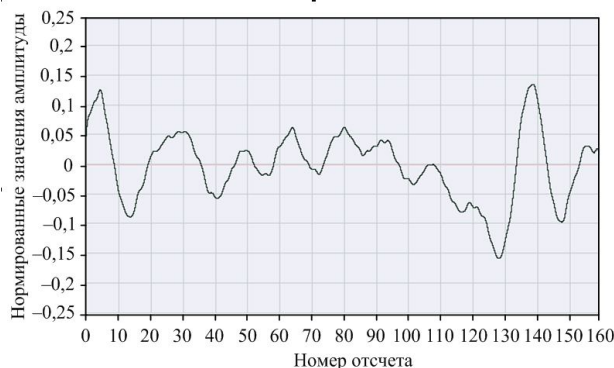


Рисунок 1 – Временное представление анализируемого сегмента ШРС

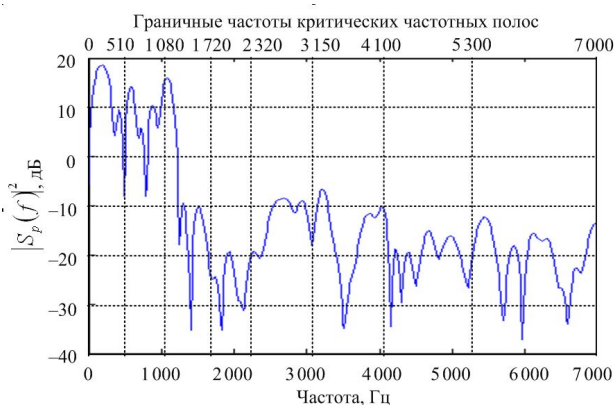


Рисунок 2 – Спектральное представление анализируемого сегмента ШРС

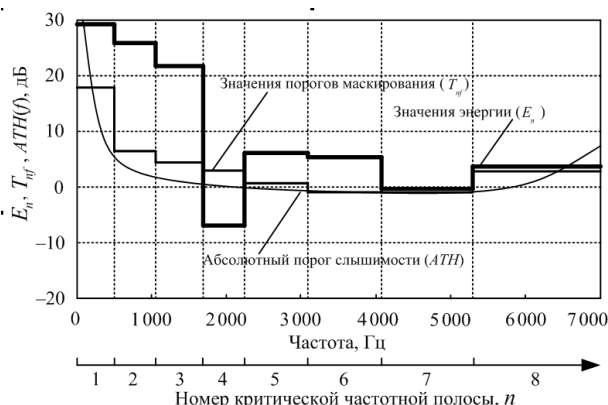


Рисунок 3 – Энергия и пороги маскирования в критических частотных полосах сегмента ШРС

Значения математического ожидания субполосной перцептуальной энтропии $M[SPE_n]$ представлены в таблице 1.

Таблица 1

n	1	2	3	4	5	6	7	8
$[SPE_n]$	9,95	7,55	5,15	4,62	6,07	5,62	5,07	5,28

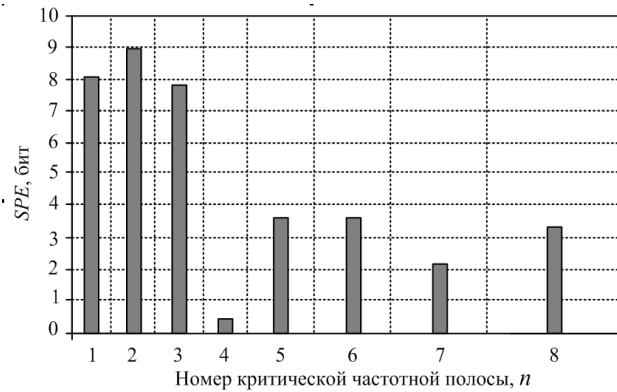


Рисунок 4 – Значения перцептуальной энтропии в критических частотных полосах сегмента ШРС

Результаты вычислений показывают, что SPE_n имеет различное математическое ожидание для разных частотных полос. Таким образом, при разработке алгоритмов кодирования ШРС для РПУ комплексов системы подвижной радиосвязи целесообразно использовать сигнал возбуждения $u(k)$ в виде суммы субполосных сигналов возбуждения $u_n(k)$, соответствующих критическим частотным полосам с неравномерным распределением информационных ресурсов на кодирование $u_n(k)$:

$$u(k) = \sum_{n=1}^N u_n(k). \quad (2)$$

Существенно, что SPE_n распределена неравномерно, следовательно, одна и та же частотная полоса в различных сегментах ШРС несет разную перцептуальную значимость для абонента.

Поэтому фиксированный объем кодовых книг субполосных сигналов возбуждения для всех сегментов ШРС определяет в одних случаях избыточное, в других – недостаточное выделение информационных ресурсов для кодирования параметров сигнала возбуждения. Данный факт указывает на необходимость использования адаптации распределения информационных ресурсов (АРИР) к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком.

В целях использования наиболее значительных межкадровых отличий проекций вектора параметров ШРС на координатные оси признакового пространства при введении незначительной избыточности в выходную кодовую комбинацию кодера РПУ число классов сегментов M по варианту распределения перцептуальной энтропии по частотным полосам выбрано равным 8. Множество состояний кодера для m -го класса сегментов ШРС принято за единицу: $\beta^{(m)} = 1$, в результате чего мощность множества

$\{m\}$ состояний кодера составляет: $\beta = M$, номер текущего состояния кодера определяется номером класса сегментов ШРС ($m=1, 2, \dots, M$), а для дополнительной служебной информации о номере состояния кодера требуется $\log_2 M = 3$ бит/кадр. Выбор порядка предсказания $P = 14$ осуществлен на основании компромисса между получаемым выигрышем и необходимыми вычислительными затратами.

Функциональная схема системы гибридного кодирования (декодирования) ШРС с АРИР к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком в условиях идеального канала связи представлена на рисунке 5.

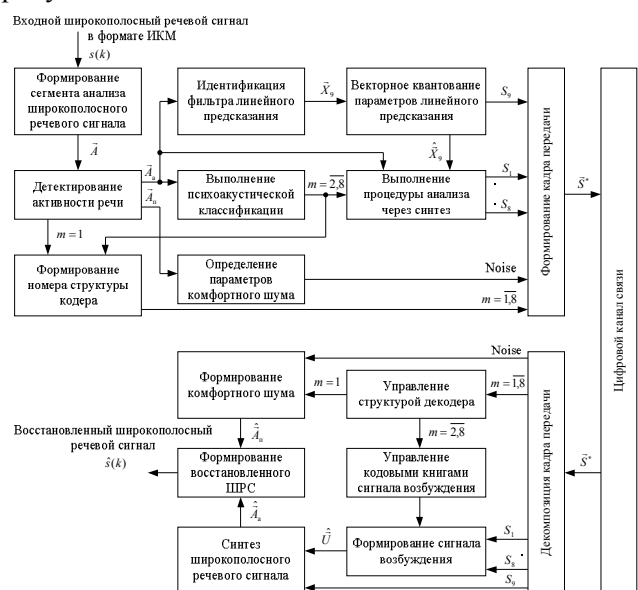


Рисунок 5 – Функциональная схема адаптивной системы кодирования (декодирования) ШРС

После принятия решения об активном характере текущего сегмента ШРС на основе учета отличий в распределении энергетических составляющих звуков речи и сигнала паузы в частотной области осуществляется его психоакустическая классификация. Для обучения психоакустического классификатора (ПАК) использовались алгоритм K -средних и речевой материал общей длительностью около 120 минут, рекомендованный в ГОСТ 50840–95. Бригада дикторов состояла из десяти мужчин и двух женщин. Характеристики центроидов кластеров C_k ПАК приведены в таблице 2.

Построенный таким образом ПАК применяется для квантования w -го входного вектора $\vec{PE}_w = [SPE_1, \dots, SPE_8]$, $1 \leq w \leq W$, где W – общее количество сегментов ШРС в речевом фрагменте. В результате классификации и непосредственного векторного квантования

$\vec{PE}'_k = q \left(\vec{PE}_w \right)$; если $\vec{PE}_w \in C_k$, ПАК сегментов

ШРС выбирает m -ю структуру кодека для обработки w -го сегмента ШРС и позволяет реализовать классифицированное векторное квантование при синтезе кодеков с распределением информационных ресурсов, адаптированным к конечному числу классов сегментов ШРС по варианту распределения перцептуальной энтропии в частотных полосах сегмента ШРС. Характеристики классов сегментов ШРС представлены в таблице 3.

Таблица 2

Номер кластера, k	Значения координат центроида PE'_k							
	SPE_1	SPE_2	SPE_3	SPE_4	SPE_5	SPE_6	SPE_7	SPE_8
1	9,47	5,41	4,70	5,82	6,16	7,10	7,03	7,38
2	10,42	6,31	6,35	4,69	4,54	5,03	6,88	5,14
3	9,87	7,93	1,95	1,30	4,18	5,41	4,00	3,95
4	7,83	6,45	4,51	5,24	7,52	7,68	7,71	8,79
5	12,48	8,96	4,80	8,51	9,26	6,27	3,46	4,07
6	9,11	9,37	7,62	1,05	4,33	3,62	3,07	3,09
7	10,38	8,429	6,06	5,73	6,48	4,22	3,33	4,53

Таблица 3

m	Общая длительность, мин	Количество сегментов ШРС	$p(m)$	
1	26,88	161280	0,224	
2	93,12	10,8	64800	0,09
3		24,6	147600	0,205
4		13,68	82080	0,114
5		2,76	16560	0,023
6		7,92	47520	0,066
7		27,24	163440	0,227
8		6,12	36720	0,051

Полученное множество классифицированных сегментов ШРС позволило сформировать обучающие выборки для кодовых книг $l_i, i = \overline{1,8}$ субполосных сигналов возбуждения (2), объемы которых определяются значениями координат

центроида $\vec{PE}'_k : l_i^{(m)} = 2^{\text{round}(SPE'_n)}, i = n$.

Блок-схема алгоритмов кодирования ШРС с АРИР к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком для постоянной скорости передачи представлена на рисунке 6.

Декодирование осуществляется следующим образом. Из кадра передачи выделяются значения индексов структуры декодера m , субполосных сигналов возбуждения S_n , параметров линейного предсказания S_9 (ЛП) и комфортного шума (в случае $m=1$). В случае соответствия обрабатываемого сегмента ШРС паузе ($m=1$) производится формирование сегмента комфорт-

ного шума \hat{A}_n путем выбора в кодовой книге вектора комфортного шума с индексом $Noise$. В случае соответствия обрабатываемого сегмента ШРС активному \vec{A}_a сегменту ($m = \overline{2,8}$) из соответствующих кодовых книг выбираются векторы субполосных сигналов возбуждения и коэффициентов ЛП. С помощью сформированного сигнала возбуждения \hat{U} и выбранного вектора коэффициентов ЛП производится синтез сегмента \hat{A}_a ШРС. Затем производится формирование восстановленного $\hat{s}(k)$ ШРС. Аналогичным образом производятся действия с последующими принятыми кадрами передачи.

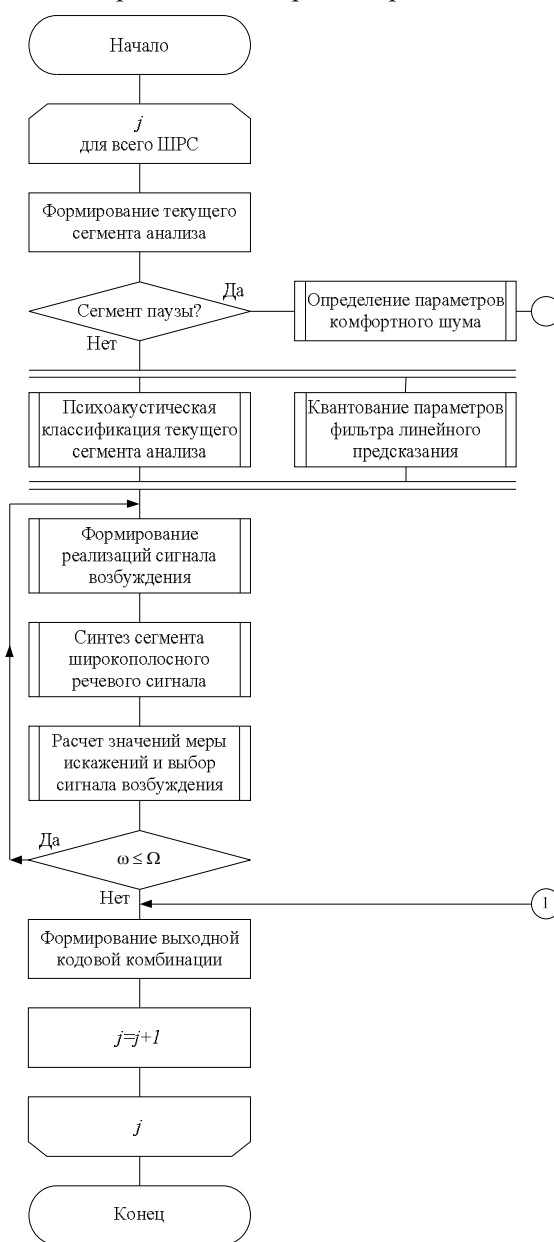


Рисунок 6 – Блок-схема алгоритмов кодирования ШРС для постоянной скорости передачи

Общей тенденцией в развитии существующих систем связи является переход к мультисервисной сети следующего поколения, основой которой является технология IP-MPLS. Ориентация на указанную технологию позволяет перейти от постоянной к переменной скорости кодирования РС, что может реализовываться в кодеках, построенных на основе систем с переменной структурой. Переменная скорость на выходе кодирующего устройства получается вследствие случайного характера появления различных классов сегментов ШРС ($m = \overline{1,8}$). Экспериментальные исследования показывают неравновероятность появления указанных типов сегментов ШРС (таблица 3), что определяет переменное значение скорости передачи. Значения скоростей кодирования для различных классов сегментов ШРС представлены в таблице 4.

Таблица 4

m	1	2	3	4	5	6	7	8
V_k , кбит/с	1,4	6,5	5,9	5,2	6,9	7	5,3	6,1
\overline{V}_k , кбит/с	4,8							

Средняя скорость \overline{V}_k кодирования ШРС рассчитана с учетом вероятностей $P^{(m)}$ появления различных классов сегментов ШРС.

Анализ разработанных алгоритмов кодирования ШРС с АРИР к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком на основе оценки внешних параметров показал их результативность, сходимость и устойчивость. Численные значения оцениваемых параметров для алгоритмов с постоянной и переменной скоростями передачи (кодирования) представлены в таблице 5.

Выводы. Анализ представленных результатов показывает, что переход к гибриднему кодированию ШРС с АРИР к психоакустическим особенностям восприятия речи человеком позволяет повысить качество синтезированной речи по показателям естественности ее звучания и узнаваемости говорящего без ухудшения разборчивости речи при заданных скоростях кодирования. При этом реализуется повышение качества синтезированной речи по показателям естественности ее звучания и узнаваемости говорящего на 0,3 и 0,2 балла при скоростях кодирования 9,6 и 4,8 (2,4) кбит/с соответственно по сравнению с решениями, используемыми в РПУ существующих средств системы подвижной радиосвязи.

Таблица 5

Тип кодека	V_k (\overline{V}_k), кбит/с	Качество синтезированной речи		
		Слог. разборчи- вость речи, %	Оценка по методу парных сравнений, балл	MBSD, мсон
ACELP	9,6	90	3,8	4,32
ACELP	8,85	89	3,9	4,11
ACELP	4,8	86	3,3	8,21
CELP	2,4	85	2,7	17,68
Кодек с АРИР ($V_k = \text{const}$)	9,6	91	4,1	3,43
	8,8	90	4,0	3,41
	4,8	87	3,5	6,27
	2,4	85	2,9	13,23
Кодек с АРИР ($V_k = \text{var}$)	4,8	86	3,7	5,12

Принятые решения по сравнению с аналогичными алгоритмами требуют повышенной производительности вычислителей и дополнительной емкости элементов памяти. Однако современное состояние элементной базы позволяет реализовать разработанные алгоритмы кодирования ШРС с АРИР к психоакустическим особенностям восприятия речи человеком как на цифровых процессорах обработки сигналов фирмы Texas Instruments или аналогичных по параметрам процессорах других зарубежных фирм-производителей, так и на отечественных сверхбольших интегральных схемах серии «Мультикор».

Библиографический список

1. Рихтер С.Г. Кодирование и передача речи в цифровых системах подвижной радиосвязи: учеб. пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 304 с.
2. Соболев В.Н. Информационные технологии в синтетической телефонии: монография – М.: ИРИАС, 2007. – 360 с.
3. Беллами Д. Цифровая телефония: пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. – М.: Эко – Трендз. 2004. – 640 с.: ил.
4. Прохоров Ю.Н. Статистические модели и рекуррентное предсказание речевых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 240 с.
5. Чистович Л.А., Венцов А.В., Гранстрем М.П. Физиология речи. Восприятие речи человеком. – Л.: Наука, 1976. – 388 с.
6. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания: учеб. пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 341 с.

7. Илюшин М.В., Басов О.О., Радаев А.В., Степанов А.В. Обоснование объективного критерия качества звучания синтезированного широкополосного речевого сигнала / Вестник РГРТУ. №4 (выпуск 34). Рязань, 2010. – С. 25–31.

8. A. Bernard. Perceptually based and embedded

wideband CELP coding of speech // Proc. ICASSP 2003. P. 121–125.

9. Петровский А.А. Конспект лекций по дисциплине «Речевой интерфейс». – Минск, 2007. – 292 с.

УДК 621.391

В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов

АЛГОРИТМ МАСКИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА - ЯКОВЛЕВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОИЗВОДНЫХ ВТОРОГО И ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКОВ

Рассмотрено применение алгоритма обработки речевых сигналов на основе представления Хургина - Яковлева при использовании производных второго и третьего порядков в системах маскирования. Для предложенного алгоритма произведены расчет синтезирующих фильтров, требуемых для восстановления сигнала и анализ точности получения производных, а также качества восстановленного сигнала. Показано, что алгоритм на основе представления Хургина - Яковлева обеспечивает повышение качества восстановления сигнала при использовании производных первого и второго порядка, а также увеличение минимальной вычислительной сложности алгоритма маскирования.

Ключевые слова: алгоритм Хургина - Яковлева, маскирование, производная сигнала, синтезирующие фильтры, фальсификация фонограмм.

Введение. Использование цифровых методов представления, обработки и передачи речевых сигналов (РС) в алгоритмах маскирования и защиты фонограмм от фальсификаций приводит к многократному увеличению занимаемой полосы частот и, следовательно, к многократному увеличению скорости передачи информационных сообщений [1]. Решение проблемы лежит в области разработки алгоритмов маскирования сообщений, обеспечивающих эффективную защиту РС в канале связи (КС), а также возможность обнаружения и восстановления фальсифицированных фонограмм.

Существующие системы защиты сигналов обеспечивают высокий уровень закрытия, но обладают сложными реализационными характеристиками, требуют больших вычислительных затрат и неустойчивы к действию шумов в КС. Для улучшения качества восстановленного РС, снижения требований к скорости вычислений за счет распараллеливания операций и увеличения помехоустойчивости возможно применение представления Хургина - Яковлева при использовании производных первого и более высоких порядков, которое подразумевает передачу преобразованных отсчетов сигнала и его производных. Использование данного алгоритма позволит

распараллелить вычисления, а также повысить устойчивость к шумам, обеспечивая при этом эффективное маскирование речевого сообщения и возможность восстановления фальсификаций фонограмм [2].

Цель работы. Основной целью работы являются разработка и исследование алгоритмов асинхронного маскирования на основе представления Хургина - Яковлева при использовании производных первого и более высоких порядков.

Представление Хургина - Яковлева при использовании производных первого и более высоких порядков. Представление Хургина - Яковлева обеспечивает возможность раздельной обработки сигнала с верхней частотой спектра F и $N-1$ его производных, взятых с частотой дискретизации $2F/N$ [3].

В [2] рассмотрены реализационные возможности представления Хургина - Яковлева в случае использования отсчетов сигнала и первой производной. В то же время, как следует из общей формы представления Хургина - Яковлева, возможно использование производных более высокого порядка. Использование производных с порядком выше первого в алгоритме обработки и передачи информации на

основе представления Хургина - Яковлева позволяет более чем в два раза распараллелить обработку, что снижает требования к вычислительным затратам. При этом требуется большее число синтезирующих фильтров для восстановления исходного сигнала. Использование производных более высоких порядков, в силу ошибок, приводит к искажению РС. Амплитудно-частотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики синтезирующих фильтров при использовании двух производных соответственно равны:

$$\begin{aligned}
 A_{31}(f) &= 2,22 + 1,21 \cdot f/F - 16,08 \cdot (f/F)^2 + \\
 &+ 20,09 \cdot (f/F)^3 - 7,47 \cdot (f/F)^4; \\
 \Phi_{31}(f) &= 0; \\
 A_{32}(f) &= \begin{cases} 8,57 \cdot f/F & \text{при } f < 0,35F, \\ -2,98 \cdot f/F + 2,98 & \text{при } F > f \geq 0,35F; \end{cases} \\
 \Phi_{32}(f) &= \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } f < 0,5F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } F > f \geq 0,5F; \end{cases} \\
 A_{33}(f) &= \begin{cases} 2,67 & \text{при } f < 0,33F, \\ 1,49 & \text{при } F > f \geq 0,33F; \end{cases} \\
 \Phi_{33}(f) &= \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } f < 0,5F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } F > f \geq 0,5F. \end{cases}
 \end{aligned} \quad (1)$$

Графическое представление АЧХ синтезирующих фильтров при использовании двух производных представлено на рисунке 1, где 1 – АЧХ первого фильтра, 2 – АЧХ второго фильтра, 3 – АЧХ третьего фильтра.

АЧХ и ФЧХ синтезирующих фильтров при использовании трех производных соответственно равны:

$$\begin{aligned}
 A_{41}(f) &= 2,63 + 1,75 \cdot f/F - 14,48 \cdot (f/F)^2 + \\
 &+ 16,44 \cdot (f/F)^3 - 5,87 \cdot (f/F)^4; \\
 \Phi_{41}(f) &= 0; \\
 A_{42}(f) &= 0,17 \cdot f/F - 18,47 \cdot (f/F)^2 + \\
 &+ 15,86 \cdot (f/F)^3 - 3,14 \cdot (f/F)^4; \\
 \Phi_{42}(f) &= \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } f < 0,5F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } F > f \geq 0,5F; \end{cases}
 \end{aligned}$$

$$A_{43}(f) = \begin{cases} -5,48 \cdot f/F + 5,48 & \text{при } f < 0,35F, \\ 6,04 \cdot f/F & \text{при } 0,5F > f \geq 0,35F, \\ -3,02 \cdot f/F + 3,02 & \text{при } F > f \geq 0,5F; \end{cases} \quad (2)$$

$$\Phi_{43}(f) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } f < 0,5F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } F > f \geq 0,5F; \end{cases}$$

$$A_{44}(f) = \begin{cases} 3,14 & \text{при } f < 0,5F, \\ 1,09 & \text{при } F > f \geq 0,5F; \end{cases}$$

$$\Phi_{44}(f) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } f < 0,5F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } F > f \geq 0,5F. \end{cases}$$



Рисунок 1 – АЧХ синтезирующих фильтров при использовании двух производных

Графическое представление АЧХ синтезирующих фильтров в этом случае представлено на рисунке 2, где 1 – АЧХ первого фильтра, 2 – АЧХ второго фильтра, 3 – АЧХ третьего фильтра, 4 – АЧХ четвертого фильтра.



Рисунок 2 – АЧХ синтезирующих фильтров при использовании трех производных

Структурная схема алгоритма. Рассмотрим структурную схему алгоритма передачи сигналов на основе представления Хургина - Яковлева с использованием $N-1$ производных (рисунок 3).

Как следует из приведенной структурной схемы, первоначально происходит дискретизация (Др) исходного сигнала с частотой, определенной в соответствии с теоремой В. А. Котельникова.

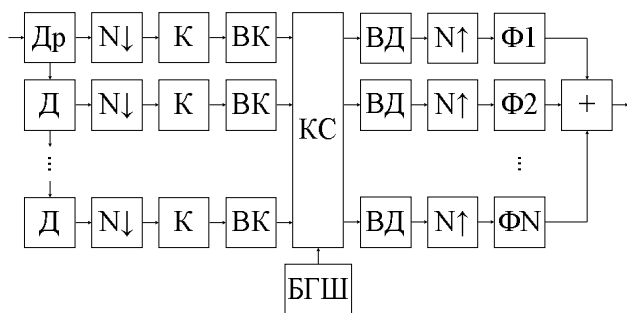


Рисунок 3 – Структурная схема алгоритма обработки и передачи сигналов на основе представления Хургина - Яковлева

Затем сигнал поступает на дифференциатор (Д), где происходит получение отсчетов производной. Оценка отсчетов производной сводится к вычислению БПФ отсчетов сигнала и умножению отсчетов найденного спектра сигнала $S_c(\omega_n)$ на $j\omega_n$ с дальнейшим взятием обратного БПФ. Далее полученные дискретные отсчеты сигнала и производных поступают в дециматор ($N\downarrow$), после чего квантуются (К), поступают на вторичный кодер (ВК) и далее в КС, где на отсчеты сигнала действует аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ). Искаженные в КС кодированные отсчеты сигнала и производных поступают в приемник. После декодирования во вторичном декодере (ВД) отсчеты сигнала и производных попадают на интерполятор ($N\uparrow$), а затем на синтезирующие фильтры ($\Phi 1 \dots \Phi N$). Далее отсчеты суммируются на выходе для получения отсчетов восстановленного сигнала.

Результаты экспериментальных исследований. Экспериментальные исследования проводились для сигнала с нормальным законом распределения и равномерным в диапазоне частот $0 \dots F$ спектром, а также для различных реализаций РС, выбранных в соответствии с ГОСТ Р 50840-95. Для проведения исследования был собран материал в виде наборов по 20 записей 10 дикторов разного пола в возрасте от 18 до 60 лет, который был прослушан 15 аудиторами. Проведены исследования точности взятия производной в частотной области. Как было показано в [4], наиболее эффективным способом получения производной является расчет производной в частотной области. Среднеквадратическое отклонение (СКО) производной S'_q , полученной в частотной области, по отношению к найденной аналитическим методом производной S' оценивалось как

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} (S'_q(i) - S'(i))^2}{\sum_{i=0}^{N-1} (S'(i))^2}}. \quad (3)$$

Зависимость СКО от частоты дискретизации сигнала представлена на рисунке 4, где 1 – зависимость СКО от частоты дискретизации для первой производной, 2 – зависимость СКО от частоты дискретизации для второй производной, 3 – зависимость СКО от частоты дискретизации для третьей производной.

Как видно из анализа представленных зависимостей, для частот дискретизации больше 8 кГц СКО для первой и второй производных изменяется в пределах 1 %. Для третьей производной погрешность вычислений на этой частоте составляет около 4 %. Использование четвертой производной нецелесообразно в силу значительной ошибки при ее получении.

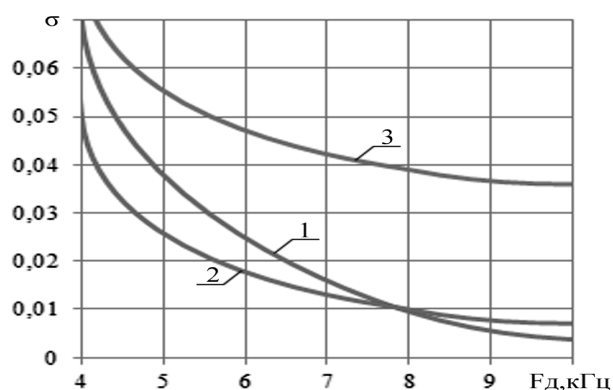


Рисунок 4 – Зависимость СКО от частоты дискретизации сигнала для РС

Проведено исследование алгоритма кодирования РС на основе представления Хургина - Яковлева. На рисунке 5 приведены зависимости отношения сигнал-шум (ОСШ) на выходе от ОСШ на входе для различных порядков производной при действии на отсчеты сигнала и производной БГШ, где 1 – зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе по В.А. Котельникову; 2,3,4 – зависимости ОСШ на выходе от ОСШ на входе для алгоритма Хургина - Яковлева при использовании 1, 2 и 3 производных соответственно.

На рисунке 6 приведены зависимости выигрыша в качестве восстановленного РС при применении алгоритма, использующего представление Хургина - Яковлева, по сравнению с алгоритмом, использующим представление В.А. Котельникова, качество оценивалось по ГОСТ Р 50840-95 при действии в КС АБГШ, где 1 – зависимость выигрыша в качестве при использовании одной производной, 2 – зависимость выигрыша в качестве при использовании двух производных, 3 – зависимость выигрыша в качестве при использовании трех производных.

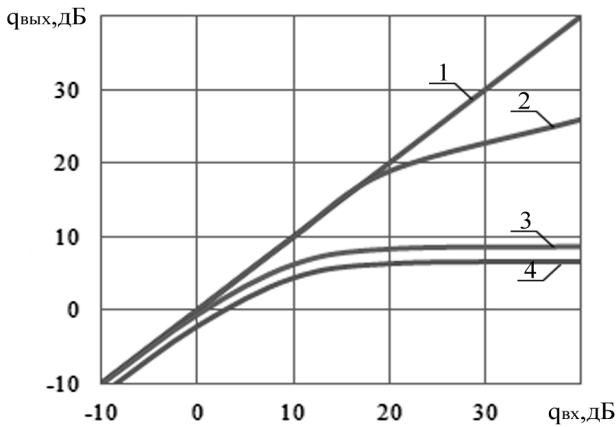


Рисунок 5 – Зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе при действии АБГШ

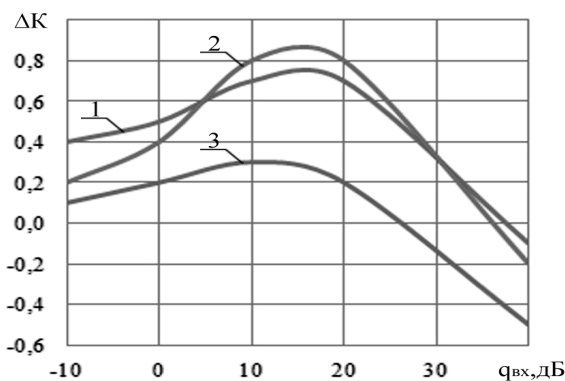


Рисунок 6 – Зависимость выигрыша в качестве восстановленного сигнала от ОСШ на входе при действии АБГШ

Анализ зависимостей показывает, что с ростом уровня АБГШ в КС ошибка восстановления для алгоритма на основе представления Хургина - Яковлева компенсируется выигрышем в подавлении шумов [2]. Это показывает график зависимости качества восстановленной речи от ОСШ. Из анализа зависимостей видно, что алгоритм на основе представления Хургина - Яковлева обеспечивает лучшее восприятие речи при более интенсивных шумах по сравнению с алгоритмом В.А. Котельникова.

Выигрыш в помехоустойчивости объясняется тем, что дополнительный фазовый сдвиг в системе синтезирующих фильтров обеспечивает частичное подавление шумов при восстановлении сигнала [2].

Проведен анализ реализационных возможностей синтезирующих фильтров на основе фильтров с конечной импульсной характеристикой порядка P . Эффективность алгоритма обработки и передачи информации на основе представления Хургина - Яковлева определялась по формуле:

$$\eta(P) = [\sigma_X(P) - \sigma_K(P)] / \sigma_X(P), \quad (4)$$

где $\sigma_K(P)$, $\sigma_X(P)$ – СКО восстановленного сигнала на выходе синтезирующих нерекурсивных фильтров порядка P для представлений В.А. Котельникова и Хургина - Яковлева.

Усредненные по реализациям зависимости эффективности (η) алгоритма обработки и передачи информации от порядка фильтра P на основе представления Хургина - Яковлева показаны на рисунке 7, где 1, 2, 3 – зависимости эффективности алгоритма от порядка фильтров для одной, двух и трех производных соответственно при исследовании БГШ; 4, 5, 6 – зависимости эффективности алгоритма от порядка фильтров для одной, двух и трех производных соответственно для РС.

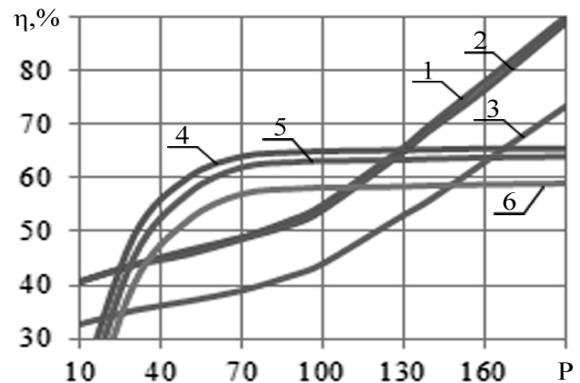


Рисунок 7 – Зависимость эффективности алгоритма Хургина - Яковлева от порядка фильтра

Как следует из анализа рисунка 7, реализация представления Хургина - Яковлева на основе синтезирующих нерекурсивных фильтров обеспечивает выигрыш по СКО η . А именно: для стационарного случайного процесса с равномерным спектром $\eta_o = (33...90)\%$, для РС - $\eta_c = (10...65)\%$ при $P = 10...190$ [2].

Проведено исследование алгоритма маскирования РС на основе представления Хургина - Яковлева, которое при перемещении групп отсчетов сигнала $S_{ck}(i)$ и задержанных отсчетов m производных этого сигнала $S_{mk}^m(i)$ имеет вид:

$$S_{\infty}(i) = S_{ck}(k+i+N_0 - mN_2) + \alpha_1 \cdot S_{mk}(k+i+N_0 - (m-1)N_2) + \dots + \alpha_m \cdot S_{mk}^m(k+i+N_0), \quad (5)$$

где N_T – количество отсчетов сигнала или производной в группе; $k = 1..[N_1/N_2]$ – номер группы отсчетов прореженного сигнала или его производной в пределах одного сегмента анализа длиной N_1 отсчетов; $i = 0..N_T - 1$ – номер отсчета в группе, $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ – нормировочные

коэффициенты для производных, N_0 – величина задержки группы отсчетов производной относительно группы отсчетов сигнала. Значение коэффициента α_m выбирается с учетом численного равенства динамических диапазонов временных отсчетов сигнала и его производных.

Экспериментальные исследования показали, что при группировании по 8 отсчетов обеспечивается более высокая степень маскирования. После образования групп отсчеты подвергаются перестановке, что создает дополнительную сложность для восстановления исходного сигнала злоумышленником.

Применение второй производной в алгоритме маскирования на основе представления Хургина - Яковлева позволяет увеличить минимальную вычислительную сложность в 10^{10} раз по сравнению с применением первой производной, а применение третьей производной позволяет увеличить количество комбинаций в 10^{12} раз.

Заключение. Таким образом, в результате экспериментальных исследований показано, что алгоритм Хургина - Яковлева обеспечивает качественное восстановление сигнала при использовании производных первого и второго порядка. При использовании трех производных качество восстановленного сигнала заметно хуже, однако в этом случае достигается дополнительный выигрыш при маскировании сигнала. Произведен анализ точности взятия производных. Показано, при использовании первой и второй производных погрешность вычислений составляет не более 1 %, при использовании третьей производной – не более 4 %. Алгоритм

обеспечивает выигрыш в качестве восстановленного сигнала в среднем на 0,5 балла при действии широкополосных помех.

Рассмотрены реализационные возможности синтезирующих фильтров, обеспечивающих выигрыш по СКО при $P=10...190$: для стационарного случайного процесса с равномерным спектром $\eta_o = (33...90)\%$, для РС $\eta_c = (10...65)\%$.

Показано, что применение второй производной в алгоритме обработки речевых сигналов на основе представления Хургина - Яковлева позволяет распараллелить операции при более простой реализации синтезирующих фильтров, увеличить количество комбинаций алгоритма маскирования в 10^{10} раз.

Библиографический список

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь. – 1990. – 348 с.
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина - Яковлева // Радиотехника. – 2003. – №1. – С. 73-75.
3. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Методы теории целых функций в радиоп физике, теории связи и оптике. - М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1962. – 220 с.
4. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах // Вестник РГРТА. – 2003. – Вып.13. – С.32-35.