

С.К. Абрамов, Д.В. Февралев, А.А. Роечко, М.С. Зряхов,
В.В. Лукин

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ
В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ**

2011

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ,
МОЛОДЕЖИ И СПОРТА УКРАИНЫ
Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

С.К. Абрамов, Д.В. Февралев, А.А. Роечко, М.С. Зряхов,
В.В. Лукин

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ
В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Учебное пособие по лабораторному практикуму

Харьков «ХАИ» 2011

УДК 681.3.019

Обработка информации в цифровых системах связи: учебное пособие по лабораторному практикуму / С.К. Абрамов, Д.В. Февралев, А.А. Роечко и др. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2011. –38 с.

Приведены краткие теоретические основы методов и алгоритмов цифровой обработки сигналов в системах связи. Дана методика выполнения лабораторных работ по курсу «Обработка информации в цифровых системах связи».

Для студентов специальностей «Технологии и средства телекоммуникаций» и «Информационные сети связи». Может быть полезным при изучении курса «Цифровая обработка сигналов» и выполнении курсовых и бакалаврских работ.

Ил. 7. Табл. 10. Библиогр.: 9 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В.Б. Рассказовский
д-р техн. наук, проф. В.Ф. Батаев

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт», 2011

Содержание

Введение	5
Лабораторная работа №1	6
Лабораторная работа №2	13
Лабораторная работа №3	25
Выводы	36
Библиографический список	37

ВВЕДЕНИЕ

Большинство современных систем и средств связи и телекоммуникаций в той или иной степени используют цифровую обработку сигналов (ЦОС). Блоки ЦОС заменили многие аналоговые блоки и чаще используются на конечных этапах обработки. При этом пользователям предоставляются как новые дополнительные возможности, так и достигается улучшение характеристик систем связи, расширение их функциональных возможностей. Многие стандартные операции (спектральный анализ, фильтрация, кодирование и декодирование, коммутация, маршрутизация и т.д.) выполняются средствами ЦОС с приемлемым быстродействием [1-5].

Наиболее характерными операциями ЦОС, используемыми в системах связи, являются фильтрация, кодирование/декодирование, а также сжатие. Многие из соответствующих операций являются нелинейными, хотя и используют в качестве основы ортогональные преобразования, которые исходно являются линейными. Наряду с преобразованием Фурье, которое в течение десятков лет было основным средством спектрального анализа и фильтрации, все шире применяются другие ортогональные преобразования, в первую очередь дискретное косинусное преобразование (ДКП) и дискретное вейвлетное преобразование (ДВП). Лабораторные работы представлены в данном пособии, имеют основную цель ознакомить с методикой обработки сигналов в современных системах связи и научить студентов работать с применяемыми преобразованиями [5, 6].

Лабораторная работа №1

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ДКП

Цель работы – исследовать эффективность подавления шумовой составляющей в звуковых сигналах методом фильтрации на основе ДКП.

Теоретические сведения

Во многих случаях применения фильтрации одномерных процессов считается, что принимаемый (обрабатываемый) процесс представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала и помехи. Кроме того, предполагается, что аддитивная помеха представляет собой белый шум, имеет нулевое среднее, гауссово распределение и постоянную (неизменяющуюся во времени) дисперсию.

При фильтрации на основе ортогональных преобразований [5, 6] предполагается выполнение следующих этапов:

1) вычисление спектральных коэффициентов ортогонального преобразования ко всему входному сигналу или его фрагменту (в скользящем окне или блоке);

2) применение жесткой (hard) или мягкой (soft) пороговой обработки (присвоение нулевых значений или уменьшение амплитуды) к спектральным коэффициентам, у которых абсолютное значение не превышает порогового; порог равен примерно $(2...4)\sigma_a$, где σ_a - среднеквадратическое отклонение шума (начальных оценок параметра);

3) применение обратного ортогонального преобразования.

Эти методы основаны на таких допущениях:

а) шум аддитивный и его функция плотности распределения вероятности приближается к гауссовой;

б) σ_a априорно известна; σ_a постоянна для входного сигнала или для обрабатываемого фрагмента.

Вейвлетные преобразования (ВП) предусматривают использо-

вание функций $\psi_i^j(t) = \sqrt{2^j} \psi(2^j t - i)$, $i = 0, 1, \dots, 2^j - 1$,

$j = 0, 1, \dots, \log_2 N - 1$, где $\psi_0^0(t)$ – материнский вейвлет. Существует большое количество разнообразных вейвлетных базисов (Добеши, Симмлет, Койфлет, Хаара и т.д.). Их особенность заключается в том, что при использовании ВП получаемый спектр одномерного процесса является двумерным (по параметрам масштабирования и сдвига).

В последнее время появилось большое количество монографий и учебных пособий, посвященных ВП [13], которые являются специфическим, заметно отличающимся от традиционного анализа Фурье и часто более информативным средством представления и обработки процессов. Разрабатываются быстрые алгоритмы ВП. Вместе с тем многие практические вопросы для методов обработки на основе ВП не решены. Например, отсутствуют четкие рекомендации по выбору типа ВП в зависимости от характеристик и типов обрабатываемых процессов. Поэтому для упрощенного изложения и понимания рассмотрим более подробно прямое и обратное ДКП, которые для последовательности $x[n]$ имеют вид

$$\begin{aligned} X[k] &= \lambda[k] \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos \left[\frac{(2n+1)k\pi}{2N} \right]; \\ x[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} \lambda[k] X[k] \cos \left[\frac{(2n+1)k\pi}{2N} \right], \end{aligned} \quad (1)$$

где N - длина выборки $x[n]$; $X[k]$ - коэффициенты ДКП; $\lambda[k]$ - совокупность весовых функций, причем

$$\lambda[k] = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{N}}, & 1 \leq k \leq N-1 \\ \frac{1}{\sqrt{N}}, & k = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Различают фильтрацию на основе ДКП с перекрытием и без перекрытия. В первом случае выше эффективность, во втором случае повышается быстродействие. Возможно также использование фильтрации на основе ДКП с частичным перекрытием.

При фильтрации с полным перекрытием блоки смещаются друг относительно друга на один отсчет и для каждого отсчета получают N_w оценок выходного значения, которые затем усредняют для получения итогового выходного значения.

Отметим, что при фильтрации на основе ДКП имеются два основных отличия от фильтрации в скользящем окне, например медленной. Первое отличие состоит в том, что при фильтрации на основе ДКП размер блока чаще всего является четным и равным степени 2 в целях повышения быстродействия обработки (по аналогии с алго-

ритмом БПФ). Второе отличие – в результате фильтрации на основе ДКП выходные значения одновременно получают для всех отсчетов, принадлежащих данному блоку, а при фильтрации в скользящем окне - только для центрального отсчета.

Если же используется фильтрация с частичным перекрытием, например с перекрытием на половину размера блока, то для каждого отсчета получают две оценки выходного значения и находят их сумму. Число выполняемых при этом ДКП значительно сокращается по сравнению с фильтрацией с полным перекрытием.

Фильтрация на основе ортогональных преобразований базируется на следующем предположении: после преобразования сигнальной составляющей основная энергия оказывается сосредоточенной в небольшом количестве (значительно меньшем N для ДВП или существенно меньшем N_w для ДКП) спектральных коэффициентов, имеющих относительно большие амплитуды. В свою очередь белый шум “равномерно” распределяется между всеми спектральными компонентами ортогонального преобразования. Тогда, если амплитуда данной спектральной компоненты достаточно велика, то она с большой вероятностью соответствует сигналу. Если же амплитуда данной спектральной компоненты относительно мала, то, скорее всего, эта компонента отсутствует в сигнале или ей можно пренебречь.

Именно это свойство используется при пороговой обработке спектральных коэффициентов. В частности, при использовании жесткого порога обнуление данного спектрального коэффициента $X[k]$ (см. уравнение (1)) производится, если его абсолютное значение не превосходит порог.

Эффективность ДКП-фильтрации зависит от ряда параметров алгоритма обработки: от выбора типа перекрытия блоков, их размера N_w , порога $T = \beta \sigma_a$ и типа пороговой обработки. Как уже отмечалось, рекомендуемые значения параметра β обычно лежат в пределах от 2 до 4. При тестировании (исследовании эффективности фильтрации) можно анализировать следующие значения этого параметра: 2,0; 2,5; 3,0; 3,5 и 4,0. Размер блока N_w на практике обычно выбирают равным 16, 32 или 64.

Общие закономерности таковы:

- 1) использование ДКП-фильтра с полным перекрытием блоков обеспечивает значительно лучше подавление помех, чем без

перекрытия, и лучшее, чем с перекрытием на половину размера блока, в соответствии со среднеквадратичной ошибкой (СКОш) на выходе фильтра σ_{out}^2 ;

- 2) эффективность вторичной обработки существенно зависит от выбора порога, определяемого параметром β ; оптимальное значение этого параметра (по критерию минимума σ_{out}^2) зависит от обрабатываемого сигнала и уровня помех: чем более сложным является сигнал и меньше дисперсия помех, тем меньше оптимальное значение β ;
- 3) увеличение β приводит к повышению эффективности подавления помех и одновременному увеличению искажений, вносимых в сигнал вследствие фильтрации;
- 4) использование $N_w=16$ обычно недостаточно для эффективного подавления помех, во многих практических ситуациях оптимальные значения $N_w=32$ или $N_w=64$;
- 5) ДКП-фильтр с оптимальными параметрами эффективно подавляет помехи для многих типов участков сигналов, специфические искажения (ringing artifacts, подобные эффектам Гиббса) могут вноситься в окрестностях резких изменений сигнальной составляющей.

Реально, по крайней мере, одно или несколько из указанных ранее допущений о свойствах помех могут не выполняться. В частности, помехи могут быть негауссовыми, их дисперсия может быть непостоянной. Поэтому недостатками методов фильтрации на основе ДКП являются неспособность устранения выбросов, необходимость оценивать дисперсию помех и отслеживать ее изменение во времени. Кроме того, задержка между поступлением входных сигналов и получением выходного сигнала может быть неприемлемо большой. Наконец, СКОш на выходе фильтра не всегда позволяет адекватно оценить эффективность фильтрации. Так, для звуковых сигналов целесообразно прослушивать сигналы до и после обработки, оценивая при этом естественность звучания. Такая возможность имеется при выполнении лабораторной работы.

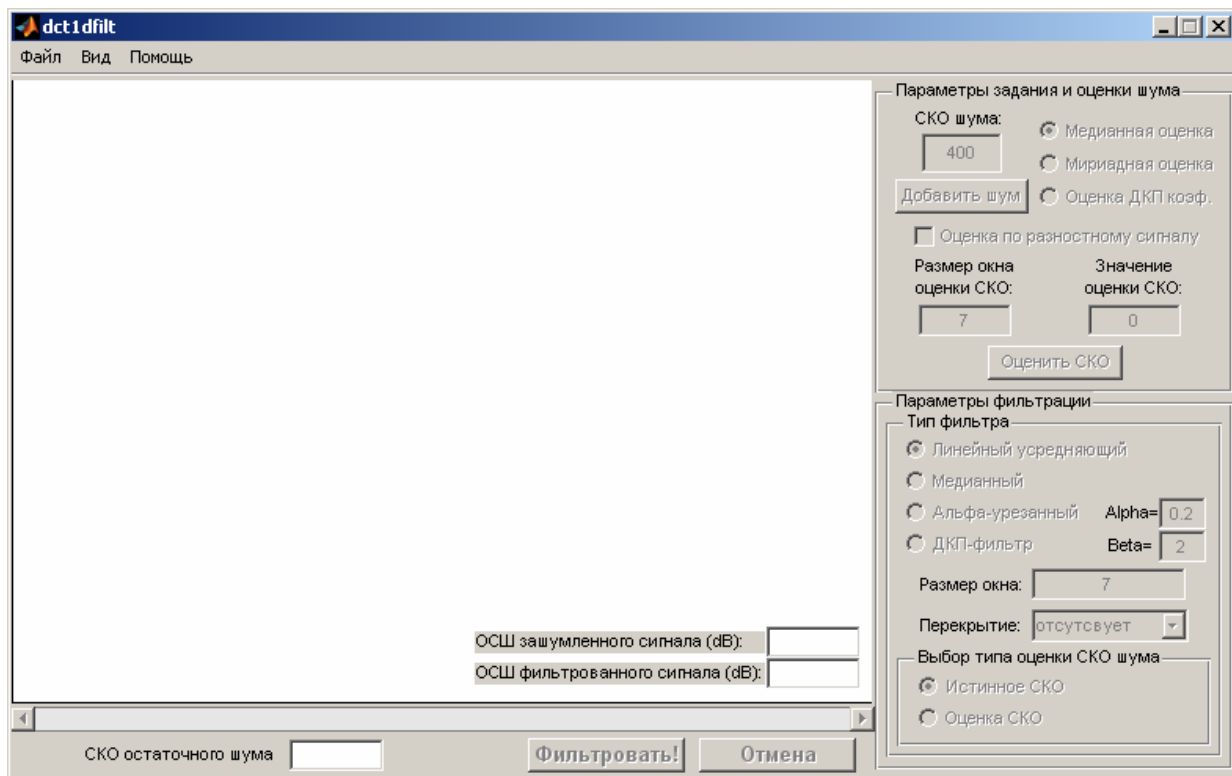


Рис. 1.1. Внешний вид окна программы для выполнения лабораторной работы

Порядок выполнения работы

Фильтрация тестового сигнала «Фрагмент тишины»

1. Запустить программу DCT1Dfilt.exe.
2. При помощи меню Файл/Загрузить тестовый аудиофайл открыть тестовый сигнал – «Речь.wav».
3. В поле «СКО шума» задать величину СКО **100** и нажать клавишу «**Добавить шум**».
4. Выбрать тип фильтра – «**ДКП-фильтр**».
5. В поле «**Размер окна**» ввести значение размера окна **4**.
6. Установить **перекрытие** – «**полное**».
7. Установить величину настроечного параметра **Beta** равной **2**.
8. Произвести фильтрацию зашумленного сигнала используя кнопку «**Фильтровать**».
9. Результаты $\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ занести в табл. 1.2.
10. Повторить пункты 5-9 для размеров окон **8**, **16** и **32**.

11. Переключиться в режим фильтрации со сдвигом. Выставить значение размера окна **1024**, меняя значения сдвига **256, 512, 1024** отсчета произвести фильтрацию, заноса полученные результаты в табл. 1.2.
12. Повторить пп. 3-11 для СКО шума **200, 400, 800** и **1600**.

Фильтрация других тестовых сигналов

13. Повторить пп. 2-12 для тестового сигнала «Авторская», результаты $\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ занести в табл. 1.2;
14. Для сигналов «Речь» и «Авторская» определить оптимальную величину настроечного параметра **Beta** (с точностью до десятых), для размера окна **1024** и сдвига **256**.
15. Написать выводы о зависимости размера окна, величины параметра **Beta**, полного и частичного перекрытия на эффективность фильтрации.

Таблица 1.1. Результаты для сигнала «Речь»

Окно	Сдвиг	$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ (СКО=100)	$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ (СКО=200)	$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ (СКО=400)	$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ (СКО=800)	$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$ (СКО=1600)
4	1					
8						
16						
32						
1024	256					
	512					
	1024					

Таблица 1.2. Результаты для сигнала «Авторская»

Ок- но	Сдвиг	$\Delta \text{SNR}=\text{SNR}_{\text{out}}$	$\Delta \text{SNR}=\text{SNR}_{\text{out}}$	$\Delta \text{SNR}=\text{SNR}_{\text{out}}$	$\Delta \text{SNR}=\text{SNR}_{\text{out}}$	$\Delta \text{SNR}=\text{SNR}_{\text{out}}$
		- SNR _{inp} (СКО=100)	- SNR _{inp} (СКО=200)	- SNR _{inp} (СКО=400)	- SNR _{inp} (СКО=800)	- SNR _{inp} (СКО=1600)
4	1					
8						
16						
32						
102 4	256					
	512					
	1024					

**Таблица 1.3. Оптимальные пороги для сигналов «Речь»
и «Авторская»**

	«Речь»	«Авторская»
СКО шума		
ΔSNR		
Размер окна		
Сдвиг		
Оптимальный порог		

Контрольные вопросы

1. Каковы исходные предположения о свойствах помех, при которых применимы методы фильтрации на основе ортогональных преобразований?
2. Чем отличаются принципы нелинейной фильтрации в скользящем окне и фильтрации на основе ортогональных преобразований?
3. Надо ли при фильтрации заранее знать дисперсию помех, если да, то как она учитывается?
4. От каких параметров зависит эффективность фильтрации?
5. Для каких еще приложений, кроме фильтрации, применяется ДКП?
6. Способна ли фильтрация на основе ортогональных преобразований устранять импульсные помехи?

Лабораторная работа №2

ОЦЕНИВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХ ВСЛЕПУЮ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ ОЦЕНОК ПРИ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ

Цель работы: проанализировать свойства различных оценок (их МО, смещенности, дисперсии) в зависимости от закона распределения и размера выборки.

Основные применения методов оценивания дисперсии помех вслепую (не в интерактивном режиме, автоматически):

- оценивание характеристик (качества) каналов передачи сообщений (channel estimation);
- определение характеристик помех (или входного соотношения сигнал-помеха) для принятия решения о необходимости выполнения фильтрации и установки параметров фильтров, для которых это необходимо.

Если речь идет об оценивании качества каналов передачи сообщений, то естественно, что чем меньше дисперсия помех в данном канале (при одной и той же мощности передаваемого сигнала), тем лучше данный канал.

Что касается фильтрации, то тут важны два аспекта.

Во-первых, оценка дисперсии помех при известной или оцененной мощности сигнала позволяет оценить отношение сигнал-шум. При достаточно высоких отношениях нет особой необходимости проводить фильтрацию по двум причинам. Первая – шум практически не влияет на качество сообщения, например практически не слышен в звуковом сигнале, который предполагается прослушивать. Вторая – любая фильтрация наряду с полезным эффектом подавления помех вносит искажения в полезный сигнал, что нежелательно. Кроме того, при больших входных отношениях сигнал-шум (больше 30...40 дБ) эффективность большинства методов фильтрации невысока.

Во-вторых, для функционирования ряда фильтров необходимо заранее знать или предварительно оценивать дисперсию помех, поскольку параметр σ_a так или иначе используется в алгоритме фильтрации. Таковыми являются сигма-фильтр и его модификации [7], фильтр Винера, методы фильтрации на основе ортогональных преобразований (вейвлетов и ДКП), рассмотренные ранее.

При оценивании дисперсии помех вслепую есть ряд проблем. В связи с этим обычно предполагают следующее:

- дисперсия (статистические характеристики) помех либо сохраняется (остаются неизменными) для всего исследуемого участка процесса, либо необходимо каким-то образом оценивать интервалы квазистационарности (примерного постоянства) характеристик помех и оценивать дисперсию помех для каждого такого интервала;
- наличие сигнала в наблюдаемом процессе может приводить к существенному искажению оценок дисперсии помех; в связи с этим желательно обеспечить высокую точность оценок независимо от вида сигнала и истинной дисперсии помех (то есть независимо от соотношения сигнал-помеха).

Дисперсия помех может оцениваться как во временной, так и в спектральной областях. При отсутствии каких-либо дополнительных априорных сведений исходное предположение состоит в том, что помеха хорошо описывается нормальным белым шумом с нулевым средним. На практике это предположение может и не выполняться, в частности шум может быть не белым. В этом случае получаемые оценки, как правило, характеризуются более низкой точностью.

Для описания наблюдаемого процесса x_i на интервале квазистационарности дисперсии помех воспользуемся следующей моделью $x_i = s_i + \eta_i$, где s_i - информационный сигнал; η_i - аддитивная шумовая компонента.

Алгоритм автоматической оценки дисперсии σ_a^2 состоит из следующих основных этапов:

- 1) информационный сигнал разбивается на участки фиксированной или переменной длины L , на которых η_i можно считать квазистационарной;
- 2) каждый из таких участков, в свою очередь, разбивается на N_Δ перекрывающихся или неперекрывающихся подинтервалов с фиксированным размером L_Δ ;
- 3) для каждого подинтервала рассчитывается оценка локальной дисперсии шумовой компоненты $\sigma_{лок_i}^2$; при этом в соответствии с традиционной методикой

$$\sigma_{лок_i}^2 = \frac{1}{L_\Delta - 1} \sum_{j=m_i - M_\Delta}^{m_i + M_\Delta} (X_j - \bar{X}_i)^2, \quad (3)$$

где m_i - индекс центрального отсчета i -го подинтервала, для которого рассчитывается локальная дисперсия; X_j - отсчеты зашумленного информационного сигнала в пределах i -го подинтервала; \bar{X}_i - среднее значение зашумленного информационного сигнала на i -м подинтервале; $M_\Delta = (L_\Delta - 1) / 2$.

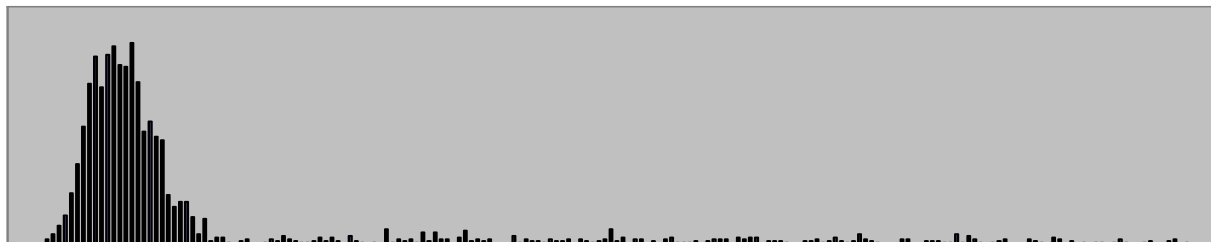


Рис. 2.1 Гистограмма типичного распределения выборки оценок $\sigma_{лок_i}^2$

Для участков постоянного сигнала оценки группируются около истинного значения σ_a^2 , большие значения оценок соответствуют участкам сигнала с явно выраженной динамикой, а также линейно изменяющимся участкам S_i .

Если предположить, что большинство оценок $\sigma_{лок_i}^2$ получены для подинтервалов, соответствующих "плоским" участкам информационного сигнала и формируют моду выборки локальных оценок дисперсии, то можно использовать методы определения координаты моды распределения, например, применять процедуры на основе мириадной операции [8].

Существенное влияние на точностные характеристики метода оказывает выбор соответствующих параметров. Параметр L выбирается таким образом, чтобы он, с одной стороны, не превосходил интервал квазистационарности шумовой компоненты. С другой стороны, L должен быть достаточно большим, чтобы количество оценок N_Δ , получаемых для этого интервала, было достаточным для формирования моды распределения $\{\sigma_{лок_i}^2\}$.

Благодаря использованию перекрывающихся интервалов при фиксированных L и L_Δ можно приблизительно в L_Δ раз увеличить количество оценок N_Δ в выборке $\{\sigma_{лок_i}^2\}$. Вывод: лучше использовать перекрывающиеся интервалы и желательно L_Δ выбирать побольше.

Однако изменение значений S_j в пределах L_Δ (присутствие сигнала и его динамика) приводит к возрастанию $\sigma_{лок_i}^2$ (3). Действительно, при условии некоррелированности сигнальной и шумовой составляющих имеем

$$\sigma_{лок_i}^2 \approx Var(\eta_i) + Var(S_i); \quad (4)$$

$$Var(S_i) = \frac{1}{L_\Delta - 1} \sum_{j=m_i - M_\Delta}^{m_i + M_\Delta} (S_j - \bar{S}_i)^2;$$

$$Var(\eta_i) = \frac{1}{L_\Delta - 1} \sum_{j=m_i - M_\Delta}^{m_i + M_\Delta} (\eta_j - \bar{\eta}_i)^2;$$

где \bar{S}_i и $\bar{\eta}_i$ - средние значения соответственно сигнальной и шумовой составляющих для i -го подинтервала.

Поэтому, если для большого числа подинтервалов $Var(S_i)$ оказывается сравнимой или большей, чем $Var(\eta_i)$, то распределение оценок $\{\sigma_{лок_i}^2\}$ существенно отличается от распределения $\{\sigma_{лок_i}^2\}$ для $S = Const$. В итоге может наблюдаться существенная положительная смещенность оценок (положения моды λ_{mod} относительно истинного значения σ_a^2), т.е. $\lambda_{mod} > \sigma_a^2$, а разность $\lambda_{mod} - \sigma_a^2$ оказывается тем больше, чем больше L_Δ .

Следовательно, желательно уменьшать L_Δ . Однако такое решение может приводить к другим нежелательным последствиям. Мода нормальных оценок (полученных для участков постоянного сигнала) оказывается смещенной относительно истинного значения в меньшую сторону (это хорошо видно из анализа гистограммы на рис. 3,а). Оптимальным для практических приложений можно считать ≈ 9 (см. гистограмму на рис. 3,б).

Можно также предпринимать какие-либо меры для устранения (уменьшения) степени негативного влияния динамики сигнала на оценки $\{\sigma_{лок_i}^2\}$.

Для этого можно использовать модифицированную методику получения оценок локальной дисперсии

$$\sigma_{локм_i}^2 = \frac{1}{L_\Delta - 1} \sum_{j=m_i-M_\Delta}^{m_i+M_\Delta} [(X_j - X_j^f) - \bar{X}_{.m_i}]^2, \quad (5)$$

где X_j^f - отсчеты фильтрованного процесса (α -урезанный фильтр с $N=9$ и $\alpha=0,2$); $\bar{X}_{.m_i} = \frac{1}{L_\Delta} \sum_{j=m_i-M_\Delta}^{m_i+M_\Delta} (X_j - X_j^f)$ - среднее значение разностного сигнала на i -м подинтервале.

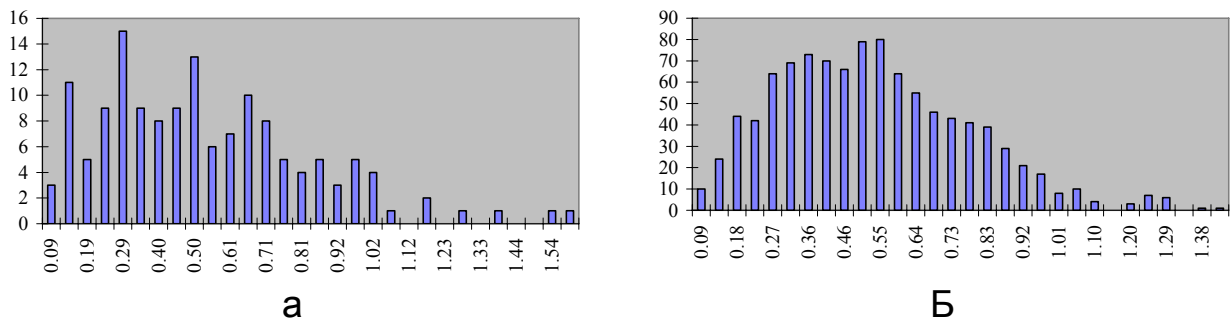


Рис. 2.2 Гистограммы выборок оценок локальной дисперсии $\{\sigma_{локм_i}^2\}$ (при $\sigma_a^2 = 0,5$, сигнал с постоянным уровнем) для: а) - неперекрывающихся подинтервалов размером 7 отсчетов (146 оценок); б) - перекрывающихся интервалов размером 9 отсчетов (1016 оценок)

Благодаря использованию предложенной модификации удается заметно уменьшить вес "хвоста" распределения и увеличить концентрацию оценок $\sigma_{локм_i}^2$ в окрестности истинного значения дисперсии шумовой компоненты.

При использовании мириадной оценки для определения моды распределения надо заранее задавать параметр k . Этот параметр должен быть согласован с масштабом основной части распределения нормальных оценок дисперсии. Поэтому нужна какая-то грубая (предварительная) оценка дисперсии помех. Такую оценку можно получить, используя медиану (50% квантиль) распределения оценок. Тогда для комбинированного метода получают предварительную оценку дисперсии $\hat{\sigma}_{предв}^2$ с использованием квантиля $n=50\%$, а для получения уточненной оценки используют мириадную оценку с $(k/\sigma_{предв}^2)=2$.

Такой метод позволяет осуществлять автоматическое оценивание дисперсии для разнообразных типов измерительных сигналов и обеспечивает относительную ошибку оценивания порядка единиц процентов, что можно считать приемлемым для многих практических приложений (см. данные в табл. 2.1).

Таблица 2.1. Точность оценок σ_a^2 для модифицированных мириадного, квантильного и комбинированного методов ($\sigma_a^2=0,3$)

Сигнал	Мириадный метод		Квантильный метод		Комбинированный метод			
	$(k/\sigma_a^2)_{opt}$	$\varepsilon, \times 10^{-4}$	$n_{opt}, \%$	$\varepsilon, \times 10^{-4}$	$n, \%$	k/σ_a^2		
						1,5	2,0	2,5
						$\varepsilon, \times 10^{-4}$		
Blocks	2,0	2,57	50	2,97	50	2,70	3,26	4,77
Bumps	2,0	2,22	50	3,31	50	2,63	2,64	3,20
Doppler	2,2	2,13	50	5,39	50	3,87	2,71	2,63
HeaviSine	4,0	1,93	60	4,31	50	4,14	3,26	2,65
	2,0	2,61	50	10,18				

Недостаток комбинированного метода состоит в том, чтобы обеспечить высокую точность, если сигнал является "высокочастотным", то есть имеет ограниченное количество участков постоянного уровня и линейно-изменяющихся участков.

Второй подход - оценивание дисперсии помех в спектральной области. Исходные предположения, положенные в основу этого подхода, таковы. Для оценок (текущих) спектров в заданном ортогональном базисе) основная энергия (мощность) сосредоточена в ограниченном (небольшом) количестве спектральных компонент. Для остальных спектральных компонент значения определяются в первую очередь мощностью (дисперсией) помех. Тогда в соответствии с теоремой Парсевала можно некоторым образом оценить дисперсию (СКО) помех в спектральной области.

Пример такой методики (для вейвлетных спектров и ДКП):

$$\hat{\sigma}_a = 1,48 \operatorname{med}_j(|X(\omega_j)|). \quad (6)$$

Этот подход работоспособен (обеспечивает приемлемую точность), если помехи являются гауссовыми, с нулевым средним и не-

коррелированными, а сигнал (или его фрагменты) действительно хорошо описывается ограниченным количеством спектральных компонент. В противном случае оценки могут оказаться смещенными – больше истинного значения, если сигнал является высокочастотным, и меньше истинного значения, если помеха является некоррелированной.

Поскольку оценки дисперсии не совпадают с истинным значением, это оказывает определенное влияние на эффективность фильтрации, реализуемой на основе полученных оценок. Основные тенденции таковы:

1. Наибольшая эффективность фильтрации (в соответствии с интегральной СКО) может наблюдаться при $\hat{\sigma}_a \neq \sigma_a$.
2. Если сигнал достаточно гладкий (невысокочастотный), то обычно наибольшая эффективность фильтрации наблюдается при $\hat{\sigma}_a \geq \sigma_a$ и наоборот; вместе с тем, отличие $\hat{\sigma}_a$ от σ_a более, чем в 1,5 раза обычно приводит к снижению эффективности фильтрации.
3. Случай $\hat{\sigma}_a \geq \sigma_a$ обычно менее "страшен", чем $\hat{\sigma}_a \leq \sigma_a$ с точки зрения ухудшения эффективности фильтрации.

Порядок выполнения

1. Запустить программу «DCT1Dfilt.exe».
2. При помощи меню **Файл/Загрузить тестовый аудиофайл...** открыть тестовый сигнал – «Речь.wav».
3. В поле **«СКО шума»** задать величину СКО **100** и нажать клавишу **«Добавить шум»**.
4. Задать **«размер окна оценки СКО»** равным пяти элементам и рассчитать **медианную оценку** СКО шума, нажав кнопку **«Оценить СКО»**. Данные занести в таблицу 1.
5. Повторить п. 4 для размеров окна 7, 9, 11, 13 и 15 элементов.
6. Сделать выводы об изменении точности оценивания СКО и вида гистограммы оценок СКО от размера окна оценивания.
7. Включить режим **оценки по разностному сигналу** (оценивание производится по разности зашумленный сигнал минус сигнал

фильтрованный альфа-урезанным фильтром с окном 9 и $N_a=2$); Повторить пп. 4-6;

8. Повторить пп. 4-7 для **мириадной** оценки.
9. Повторить пп. 4-6 для оценки СКО в области **ДКП коэффициентов**, задавая размер окна, равный 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024 отсчета.
10. Повторить пп. 2-9 для сигнала «Авторская.wav». Данные занести в табл. 2.
11. Провести фильтрацию сигналов «Речь» и «Авторская» с оптимальными значениями Beta (см. Лр1.) для размера окна 1024 отсчета, сдвиг 256 отсчетов, со значениями СКО полученными медианным, мириадным (окно 9 отсчетов) и методом ДКП коэффициентов (512 отсчетов). Данные занести в табл. 2.3 и табл. 2.4.

Выводы по работе должны содержать сравнение точности каждого из методов оценивания СКО шума в зависимости от тестового сигнала, величины СКО шума размера, окна оценивания, а также выводы о влиянии ошибки оценивания на эффективность фильтрации, для чего сравнить результаты фильтрации, полученные при задании фильтру истинного значения СКО шума (см. соответствующие результаты лабораторной работы №1).

Таблица 2.2. Результаты оценки СКО шума для сигнала «Речь»

СКО шума = 100						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024

Продолжение таблицы 2.2

СКО шума = 200						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024
СКО шума = 400						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024
СКО шума = 800						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024

Окончание таблицы 2.2

СКО шума = 1600						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024

Таблица 2.3. Результаты оценки СКО шума для сигнала «Авторская»

СКО шума = 100						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024
СКО шума = 200						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024

Окончание таблицы 2.3

СКО шума = 400						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024
СКО шума = 800						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024
СКО шума = 1600						
Размер окна для методов оценки во временной области	Медианная оценка СКО	Медианная оценка СКО по разностному сигналу	Мириадная оценка СКО	Мириадная оценка СКО по разностному сигналу	Оценка СКО в области ДКП коэффициентов	Размер окна для методов оценки в частотной области
5						32
7						64
9						128
11						256
13						512
15						1024

Таблица 2.4. Эффективность фильтрации сигнала «Речь» по критерию СКО остаточной помехи

Тип оценки СКО	СКО шума				
	100	200	400	800	1600
Истинное значение СКО					
Мириадная оценка СКО					
Медианная оценка СКО					
Оценка ДКП коэф.					

Таблица 2.5. Эффективность фильтрации сигнала «Авторская» по критерию СКО остаточной помехи

Тип оценки СКО	СКО шума				
	100	200	400	800	1600
Истинное значение СКО					
Мириадная оценка СКО					
Медианная оценка СКО					
Оценка ДКП коэф.					

Контрольные вопросы:

1. Каковы основные практические применения методов оценивания характеристик помех вслепую?
2. В каких фильтрах используют дисперсию (или СКО) помех и каким образом?
3. Каковы основные предположения о характеристиках сигналов и помех при оценивании дисперсии помех вслепую?
4. Что такое квазистационарность помех?
5. Каковы особенности гистограмм локальных оценок дисперсии помех?
6. Как можно оценивать моду распределения?
7. Как осуществляется оценивание дисперсии помех в спектральной области?
8. Как влияет точность оценок дисперсии помех на эффективность фильтрации?

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЖАТИЯ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО КОСИНУСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Цель работы: изучить принцип работы метода сжатия с потерями, основанного на дискретном косинусном преобразовании.

Теоретические сведения

Объем информации, которая необходима человечеству для экономического и технического развития, эффективной трудовой деятельности граждан и их бытовых нужд, неуклонно растет. Также улучшаются и характеристики устройств, предназначенных для хранения и передачи информации различного рода. Тем не менее количество информации растет гораздо быстрее, чем характеристики устройств, предназначенных для ее обработки. Не секрет, что одним из наиболее развиваемых в последние два десятилетия направлений являются средства передачи и обработки информации. По данным исследований компании Cisco (лидера по производству телекоммуникационного оборудования) в целом мире общая пропускная способность эксплуатируемых линий передачи данных только за последний год возросла в 2,5 раза, а объем различной обрабатываемой информации за это же время увеличился от 1,5 до 4,5 раз.

Увеличение объемов коммутируемой информации посредством систем связи обусловлено многими факторами и, в частности, технологическим прогрессом, появлением новых доступных сервисных функций (приложения мультимедиа, видеоконференция и т.д.). За последнее время произошло существенное снижение стоимости услуг доступа к ресурсам Интернета, предоставляемых операторами связи, что привело к увеличению передаваемых объемов информации по линиям связи. И как следствие – каналы передачи данных перестают удовлетворять возросшим требованиям к пропускной способности.

При решении задач недостаточной пропускной способности и большого объема памяти, необходимой для хранения полученных данных, рассматривают три пути. Первый – это уменьшение количества используемой информации, что в последнее время практически неприемлемо, так как приводит к снижению качественных показателей, например для изображений – уменьшение разрешающей способности, для аудио – ухудшение качества звука. Второй путь – уве-

личение пропускной способности линий передачи и параметров устройств, предназначенных для накопления и хранения данных, что определяется чрезвычайно высоким уровнем материальных затрат, и в первую очередь на увеличение пропускной способности каналов связи. Нарращивание объемов памяти позволяет частично решить проблему переполнения носителя на незначительное время. И, наконец, третье решение – применять сжатие информации. Этот вариант позволяет повысить эквивалентную пропускную способность канала передачи и уменьшить требование к объему устройств накопления информации в несколько раз без дополнительных затрат на модернизацию аппаратной части (исключением могут быть затраты, необходимые для внедрения алгоритмов или процедур сжатия).

В связи с этим сжатие является одним из самых развивающихся направлений современной науки – теории кодирования информации и ориентировано на решение проблемы сокращения объема данных, требуемого для их представления.

С математической точки зрения это равнозначно преобразованию некоторого двумерного массива данных в статистически некоррелированный массив. Такое преобразование (сжатие) применяется к исходным данным, перед тем как их сохранить или передать. В дальнейшем сжатая информация распаковывается и восстанавливается в исходный массив (в случае сжатия без потерь) или некоторое его приближение (при применении сжатия с потерями).

Как правило, система сжатия содержит два принципиально разных структурных блока: кодер и декодер (рис. 3.1). Исходное изображение подается на кодер, который преобразует входные данные в набор некоррелированных (слабо коррелированных) символов, собственно и представляющих сжатое изображение. При восстановлении закодированные данные поступают на декодер, где и осуществляется их обратное преобразование в изображение.

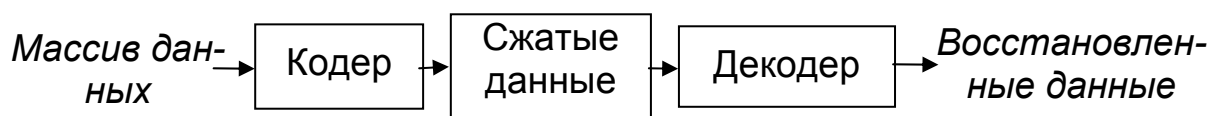


Рис. 3.1 Общая модель системы сжатия

Кодер отвечает за сокращение или устранение возможных видов избыточности во входных данных: кодовой (статистической), межэлементной и пространственной (визуальной). Конкретные приложения и связанные с ними критерии качества заставляют выбирать тот или иной способ кодирования, являющийся наилучшим в данном слу-

чае. Обычно процедура кодирования представляется в виде последовательности из трех независимых операций (рис. 3.2). Каждая из операций предназначена для сокращения одного из типов избыточности.

На первой стадии процесса кодирования входные данные преобразуются в формат, предназначенный для сокращения межэлементной избыточности входного массива. Как правило, данная операция обратима и может как сокращать, так и увеличивать объем данных.



Рис. 3.2. Кодер изображения

На втором этапе за счет квантования уменьшается точность выходных значений преобразователя в соответствии с некоторым предварительно заданным параметром сжатия. На этой стадии сокращается пространственная избыточность входного потока, данная операция является необратимой и должна быть пропущена, если требуется сжатие без потерь.

На третьей и последней стадиях кодер символов генерирует равномерный или неравномерный код для представления выходных значений после квантования и формирует соответствующий коду выход. В большинстве случаев для представления преобразованных и квантованных значений данных используется неравномерный код. Он приписывает самые короткие кодовые слова наиболее часто встречающимся значениям и тем самым сокращает статистическую избыточность. Данная процедура является полностью обратимой. Таким образом, при завершении стадии кодирования символов во входном потоке данных устраняются все три типа избыточности.

Процесс декодирования (рис. 3.3) осуществляет обратные операции, которые выполняются в кодере, причем в обратном порядке.

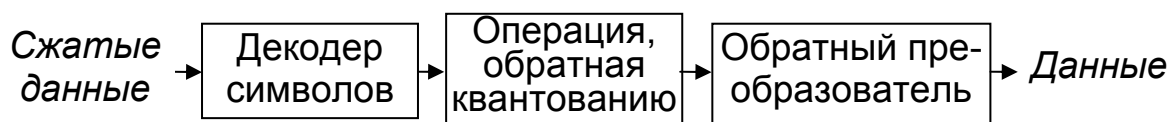


Рис. 3.3 Декодер изображения

Сжатие изображений без потерь, как правило, используется в тех случаях, когда применение полученных данных делают сжатие с по-

терями нежелательным. Наиболее распространенные методы сжатия изображений данного семейства основаны на LZW кодировании, кодировании битовых плоскостей, кодировании без потерь с предсказанием, арифметическом кодировании и дискретном косинусном преобразовании без потерь. При этом такие методы сжатия обеспечивают незначительные степени компрессии изображений и приложений мультимедиа (до 2 раз в зависимости от типа), а в некоторых случаях являются избыточными.

В отличие от подхода к кодированию без потерь, кодирование с потерями основано на выборе компромисса между качеством восстановленного изображения и степенью его сжатия. В последнее время все большее предпочтение отдается именно таким методам сжатия, использование которых значительно повышает гибкость систем передачи и хранения информации. Если допустить появление искажений в конечном результате кодирования (которые могут быть, а могут и не быть заметными), то возможно значительное увеличение коэффициента сжатия. Фактически многие методы сжатия с потерями (в зависимости от типа исходной информации) могут восстанавливать данные с качеством, неотличимым от оригинала при CR, равном 7, и выше. Принципиальная разница между структурными схемами этих двух подходов заключается только в наличии или отсутствии блока квантования на рис. 3.2, в котором и происходит частичное искажение.

Тем не менее количество методов сжатия с потерями довольно разнообразно. Основные различия между ними заключаются в различных типах преобразований входных данных, типах квантования (равномерное квантование или неравномерное) и методе сжатия квантованных данных. В общем случае все методы данного типа можно разделить на четыре группы:

- 1) методы, основанные на предсказаниях;
- 2) методы, основанные на фракталах;
- 3) методы, основанные на векторной квантизации;
- 4) методы, основанные на ортогональных преобразованиях.

В лаб. работе № 3 необходимо исследовать метод сжатия аудиоинформации методом, в основе которого лежит дискретное косинусное преобразование (ДКП). Данный метод относится к методам сжатия информации на основе ортогональных преобразований. Рассмотрим более подробно принципы экономного кодирования методами данной группы.

Суть методов сжатия с потерями на основе ортогональных преобразований заключается в модификации значений исходных данных

и их дальнейшего сжатия. Такие методы еще называют методами трансформационного кодирования. Согласно этому подходу ортогональное преобразование (например, преобразование Фурье, дискретное косинусное, вейвлетное преобразования и др.) используется для отображения исходных данных в набор коэффициентов преобразования, которые затем квантуются и кодируются. Для большинства реальных сигналов значительное количество коэффициентов имеет относительно малую величину, и могут быть достаточно грубо проквантованы или обнулены, при этом искажения будут незначительные. На следующем рис.3.4 показана схема типичной системы кодирования на основе ортогонального преобразования.

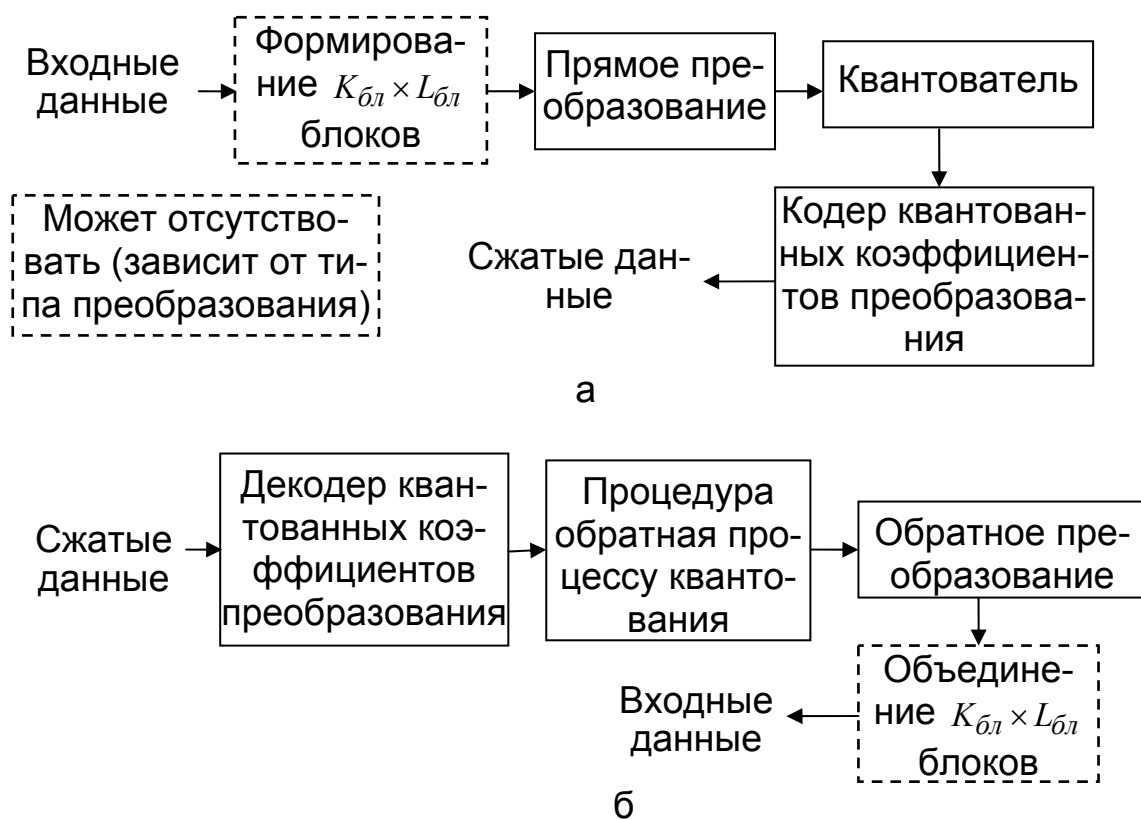


Рис. 3.4 Схема кодирования на основе ортогональных преобразований: а – кодер, б – декодер.

Кодер выполняет четыре основные операции: разбиение данных на блоки (эта операции не всегда присутствует и в зависимости от типа исходной информации и используемого преобразования может отсутствовать) ортогональное преобразование, квантование и кодирование. Декодер выполняет обратную последовательность операций. Первоначально при необходимости данные, которые могут быть представлены в двумерном виде размерностью $K \times L$ раз-

бываются на $\frac{K}{K_{\text{бл}}} \frac{L}{L_{\text{бл}}}$ блоков размерами $K_{\text{бл}} \times L_{\text{бл}}$, которые затем и подвергаются ортогональному преобразованию. Целью процесса преобразования является декорреляция значений элементов в каждом блоке или уплотнение как можно большего количества информации в наименьшее число коэффициентов преобразования. На этапе квантования те коэффициенты, которые несут минимальную информацию, удаляются или же квантуются грубо (они дают наименьший вклад в качество восстанавливаемого блока). На заключительном этапе осуществляется кодирование квантованных коэффициентов, как правило, с помощью неравномерных кодов. Все или некоторые из указанных этапов могут быть адаптированы к содержанию блока, т.е. к локальным характеристикам такой вариант называют адаптивным кодированием на основе ортогональных преобразований.

Системы трансформационного кодирования, основанные на различных дискретных двумерных преобразованиях, хорошо исследованы и изучены. Выбор наилучшего преобразования для конкретного приложения зависит от величины допустимой ошибки восстановления и от имеющихся вычислительных ресурсов. Сжатие же возникает не во время преобразования, а на этапе квантования и дальнейшего сжатия методом без потерь полученных коэффициентов преобразования.

Рассмотрим данные I_{kl} размерностью $K \times L$, прямое дискретное преобразование T которого может быть выражено в общем виде:

$$T_{uv} = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} I_{kl} g(k, l, u, v), \quad (3.1)$$

для $u = 0, 1, 2, \dots, K-1$ и $v = 0, 1, 2, \dots, L-1$. Аналогичным образом массив данных I может быть получен по заданному T , с помощи обратного преобразования.

$$I_{kl} = \sum_{u=0}^{K-1} \sum_{v=0}^{L-1} T_{uv} h(k, l, u, v) \quad (3.2)$$

для $k = 0, 1, 2, \dots, K-1$ и $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$. Функции $g(k, l, u, v)$ и $h(k, l, u, v)$ в данных уравнениях называются соответственно ядром прямого и

ядром обратного преобразований или базисными. Значения T_{kl} в (3.2) называют коэффициентами преобразования (коэффициентами разложения исходного массива по базисным функциям).

Ядра прямого и обратного преобразований выражений (3.1) и (3.2) определяют само преобразование, общую вычислительную сложность, а также ошибки восстановления системы трансформационного кодирования, в которой это преобразование используется. Преобразования, которые перераспределяют или упаковывают максимальное количество информации в наименьшее число значимых коэффициентов, обеспечивают наилучшее приближение элементов блока, и, как результат, дают наименьшую ошибку восстановления.

Отметим, что оптимальным с точки зрения декорреляции входных значений обычно считают преобразование Карунена-Лоэва (ПКЛ). В ПКЛ значения $g(k,l,u,v)$ являются собственными векторам корреляционной матрицы входного изображения и $h(k,l,u,v) = g^T(k,l,u,v)$. Данное преобразование является оптимальным по критерию достижения декорреляции входного сигнала, т. е. энергия входного сигнала максимально перераспределяется в коэффициентах ПКЛ. Гарантируется, что процентное содержание энергии входного сигнала в данном количестве наибольших по амплитуде коэффициентов будет не меньшим, чем в том же числе коэффициентов любого другого преобразования.

Одним из наиболее часто используемых преобразований для сжатия является дискретное косинусное преобразование (ДКП). В частности, широкое распространение получили разработанные на его основе стандарты сжатия изображений – JPEG, видео – MPEG2, звука – MPEG3. ДКП получается путем подстановки в (3.1) и (3.2) одинаковых ядер выражения

$$g(k,l,u,v) = h(k,l,u,v) = \alpha(u)\alpha(v) \cos\left[\frac{(2k+1)u\pi}{2K}\right] \cos\left[\frac{(2l+1)v\pi}{2L}\right], \quad (3.3)$$

где

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{для } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{для } u = 1, 2, \dots, K-1 \end{cases} \quad \text{и} \quad \alpha(v) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{для } v = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{для } v = 1, 2, \dots, K-1 \end{cases}.$$

ДКП является наиболее близким к ПКЛ (в плане декорреляции), при условии, что взаимно-ковариационная функция (ВКФ) обрабатываемых сигналов, убывает по экспоненциальному закону. Для того, чтобы приблизить ВКФ сигнала на участке применения ДКП к убыванию по экспоненте, осуществляется разбиение исходного сигнала на блоки, в которых это требование в некоторой степени удовлетворяется. Такое свойство ДКП в комбинации с простотой (в отличие от ПКЛ) делают его пригодным практически для любых приложений, где важно оперировать с декоррелированным сигналом, то есть для сжатия, фильтрации, масштабирования и многих других.

Преимущества сжатия на основе ДКП:

- высокая эффективность при сжатии оптических изображений;
- высокая эффективность при сжатии текстурных участков изображений;
- простота реализации;
- возможность эффективного учета HVS (Human Visual System) за счет использования специальных таблиц квантования.

Недостатки сжатия на основе ДКП:

- относительно низкая эффективность при сжатии резких перепадов и мелких деталей;
- наличие блочного эффекта на декодированных изображениях.

Порядок выполнения

1. Запустить программу «*Compression Sound.exe*».
2. С помощью кнопки «*Open*» открыть тестовый сигнал «*TestSpich.wav*», который находится по текущему адресу в папке «*TestFile*».
3. В поле «*Параметры сжатия*» в окне «*PSNR*» задать PSNR=50 (для выбора необходимых значений необходимо воспользоваться областью прокрутки и выделить выбранное значение, щелкнув по полю соответствующей области мышкой).
4. В поле «*Параметры сжатия*» в окне «*Размер блока*» выбрать размер блока, равный 16. Нажать кнопку «*Ok*».
5. Проверить правильность введенных значений и нажать кнопку «*Ok*», в случае неправильного ввода нажать «*No*». Ввести необходимые значения размера блока и PSNR.
6. Результаты в полях «*Козф. сжатия*» и «*Время сжатия*» занести в табл. 3.1. ($T_{\text{сжатия}} = T_{\text{DCT.Cvant}} + (T_{\text{BZIP}}$ или T_{RAR} или $T_{\text{RK}})$).

Таблица 3.1.

Размер блока		PSNR				
		50	40	30	25	20
16	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					
	T _{сжатBZIP}					
	T _{сжатRAR}					
	T _{сжатRK}					
256	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					
	T _{сжатBZIP}					
	T _{сжатRAR}					
	T _{сжатRK}					
1024	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					
	T _{сжатBZIP}					
	T _{сжатRAR}					
	T _{сжатRK}					
4096	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					
	T _{сжатBZIP}					
	T _{сжатRAR}					
	T _{сжатRK}					

Таблица 3.2

Размер блока		PSNR				
		40	30	25	20	15
16	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					
	T _{сжатBZIP}					
	T _{сжатRAR}					
	T _{сжатRK}					
256	CR _{BZIP}					
	CR _{RAR}					
	CR _{RK}					

7. Нажать «No». Повторить пп. 4-6 для значений PSNR 40, 30, 25 и 20.
8. Повторить пп. 3-7 для значений размера блока 256, 1024, 4096. Результаты занести в табл. 3.1.
9. Открыть тестовый сигнал «*TestMuz.wav*», который находится по текущему адресу в папке «*TestFile*».
10. Повторить пп. 3-8, при этом выбрать PSNR равным 40, 30, 25, 20 и 15. Значения полей «*Кэф. сжатия*» и «*Время сжатия*» занести в табл. 3.2.
11. Сделать соответствующие выводы об эффективности сжатия при различных задаваемых параметрах.

Окончание табл. 3.2

	$T_{\text{сжатBZIP}}$					
	$T_{\text{сжатRAR}}$					
	$T_{\text{сжатRK}}$					
1024	CR_{BZIP}					
	CR_{RAR}					
	CR_{RK}					
	$T_{\text{сжатBZIP}}$					
	$T_{\text{сжатRAR}}$					
	$T_{\text{сжатRK}}$					
4096	CR_{BZIP}					
	CR_{RAR}					
	CR_{RK}					
	$T_{\text{сжатBZIP}}$					
	$T_{\text{сжатRAR}}$					
	$T_{\text{сжатRK}}$					

Контрольные вопросы:

1. К какой группе методов сжатия относится метод на основе ДКП?
2. От каких составляющих метода сжатия с потерями зависит эффективность сжатия?
3. Опишите метод сжатия с потерями на основе ДКП.
4. Что подразумевается под эффективностью сжатия?
5. В чем отличие методов на основе двумерных и одномерных преобразований?

6. Можно ли один и тот же метод использовать для сжатия аудио- и видеоинформации (пояснить).
7. Почему увеличение размера окна в котором осуществляется ортогональное преобразование увеличивает время сжатия?
8. Из каких соображений следует выбирать размер окна, в котором выполняется дискретное ортогональное преобразование?
9. В чем преимущество ДКП по сравнению с методами, основанными на вейвлетном и фрактальном преобразованиями?

ВЫВОДЫ

Цифровые методы и алгоритмы фактически стали основным средством обработки сигналов в телекоммуникационных и информационно-измерительных системах и комплексах. Их применение позволяет существенно повысить эффективность обработки благодаря возможности с приемлемым быстродействием реализовывать операции линейной и нелинейной обработки, предоставлять необходимый сервис для моделирования и анализа реальных данных.

Эти достоинства определяют современное развитие и перспективы обработки информации в цифровых системах связи. Описанные выше операции в совокупности с методами и средствами кодирования фактически составляют основу для обработки мультимедийной информации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М., Юкин В. Методы сжатия данных. – М.: Вече, 2000. – 328 с.
2. Стеклов В.К. Проектування телекомунікаційних мереж: підруч. для студ. вищ. навч. закл. за напрямком “Телекомунікації” / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман; За ред. В.К. Стеклова. – К.: Техніка, 2002. – 792 с.
3. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. – М.: Радио и связь, 2000. – 964 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб: Питер, 2002. – 608 с.
5. Беседин А.Н. Обработка случайных сигналов и процессов: учеб. пособие / А.Н. Беседин, А.А. Зеленский, Г.П. Кулемин, В.В. Лукин. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 469 с.
6. А.П. Петухов, введение в теорию базисов всплесков, Учебное пособие, Санкт-Петербург, Изд-во СПбГТУ, 1999. – 132 с.
7. Абрамов С.К., Литвяк Ю.А., Лукин В.В., Проскурин А.Ю. Модифицированный сигма-фильтр для обработки одномерных информационных сигналов // Системы обработки информации. - Харьков: НАНУ, ПАНР, ХВУ. - 2002. - вып. 2(18). - С. 103-112.
8. Абрамов С.К., Лукин В.В., Зеленский А.А. Мириадный метод автоматической оценки дисперсии помех на изображениях и его оптимизация // Сб. научных трудов "Радиотехника", Харьков: Харьковский национальный университет радиоэлектроники, вып. 123, 2001. - С. 177-184.
9. Абрамов С.К. Проблемы и методы автоматического определения характеристик помех на изображениях / С.К. Абрамов, А.А. Зеленский, В.В. Лукин // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – Х.: ХАІ, 2009. – №2 – С. 25-34.

Абрамов Сергей Клавдиевич
Февралев Дмитрий Владимирович
Роенко Алексей Александрович
Зряхов Михаил Сергеевич
Лукин Владимир Васильевич

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ
В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Редактор А.В. Ескевич

Св. план, 2011
Подписано в печать
Электронное издание
Усл. печ. л. 2. Уч.-изд. л.

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
<http://www.khai.edu>
Издательский центр «ХАИ»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
izdat@khai.edu

Свидоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції, серія ДК №391, видане Державним комітетом інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України від 30.03.2001 р.