

где M – число КРД, V_c – объем передаваемого сообщения; $Cэ$ – эксплуатационная скорость передачи данных в КРД; $P_{уст.соед.i}$ – вероятность установления соединения в КРД.

Выводы

Задача синтеза топологической структуры ДКМ СРС, реализующей механизм пространственного ресурса, имеет решение при использовании усовершенствованной автоматизированной методики по расчету и построению зоны покрытия системы РЦР. Данная методика позволяет решить задачу по расчету размеров зоны уверенного приема сигналов, определению ее территориального размещения, места расположения в ней сети удаленных взаимосвязанных РЦР и определения типов используемых антенн.

Литература

1. Комарович В.Ф., Сосунов Н.М. Случайные радиопомехи и надежность КВ радиосвязи. М.: Связь, 1977. – 136 с.
2. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н., Фарбирович М.Я. О частотно-пространственных резервах диапазона декаметровых волн // Радиотехника. № 6, 1978. – С. 100-101.
3. Назаров С.Н. Применение динамического программирования при распределении пространственного ресурса радиосвязи декаметрового диапазона // ИКТ. Т.5, №2, 2007. – С. 70-74.
4. Комашинский В.И., Максимов А.В., Стратонов О.П. Пространственно-частотная адаптация в сетях связи с подвижными объектами // Радиотехника. №3, 1997. – С. 3-7.
5. Назаров С.Н. Моделирование и разработка алгоритмов функционирования сети радиосвязи декаметрового диапазона с применением сети вынесенных радиопередатчиков – ретрансляторов. Ульяновск: Изд. УГТУ, 2005. – С. 82-84.
6. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М.: Эко – Трендз, 2005. – 392 с.
7. Прохоров В.К., Шаров А.Н. Методы расчета показателей эффективности радиосвязи. Л.: Изд. ВАС, 1990. – 132 с.
8. Нарышкин Е.М., Серков В.П. Волновая служба и антенные устройства. Ч.1. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. М.: Изд. МО СССР, 1982. – 287 с.

УДК 621.396.97

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПАРАМЕТР ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ КОМПРЕССИИ ЦИФРОВЫХ АУДИОДАННЫХ

Акчурин Э.А., Стефанов А.М., Стефанов М.А.

Работа посвящена повышению качества компрессии цифровых аудиоданных. Рассматривается вопрос распределения бит при кодировании коэффициентов гармонических дискретных ортогональных преобразований, необходимых и достаточных для обеспечения высокого качества субъективного восприятия восстановленного звука. Приводятся рекомендации относительно этого распределения для различных рабочих полос звуковых сигналов.

Постановка задачи

В современных стандартизованных цифровых технологиях обработки и передачи звуковых сигналов (ЗС) используются дискретные косинусное преобразование (ДКП) и преобразование Фурье (ДПФ). При этом основное внимание уделяется энергетическому параметру сжатия – округлению (уменьшению разрядности кодирования) их коэффициентов. Известен [1] подход, позволяющий аналитически оценить допустимую степень округления модуля коэффициентов указанных преобразований. Однако соответствующий ме-

тод дает равномерное ее распределение, что, как оказалось [2], в случае ДКП не обеспечивает высокого качества субъективного восприятия восстановленного звука, а в случае ДПФ является избыточным.

Авторы статьи предлагают метод оценки энергетического параметра сжатия, учитывающий фазовую компоненту коэффициентов ДКП и ДПФ, а также их частотные характеристики. В основу метода положены основные психоакустические свойства слуха.

Дискретное преобразование Фурье

В этом случае каждый k -й коэффициент C_k характеризуется модулем Y_k и фазой φ_k .

Хорошей интерпретацией процесса уменьшения разрядности кодирования Y_k является [1] прямоугольная амплитудная модуляция полосного шума шириной $\Delta F_{ш,k}$ с центральной частотой $f_k = k \cdot \Delta f$, где Δf – разрешающая способность преобразования по частоте. Поскольку здесь Y_k представляется величиной без знака, возможно

только его усечение. Следовательно, согласно [1], допустимое число передаваемых старших разрядов модуля $q_{Y,k}$ определяется выражением:

$$q_{Y,k} = \lceil \log_2(1/m_k) \rceil, \quad (1)$$

где $\lceil x \rceil$ – наименьшее целое, не меньшее x , $m_k = m(1/T_n) + m(\Delta F_{ш,k})$ – коэффициент минимально ощущаемой прямоугольной амплитудной модуляции полосного шума, а T_n – длительность интервала преобразования.

Зависимости $m(1/T_n)$ и $m(\Delta F_{ш,k})$ определены эмпирически [3]. Известны [4] и оптимальные значения T_n для различного звукового материала. Остается выработать подход к оценке $\Delta F_{ш,k}$.

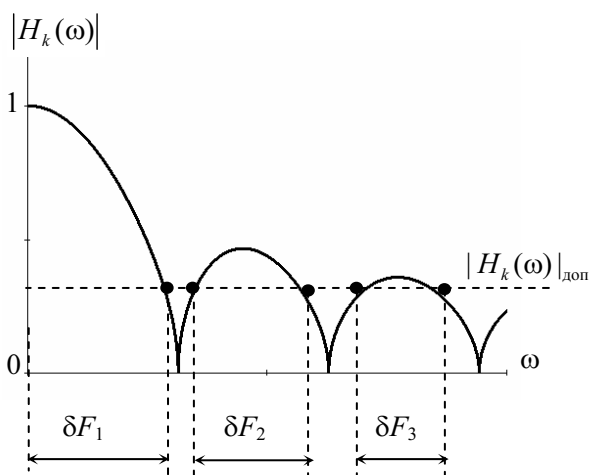


Рис. 1. Характер АЧХ C_k гармонических дискретных ортогональных преобразований

Прежде всего следует заметить, что согласно нормированной ($|H_k(\omega)| = |H(j\omega)|/|H(j\omega_k)|$, где ω – безразмерная частота) амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) C_k (рис. 1) величина Y_k определяется суперпозицией множества спектральных компонент ЗС. Если пренебречь влиянием части из них на величину Y_k , новое значение модуля коэффициента преобразования будет отличаться от действительного его значения на величину ΔY_k . Заметим также, что вследствие равновероятности знаков указанной части спектральных компонент влияние одной из них на величину Y_k частично или даже полностью компенсируется другими. Однако в наихудшем случае, который и представляет интерес, приращение ΔY_k обуславливается только некоторой i -й спектральной компонентой S_i и по абсолютной величине составляет

$$\Delta Y_k = |H_k(\omega_i)| \cdot 10^{D_i/20}, \quad (2)$$

где D_i – верхняя граница динамического диапазона значений S_i в пределах плоскости слышимости в децибелах. Но тогда в оценке $\Delta F_{ш,k}$ можно пренебречь всеми спектральными компонентами ЗС, удовлетворяющими условию:

$$|H_k(\omega_i)| \leq |H_k(\omega_i)|_{\text{доп}}, \quad (3)$$

где $|H_k(\omega_i)|_{\text{доп}}$ – максимально допустимое значение АЧХ, при котором влияние S_i на величину Y_k несущественно. На этом основании $\Delta F_{ш,k}$ будет определяться (см. рис. 1) как

$$\Delta F_{ш,k} = \sum_i \delta F_i, \quad (4)$$

где i – номер лепестка АЧХ, для которого существует условие (3).

С другой стороны ΔY_k определяет взаимодействие C_k с другими коэффициентами преобразования в смысле маскировки. Проявляется это в колебаниях среднего периода $\bar{T}_{ОМ}$ следования события отсутствия маскировки C_k , которое в свою очередь определяется соответствующей вероятностью P_k . С этой точки зрения ΔY_k следует считать несущественным, если обусловленные им колебания $\bar{T}_{ОМ}$ не ощущаются на слух. Отсюда напрашивается вывод о существовании связи между $|H_k(\omega_i)|_{\text{доп}}$ и максимально допустимом изменении вероятности P_k .

С целью формализации этой связи рассмотрим некоторый большой интервал времени $T_b \gg T_n$. За это время будет передано $n = T_b/T_n$ интервалов преобразования. С вероятностью P_k в $n \cdot P_k$ из них C_k окажется немаскируемым. Средний интервал времени между такими событиями $\bar{T}_{ОМ} = T_b/(n \cdot P_k) = T_n/P_k$.

Пусть теперь Y_k получил отрицательное приращение ΔY_k , что соответствует наихудшему случаю. Действительно, при этом вероятность P_k уменьшится на величину

$$\Delta P_k = \Delta Y_k / Y_k = |H_k(\omega_i)| \cdot 10^{(D_i - D_k)/20}, \quad (5)$$

а $\bar{T}_{ОМ}$ увеличится на величину

$$\Delta \bar{T}_{ОМ} = T_n / (P_k - \Delta P_k) - T_n / P_k. \quad (6)$$

Согласно условиям обработки цифровых аудиоданных в пределах T_n характер спектра не меняется. Следовательно, T_n является минимальным из возможных значений $\Delta \bar{T}_{ОМ}$. Потребуем, чтобы $\Delta \bar{T}_{ОМ}$ не превышало этого значения. Отсюда с учетом (6) и (5) нетрудно получить условие оценки ΔF_k :

$$|H_k(\omega_i)| \leq \frac{P_k^2}{(1 + P_k) \cdot 10^{(D_i - D_k)/20}} = |H_k(\omega_i)|_{\text{доп}}. \quad (7)$$

Что касается φ_k , она представляется знаковой величиной. Следовательно [5], возможно ее округление.

Округление φ_k означает уменьшение или увеличение f_k относительно своего номинального значения, причем это изменение может происходить только на стыках интервалов преобразования. Такой характер изменения можно интерпретировать как частотную модуляцию C_k с частотой модуляции $f_m = 1/T_n$.

Здесь следует заметить, что интерпретация C_k как тона не противоречит его предыдущей интерпретации. Действительно, согласно электроакустическим измерениям [6] для полосного шума совершенно безразличен характер распределения его интенсивности. Она может распределяться по всей его полосе или концентрироваться в одной лишь спектральной компоненте.

Пусть теперь модуль φ_k текущего интервала преобразования представлен $q1_{\varphi,k}$ значащими разрядами. В результате округления $q2_{\varphi,k}$ младших разрядов обнуляются, вследствие чего достаточно передать только $q_{\varphi,k} = q1_{\varphi,k} - q2_{\varphi,k}$ старших разрядов. При этом по правилам округления φ_k увеличится или уменьшится на величину, не превышающую $\Delta\varphi_k = 2^{q1_{\varphi,k} - q_{\varphi,k}} / 2$. Согласно принятой интерпретации округления φ_k относительно ее изменению $\Delta\varphi_k / \varphi_k$ можно сопоставить индекс модуляции $\delta f_k / f_m$, где δf_k – минимально ощущаемая на слух девиация частоты f_k . Тогда искажения, вызванные округлением φ_k , не будут ощущаться на слух, если это отношение не превышает $\delta f_k / f_m$. Отсюда нетрудно получить выражение для оценки допустимого числа передаваемых старших разрядов модуля φ_k :

$$q_{\varphi,k} = \lceil \log_2 [1 / (\delta f_k \cdot T_n)] - 1 \rceil. \quad (8)$$

Относительно δf_k известны [3] экспериментальные зависимости $\delta f(f_k)$, полученные при различных значениях f_m . На их основе можно предложить следующую аппроксимацию функциональной зависимости $\delta f(f_k, f_m)$:

$$\delta f(f_k, f_m) = K1(f_m) \cdot 10^{-4} \cdot f_k^{e/2} + K2(f_m) / \lg(f_k), \quad (9)$$

где $K1(f_m)$ и $K2(f_m)$ определяются эмпирически.

Дискретное косинусное преобразование

Коэффициенты ДКП представляются знаковой величиной. Следовательно, рассуждая как в предыдущем случае, получаем:

$$q_{Y,k} = \lceil \log_2 (1 / m_k) - 1 \rceil. \quad (10)$$

В данном преобразовании фаза в явном виде не определена. Однако это не означает отсутствие искажений, характерных для округления фазы.

В работе [3] представлены результаты экспериментальных исследований по восприятию слухом амплитудной и частотной модуляции. Оказалось, что слух различает эти виды модуляции лишь до некоторой граничной частоты несущего колебания. При более высоких частотах несущего колебания они ощущаются одинаково. На этом основании относительно коэффициентов ДКП представляется более правильным говорить о приоритетности интерпретаций округления как амплитудной и частотной модуляции. В связи с этим $q_{Y,k}$ целесообразно определять следующим образом:

$$q_{Y,k} = \begin{cases} q_{\varphi,k}, & \text{если } q_{\varphi,k} > q_{Y,k}, \\ q_{Y,k} & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (11)$$

где $q_{\varphi,k}$ и $q_{Y,k}$ определяются выражениями (8) и (10), соответственно.

Оценка вероятности P_k

К одному из основных условий маскировки C_k со стороны C_i или отсутствия таковой относится непрерывность KM_i вплоть до C_k . Учет этого требования существенно усложняет вычисление вероятности $G_{k,i}$. Однако оно не является необходимым.

Действительно, в интервале $[n1; n2]$ KM_i либо существует (событие Z) и прерывается только C_k (событие W), либо не существует (событие \bar{Z}). В совокупности эти события определяют в известном смысле безусловную вероятность $P_{k,i}$ отсутствия маскировки C_k со стороны C_i :

$$P_{k,i} = P(Z) \cdot P(W) + P(\bar{Z}).$$

Поскольку события Z и \bar{Z} несовместны и образуют полную группу событий, последнее выражение можно переписать в следующем виде:

$$P_{k,i} = [1 - P(\bar{Z})] \cdot P(W) + P(\bar{Z}) = P(W) + P(\bar{Z}) \cdot P(\bar{W}).$$

По определению события \bar{Z} и \bar{W} также несовместны. Следовательно, произведение соответствующих вероятностей равно нулю и $P_{k,i} = P(W)$.

Таким образом, C_k не маскируется C_i , если прерывает KM_i , причем независимо от того, прерывается ли KM_i некоторым C_j ($j \in [n1; n2]$ $j \neq i \neq k$) или нет.

Полученное условие отсутствия маскировки, а также интерпретация коэффициентов рассматриваемых преобразований как тональных компонент ЗС, что позволяет считать их независимыми, дают возможность определить вероятность P_k произведением:

$$P_k = P\{Y_k \geq A(f_k)\} \cdot \prod_{i=n1}^{n2} (1 - G_{k,i}), \quad i \neq k, \quad (12)$$

где $A(f_k)$ – значение абсолютного порога слышимости на частоте f_k ; $n1$ и $n2$ – соответственно, наименьший и наибольший номер коэффициента преобразования, уровень кривой маскировки которого (KM_i) еще превышает $A(f_k)$; $G_{k,i}$ – вероятность маскировки C_k со стороны C_i . При этом для оценки $G_{k,i}$ можно воспользоваться выражением [7]:

$$G_{k,i} = g_{k,i} \cdot P\{Y_i \in [Y1_i, D_i]\} \times P\{Y_k \in [A(f_k), E_{км}(f_o, D_i)]\} \quad (13)$$

где $g_{k,i}$ – безусловная вероятность маскировки C_k со стороны C_i ; $Y1_i$ – значение Y_i , при котором уровень KM_i равен $A(f_k)$; $E_{км}(f_o, D_i)$ – уровень KM_i на относительной частоте $f_o = |f_k - f_i| / \Delta F_i$, а ΔF_i – ширина частотной группы, образованной возможно маскирующим тоном C_i .

Аналитические выражения, аппроксимирующие эмпирические зависимости $A(f)$ и $\Delta F(f)$, приведены в работе [8]. Там же описан метод оценки $G_{k,i}$, пригодный для случаев маскировки любым участком KM_i . Однако оценка $g_{k,i}$ проведена только при маскировке левой ветвью и двумя первыми участками правой ветви KM_i . Сложность оценки $g_{k,i}$ для случая маскировки третьим участком правой ветви KM_i обусловлена зависимостью ее крутизны от Y_i .

Относительно этого участка авторы предлагают следующую аппроксимирующую функцию:

$$E_{км}(f_o, Y_i) = -z_1 \cdot \lg[1 + z_2 \cdot f_o \cdot \exp(-z_3 Y_i)] + Y_i + a_m(f_i), \quad (14)$$

где коэффициенты z_1, z_2 и z_3 определяются эмпирически, а $a_m(f_i)$ – коэффициент маскировки [3]. Отсюда видно, что при фиксированной f_o вероятность $g_{k,i}$ зависит только от Y_i . Следовательно, при оценке этой вероятности достаточно ограничиться частью (14), содержащей Y_i . В соответствии с этим $g_{k,i}$ удобно представить суммой:

$$g_{k,i} = g1_{k,i} + g2_{k,i}, \quad (15)$$

где $g1_{k,i}$ и $g2_{k,i}$ – вероятность маскировки, обусловленная первым и вторым слагаемым (14), соответственно.

Значение $g2_{k,i}$ известно [7-8] и составляет 1/2. С целью оценки $g1_{k,i}$ отобразим поведение $E_{км}(f_o, Y_i)$ на частоте f_o в плоскости координат $E_{км}, Y_i$ (рис. 2 а). При этом учтем, что KM_i на частоте f_o существует лишь при определенных значениях $Y_i \in [Y1_i, Y2_i]$. Тогда искомую вероятность можно определить отношением площадей S_1/S , где $S = (E2_{км} - E1_{км}) \cdot (Y2_i - Y1_i)$.

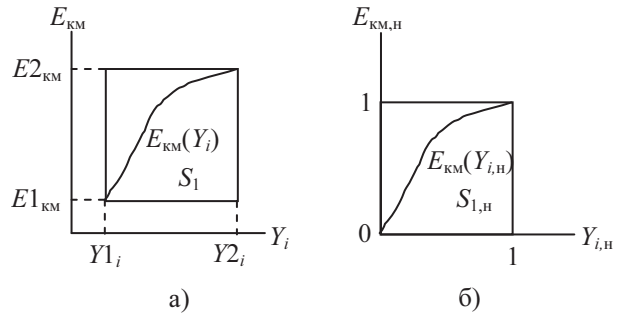


Рис. 2. Геометрическая интерпретация поведения KM_i на частоте f_o

Для упрощения расчетов приведем область изменения KM_i к квадрату единичной площади (рис. 2 б). При этом аргумент Y_i заменится переменной $Y_{i,н} = (Y_i - Y1_i)/(Y2_i - Y1_i)$, а функция примет вид:

$$E_{км}(Y_{i,н}) = \frac{E_{км}[Y_{i,н}(Y2_i - Y1_i) + Y1_i] - E_{км}(Y1_i)}{E_{км}(Y2_i) - E_{км}(Y1_i)}. \quad (16)$$

В результате, как следует из рис. 2б,

$$g1_{k,i} = \int_0^1 E_{км}(Y_{i,н}) dY_{i,н}, \quad (17)$$

где опущен коэффициент пропорциональности, обусловленный заменой переменной Y_i .

После подстановки (14) выражение (17) приводится к виду:

$$g1_{k,i} = - \int_0^1 \frac{\lg(b + u_{i,н})}{u_{i,н}} du_{i,н}, \quad (18)$$

где

$$b = 1 - \frac{z_2 \cdot f_o}{z_2 \cdot f_o + \exp(-z_3 \cdot Y1_i)}. \quad (19)$$

Решение (18) с учетом (15) приводит к окончательному результату:

$$g_{k,i} = 0,5 - \frac{1}{\ln(10)} \cdot \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(-b)^j}{j^2}. \quad (20)$$

Как показывают расчеты, ряд в (20) практически сходится при двадцати первых слагаемых.

Численные характеристики энергетического параметра эффективности сжатия

Для получения расчетных данных остается определить АЧХ каждого из рассматриваемых преобразований. АЧХ коэффициентов ортогональных преобразований обычно получают как преобразование Фурье над ядром $h(k, n)$ данного преобразования:

$$H_k(j\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h(k, n) \cdot e^{j\omega n},$$

где N – число точек преобразования. На этом основании нормированная АЧХ имеет вид:

- для ДПФ

$$H_k(\omega) = \frac{\sin(\omega n / 2)}{N \cdot \sin(2\pi k / N - \omega)}, \quad (21)$$

- для ДКП

$$H_k(\omega) = \frac{4 \cdot \sin(\omega / 2) \cdot \cos(\pi k / 2N)}{N \cdot [\cos(\omega) - \cos(\pi k / N)]} \times \sqrt{1 - (-1)^k \cdot \cos(\omega N)}. \quad (22)$$

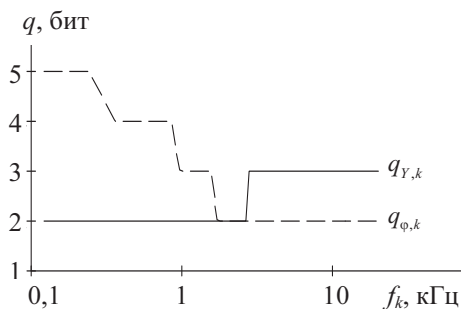


Рис. 3. Энергетический параметр сжатия для ДПФ

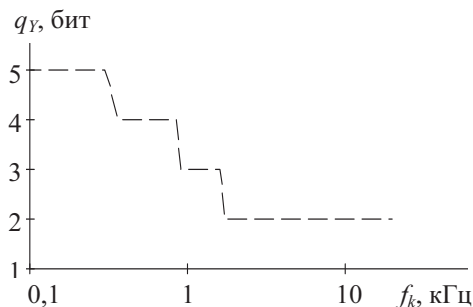


Рис. 4. Энергетический параметр сжатия для ДКП

На рис. 3 и рис. 4 приведены закономерности распределения бит при кодировании модулей параметров коэффициентов ДПФ и ДКП для ЗС с рабочим диапазоном частот 20 ... 20000 Гц, динамическим диапазоном 96 дБ, частотой дискретизации $F_d = 44,1$ кГц и $N = 332$. Видно, что

искажения, вызванные округлением фазы, имеют приоритет только в низкочастотной области (до 1,7 кГц). В остальном диапазоне слышимых частот более точного кодирования требует модуль коэффициентов преобразований.

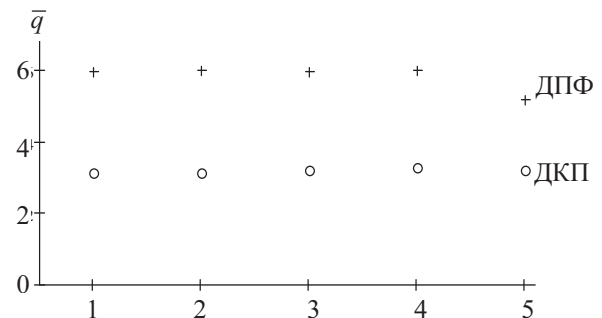


Рис. 5. Усредненный энергетический параметр сжатия: 1 – CD-качество ($F_p = 0,02 \dots 20$ кГц, $F_d = 44,1$ кГц); 2 – цифровые системы формирования программ звукового вещания ($F_p = 0,02 \dots 20$ кГц, $F_d = 48$ кГц); 3 – высококачественное цифровое радиовещание ($F_p = 0,03 \dots 15$ кГц, $F_d = 32$ кГц); 4 – мультимедиа ($F_p = 0,05 \dots 10$ кГц, $F_d = 22,05$ кГц); 5 – телефония ($F_p = 0,3 \dots 3,4$ кГц, $F_d = 8$ кГц)

Заметим, что с увеличением динамического диапазона и/или F_d обе зависимости практически не изменяются ни по характеру, ни количественно.

На рис. 5 приведена зависимость среднего числа бит \bar{q} с учетом знака, необходимого и достаточного для кодирования коэффициентов ДПФ и ДКП при условии высокого качества субъективного восприятия восстановленного звука и различной ширине F_p рабочей полосы частот ЗС. Видно, что, во-первых, допустимая степень округления коэффициентов обоих преобразований практически не зависит и от этого параметра ЗС. Во-вторых, по этому показателю перспективным для целей сжатия цифровых аудиоданных следует признать ДКП. Однако окончательный вывод по этому вопросу возможен только при наличии данных относительно эффективности прореживания спектра ЗС.

Выводы

1. С точки зрения округления коэффициентов гармонических дискретных ортогональных преобразований перспективным для целей сжатия ЗС является ДКП.

2. При условии высокого качества субъективного восприятия восстановленного звука для кодирования каждого немаскируемого коэффициента ДКП в среднем необходимо и достаточно 3,2 бит.

3. В низкочастотной области (до 1,7 кГц) требуется более точное кодирование модуля коэффициентов ДКП: 3-5 бит.

4. Допустимая степень округления модуля коэффициентов ДКП практически не зависит от динамического диапазона, частоты дискретизации и ширины рабочей полосы частот ЗС.

Литература

1. Стефанова И.А. Оценка допустимой степени округления спектральных компонент звуковых сигналов // Материалы VI МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». Уфа, 2005. – С. 36-38.
2. Стефанов М.А. Особенности округления спектральных компонент звуковых сигналов. // Тезисы докл. XV РНТК ПГАТИ. Самара, 2008. – С. 185.
3. Цвикер Э., Фельдкеллер Р. Ухо как приемник информации. Пер. с нем под ред. Б.Г. Белкина. М.: Связь, 1971. – 256 с.
4. Стефанова И.А, Стефанов М.А. Оптимизация временного параметра эффективности сжатия звуковых сигналов. Материалы VI МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». Уфа, 2005. – С. 38– 40.
5. Стефанов М.А. Реализация округления коэффициентов дискретных ортогональных преобразований // Тезисы докл. XV РНТК ПГАТИ. Самара, 2008. – С. 188.
6. Радиовещание и электроакустика. Под ред. Ю.А. Ковалгина. М.: Радио и связь, 2002. – 798 с.
7. Стефанова И.А, Стефанов М.А. К оценке вероятности маскировки спектральных компонент звуковых сигналов // Тезисы докл. XVI РНТК ПГУТИ. Ч. 2. Самара, 2009. – С. 8.
8. Стефанова И.А. Разработка и исследование методов повышения эффективности и качества компрессии цифровых аудиоданных: дис. к.т.н. ПГАТИ. Самара, 2007. – 157 с.

УПРАВЛЕНИЕ И ПОДГОТОВКА КАДРОВ ДЛЯ ОТРАСЛИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ

УДК 81.116.5

СОВРЕМЕННЫЕ СОКРАЩЕНИЯ АНГЛИЙСКОГО ЯЗЫКА

Абрамов В.Е., Хуснуллина Ю.А.

Статья посвящена широко распространенному явлению аббревиации, то есть сокращению как профессионально используемых терминов, так и публично востребованных слов и обозначений в современном английском и русском языках.

Не вызывает сомнения тот факт, что многие проблемы традиционного языковедения решаются по-новому, ибо к их решению подходят с новых позиций. Аббревиация не составляет в этом отношении исключения. Семантические и словообразовательные исследования при этом выходят на качественно новый – когнитивный уровень развития науки о языке. В тесной связи с указанным направлением находится и тема настоящего сообщения, посвященного проблеме формирования и развития значений в аббревиатуре современного английского языка. Остановимся на одном из аспектов – изучение аббревиатур в английской деловой коммуникации [1-4].

Аббревиация (от англ. abbreviation – сокращение) нередко рассматривалась среди главных процессов словообразования, выступая в систе-

мах разных языков наряду с другими способами словообразования (аффиксацией, префиксацией, конверсией).

Как отмечают исследователи, сокращения, широко распространившиеся во всем мире, не являются специфической особенностью отдельной нации, определенного языка. Аббревиация присуща не только английскому, но и другим языкам, и причины, вызывающие ее развитие, следует искать не в особенностях национального языка или мышления, а в общих законах развития человеческого общества, организации человеческой памяти и восприятия.

Аббревиация – лингвистическое явление, следовательно, оно должно отражать как общие свойства и законы языков, так и внутренние особенности, свойственные отдельным языкам. Аббревиация проявляется в различных стилях речи и видах речевой деятельности, обнаруживается в текстах разнообразного характера: рекламных объявлениях, газетных статьях, научных и публицистических трудах и даже в художественных произведениях.