

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

4/2006

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

“Цифровая обработка сигналов” предназначен для специалистов, работающих в различных областях, таких как связь и системы управления, радиотехника и электроника, акустика и гидроакустика, радиовещание и телевидение, сейсмология и геофизика, измерительная техника и приборостроение, а также для широкой аудитории преподавателей ВУЗов, аспирантов и студентов.

ЦОС

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 4/2006

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Б.А. Бабаян, Ю.И. Борисов,
С.А. Грибачев, Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев,
А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, М.С. Куприянов, А.А. Ланнэ,
В.Г. Мистюков, С.Л. Мишенков,
А.А.Петровский, Ю.Н. Прохоров,
А.Н. Соловьев, Ю.Г. Сосулин,
В.В. Шахгильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107241 Москва, Щелковское ш., 23А
Тел.: (495) 290-9088
Факс: (495) 290-9085
E-mail: editor@dsps.ru
http://www.dsps.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

КБ волоконно-оптических приборов
Ответственный редактор: С.А. Задворнов
Компьютерная верстка: В.В. Андряхина
Дизайн: И.Е. Артюхина

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 09.02.07 г.
Формат 60х90/8.

Гарнитура «Arial». Печать ризографическая.
Бумага офсетная. Печ.л. 7. Тираж 700 экз.

Заказ № 7745. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000

УЧРЕДИТЕЛИ:

ЗАО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Приоров А.Л., Апальков И.В., Бухтояров С.С., Хряцеев В.В.

**Переключающийся медианный фильтр с блоком
предварительного детектирования 2**

Петухов А.С., Свириденко В.А.

**Метод устранения блочных искажений на сжатых
видеоизображениях 8**

Радченко Ю.С., Радченко Т.А., Булыгин А.В.

**Сравнительный анализ алгоритмов сжатия
изображений на основе дискретного косинусного
(DCT) и Чебышевского (GDCT) преобразований 15**

Кузнецов Е.П., Витязев В.В.

**Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-
компенсации (часть 2) 20**

Гринченко Н.Н., Овечкин Г.В.

**Вопросы применения многопороговых декодеров в
каналах связи с многопозиционными системами
сигналов 29**

Витязев В.В., Колодько Г.Н., Воронков Д.В.

**Формирование радиолокационного изображения в
режиме фокусируемого синтеза апертуры
ДНА 34**

Кошелев В.И., Нгуен Т.Д.

**Применение нейросетевого алгоритма для
распознавания воздушных объектов 41**

Кренгель Е.И.

**Несогласованные почти-идеальные двоичные
последовательности 44**

Витязев С.В.

**Новые разработки DSP компаний Texas Instruments и
Analog Devices в 2006 году 48**

Попова О.С.

**Слияние потоковых видеоизображений на
процессоре NeuroMatrix NM6403 54**

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЙСЯ МЕДИАННЫЙ ФИЛЬТР С БЛОКОМ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

Приоров А.Л., Анальков И.В., Бухтояров С.С., Хрящев В.В.

Введение

На практике часто встречаются изображения, искаженные импульсным шумом. Причинами возникновения таких помех на изображении могут быть сбои в работе канального декодера, связанные с замиранием сигналов в канале связи или перемещением абонентов, шум видеодатчика, зернистость пленки и т.д. При воздействии импульсного шума на изображении с оттенками серого цвета наблюдаются белые или (и) черные точки, хаотически разбросанные по кадру [1-3]. Хорошие результаты для сохранения перепадов оттенков, различных границ и локальных пиков яркости на искаженных импульсным шумом изображениях может дать применение медианных фильтров (МФ) [4].

Анализ источников по вопросам медианной фильтрации импульсного шума [5,6] показывает, что основными недостатками данного метода обработки являются:

- ослабление сигнала, что проявляется на изображении в виде размытых контуров деталей;
- повреждение неискаженных («хороших») пикселей изображения.

Для устранения рассмотренных недостатков предложен ряд модификаций МФ [7-12]. На сегодняшний день наибольший интерес у исследователей вызывает переключающаяся схема [13-15]. Идея данной модификации медианного фильтра основана на дополнительном шаге обнаружения импульсов (детектировании импульсов). После того как позиции импульсов обнаружены, для вычисления медиан или других локальных характеристик используются только «хорошие» пиксели. На этапе обнаружения импульсов может быть применена нечеткая логика [16], самоорганизующиеся нейронные сети [17] и другие методы [18].

Целью работы является усовершенствование алгоритмов удаления импульсного шума. Предложенный алгоритм способен эффективно удалять такой шум даже из сильно зашумленных изображений, обладая при этом относительно низкой вычислительной сложностью.

Для оценки качества восстановления использовались среднеквадратическая ошибка (СКО) и пиковое отношение сигнал-шум (ПОСШ), определяемые выражениями [19]:

$$\text{СКО} = \frac{1}{N} \sum_i (u_i - \varphi_i)^2, \quad \text{ПОСШ} = 20 \log_{10} \frac{255}{\sqrt{\text{СКО}}},$$

где N - общее число всех пикселей изображения, u_i и φ_i -

Предложен переключающийся медианный фильтр с блоком предварительного детектирования для восстановления изображений, искаженных импульсным шумом типа «соль-и-перец». Проведен сравнительный анализ предложенного алгоритма фильтрации с пятью известными модификациями медианных фильтров как с точки зрения среднеквадратической ошибки восстановления, так и с точки зрения визуальных оценок. Приведены примеры обработки тестовых изображений указанными цифровыми фильтрами.

значения пикселей в позиции i на восстановленном и исходном изображениях соответственно. Схема восстановления изображения приведена на рис. 1.

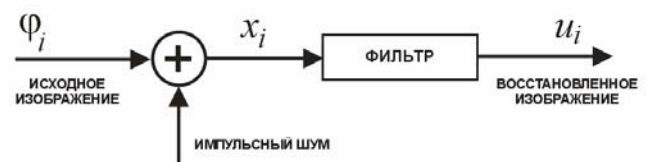


Рис. 1. Схема восстановления изображения

Для удобства рассмотрим сначала общую схему алгоритма фильтрации, а затем более детально остановимся на работе его основных блоков.

Общая схема алгоритма

Рассматриваемый шум представляет собой импульсный биполярный шум вида соль-и-перец (salt-and-pepper), описываемый следующей математической моделью:

$$x_i = \begin{cases} 0 & \text{с вероятностью } p_n; \\ 255 & \text{с вероятностью } p_p; \\ \varphi_i & \text{с вероятностью } 1 - (p_n + p_p), \end{cases}$$

где $p_n = p_p = 0.5R$, R - коэффициент зашумленности ($0\% \leq R \leq 100\%$), φ_i отображает значения «хороших» пикселей, 0 - фиксированное значение отрицательных выбросов, 255 - фиксированное значение положительных выбросов и x_i отображает значения поврежденных пикселей изображения.

Предлагаемый медианный фильтр с нейросетевым детектором (НПМ фильтр) использует переключающуюся схему. При этом импульсный детектор состоит из двух блоков: первый блок - включает процедуру предварительного обнаружения импульсов и второй - процедуру нейросетевой коррекции предварительных результатов. Процедура предварительного детектирования позволяет найти большинство импульсов для выбранной модели шума, но имеет серьезный

недостаток - «хорошие» пиксели, значения которых совпадают со значениями «соли» (255) или «перца» (0) автоматически определяются как импульсы. Процедура нейросетевой коррекции позволяет различать такие пиксели и используется для корректировки результата предварительного детектирования. Далее проводится процедура фильтрации с учетом информации, полученной на этапе нейросетевой коррекции.

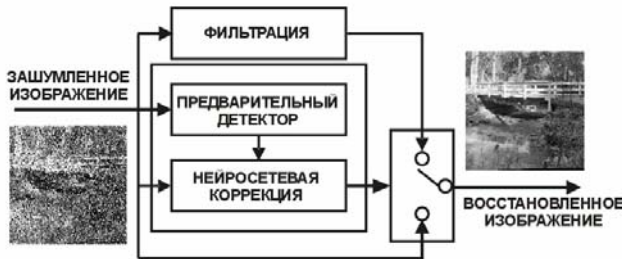


Рис. 2. Общая схема НПМ алгоритма

Общая схема предлагаемого алгоритма приведена на рис. 2. Рассмотрим этапы его работы более подробно.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ДЕТЕКТОР

Алгоритм предварительного обнаружения импульсов использует два изображения. Первое представляет собой поврежденное полутоновое изображение $\{x_i\}$, которое отображает значение пикселя в позиции $i = (i_1, i_2)$. Второе - бинарное изображение $\{f_i\}$, где значение f_i показывает, является ли пиксель в позиции i импульсом или нет, т.е. $f_i = 0$ означает, что пиксель i «хороший», а $f_i = 1$ означает, что пиксель i - импульс. В начале полагаем, что все пиксели изображения «хорошие», т.е. $f_i \equiv 0$.

Далее для каждого пикселя x_i находим минимальное и максимальное значения в пределах окна $W_D \times W_D$ (W_D - нечетное целое, не меньшее трех). Пусть Ω_i^W отображает $W \times W$ окно с центром вокруг i

$$\Omega_i^W = \{j = (j_1, j_2) | i_1 - (W-1)/2 \leq j_1 \leq i_1 + (W-1)/2, \\ i_2 - (W-1)/2 \leq j_2 \leq i_2 + (W-1)/2\},$$

тогда

$$\min_i = \min\{x_j | j \in \Omega_i^{W_D}\},$$

$$\max_i = \max\{x_j | j \in \Omega_i^{W_D}\}.$$

Далее используем простое соотношение для определения, является ли текущий пиксель импульсом или нет

$$f_i = \begin{cases} 0, & \text{если } \min_i < x_i < \max_i; \\ 1, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Полученное бинарное изображение $\{f_i\}$ является результатом процедуры предварительного обнаружения импульсов.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ КОРРЕКЦИЯ

Процедура нейросетевой коррекции использует три изображения. Первое отображает поврежденное полутоновое изображение $\{x_i\}$. Второе представляет бинар-

ное изображение $\{f_i\}$, полученное на этапе предварительного обнаружения импульсов. И третье, также бинарное изображение $\{g_i\}$, используется для записи финального результата процедуры нейросетевой коррекции. В начале полагаем, что $\{g_i\}$ равно предварительному результату детектирования, т.е. $g_i \equiv f_i$.

Для каждого пикселя, определенного предварительной процедурой как импульс, применяется нейронная сеть. Во время обучения нейронной сети на тренировочных данных обнаружено, что большинство информации о том, является ли пиксель импульсом или нет, содержится в семи локальных характеристиках пикселя. Это значение самого пикселя, отклонения от медиан и дисперсии для различных окрестностей рассматриваемого пикселя. Таким образом, размерность входного вектора равна семи. Для вычисления этих величин используем только «хорошие» пиксели, т.е. пиксели с $f_i = 0$. Пусть M^W отмечает число пикселей с $f_i = 0$ в пределах окна $W \times W$. Если M^W четное, то медиана вычисляется как среднее арифметическое двух средних элементов отсортированных данных. Тогда определяем элементы входного вектора нейронной сети v следующим образом:

$$v_0 = y_i;$$

$$v_1 = \text{Med}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^3\} - y_i;$$

$$v_2 = \text{Disp}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^3\};$$

$$v_3 = \text{Med}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^5\} - y_i;$$

$$v_4 = \text{Disp}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^5\};$$

$$v_5 = \text{Med}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^7\} - y_i;$$

$$v_6 = \text{Disp}\{y_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^7\},$$

где Med и Disp обозначают вычисление медианы и дисперсии в заданных окрестностях соответственно.

Выход нейронной сети представляет собой одно значение, отображающее два возможных состояния для пикселя (пиксель «хороший» или «плохой»). В алгоритме используется трехслойный персептрон с S_D нейронами в скрытом слое. Усредненные зависимости СКО восстановленного изображения от параметра нейронной сети S_D для набора тестовых изображений приведены на рис. 3.

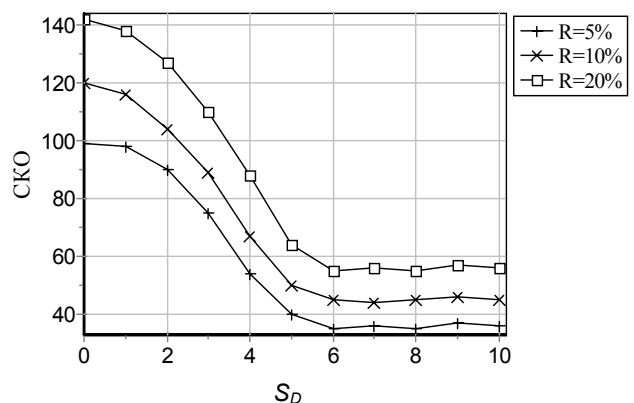
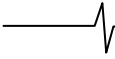


Рис. 3. Зависимость СКО от числа нейронов в скрытом слое



Видно, что параметр S_D не чувствителен к изменению степени зашумленности изображения, и лучшие результаты получаются, начиная от значения $S_D=6$.

Пусть D_i отображает выходное значение нейронной сети в диапазоне $[0;1]$ для пикселя в позиции i , причем, если D_i близко к 1, то пиксель был определен импульсом правильно, а если к 0, то пиксель с большой вероятностью «хороший». Тогда используем простое соотношение для записи выходного скорректированного значения:

$$g_i = \begin{cases} 0, & \text{если } f_i = 1; D_i < 0.1; M^3 > 0; \\ g_i, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Полученное бинарное изображение $\{g_i\}$ является результатом работы процедуры нейросетевой коррекции. Общее влияние нейронной сети на выполнение алгоритма для серии тестовых изображений приведено на рис. 4.

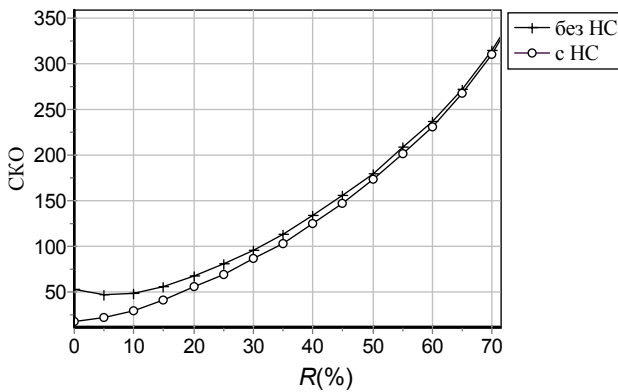


Рис. 4. Зависимость СКО восстановленного изображения от плотности импульсного шума при модификации детекторной части алгоритма

Приведенная зависимость показывает, что включение нейронной сети дает значительный положительный эффект, особенно при небольших значениях шума, что проявляется в лучшем сохранении границ объектов изображения.

ПРОЦЕДУРА ФИЛЬТРАЦИИ

В ходе процедуры фильтрации генерируются две последовательности изображений. Первая представляет собой последовательность изображений $\{\{z_i^{(0)}\}, \{z_i^{(1)}\}, \dots, \{z_i^{(n)}\}, \dots\}$, где $z_i^{(0)}$ - входное зашумленное изображение, а $z_i^{(n)}$ отображает значение пикселя в позиции i после n -ой итерации. Вторая - это последовательность бинарных изображений $\{\{h_i^{(0)}\}, \{h_i^{(1)}\}, \dots, \{h_i^{(n)}\}, \dots\}$, где бинарное значение $h_i^{(n)} = 0$ означает, что пиксель i «хороший», а $h_i^{(n)} = 1$, что он «плохой». Начальное изображение $\{h_i^{(0)}\}$ равно результату процедуры нейросетевой коррекции $\{g_i\}$, т.е. $h_i^{(0)} \equiv g_i$.

На n -ой итерации ($n=1,2,\dots$) для каждого пикселя $z_i^{(n-1)}$ сначала вычисляются медианные значения $m_i^{(n-1)}$ в окне $W_F \times W_F$ (W_F - нечетное, не меньше трех) с центром вокруг пикселя. Медианы вычисляются, используя только «хорошие» пиксели (с $h_i^{(n-1)} = 0$) в пределах окна. Пусть M отмечает число всех пиксе-

лей с $h_i^{(n-1)} = 0$ в окне $W_F \times W_F$. Если M четное, то медиана вычисляется как среднее арифметическое между двумя средними элементами отсортированных данных. Если $M > 0$, то $m_i^{(n-1)} = \text{Med}\{z_j^{(n-1)} | h_j^{(n-1)} = 0, j \in \Omega_i^{W_F}\}$.

Значение $z_i^{(n)}$ изменяется только, если пиксель i - импульс, следующим образом

$$z_i^{(n)} = \begin{cases} m_i^{(n-1)}, & \text{если } h_i^{(n)} = 1; M > 0; \\ z_i^{(n-1)}, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Если импульсный пиксель был изменен, то дальше он рассматривается как «хороший», т.е.

$$h_i^{(n)} = \begin{cases} h_i^{(n-1)}, & \text{если } z_i^{(n)} = z_i^{(n-1)}; \\ 0, & \text{если } z_i^{(n)} = m_i^{(n-1)}. \end{cases}$$

Процедура останавливается на N_F -ой итерации, когда все пиксели модифицированы, т.е.

$$\sum_i h_i^{(N_F)} = 0.$$

Полученное в результате изображение $\{z_i^{(N_F)}\}$ и есть восстановленное изображение.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 5 приведены результаты восстановления тестового изображения «Ручей и мост» («Stream and Bridge») [20] шестью различными алгоритмами: 1) медианным фильтром (Мед) с окном 3×3 ; 2) адаптивным медианным (АМ) фильтром; 3) прогрессивным переключающимся (ППМ) фильтром; 4) итеративным медианным фильтром (ИМ) с окном 3×3 и числом итераций, равным 10; 5) центрально взвешенным медианным фильтром (ЦВМ) с окном 5×5 и центральным весом, равным 3; 6) предложенным нейросетевым переключающимся (НПМ) фильтром.

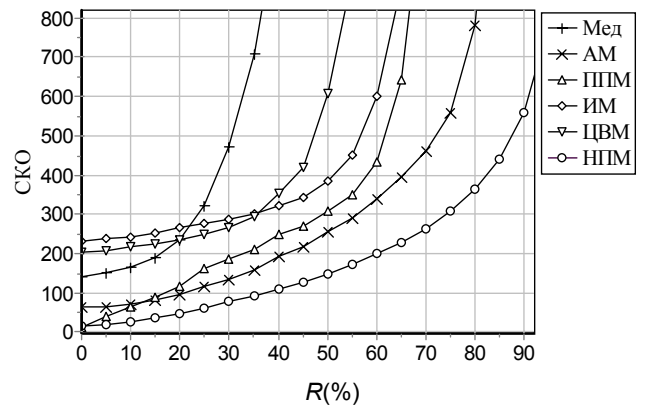


Рис. 5. Результаты восстановления тестового изображения «Ручей и мост» для шума типа «соль-и-перец»

Таким образом, для модели импульсного шума типа «соль-и-перец» предложенный НПМ алгоритм демонстрирует лучшие результаты на всем диапазоне степеней зашумления.

На рис. 6 показаны результаты восстановления различными алгоритмами тестового изображения «Лена» [20], зашумленного 30% шумом указанного типа.

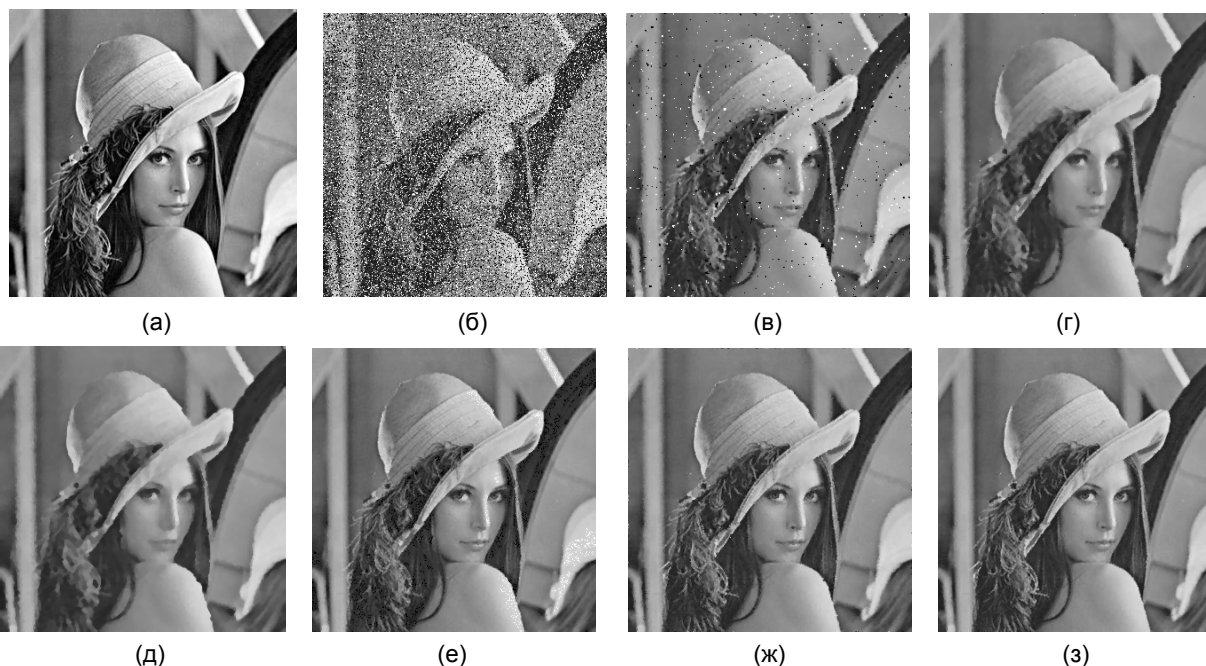


Рис. 6. Результаты восстановления тестового изображения различными алгоритмами: (а) исходное изображение «Лена»; (б) изображение, искаженное 30% шумом типа «соль и перец»; (в) медианный фильтр с окном 3×3 ; (г) ЦВМ фильтр с окном 5×5 и центральным весом, равным 3; (д) ИМ фильтр с окном 3×3 и числом итераций равным 10; (е) ППМ фильтр; (ж) АМ фильтр; (з) предложенный НПМ фильтр

Стандартный медианный фильтр (рис. 6в) хорошо сохраняет детали изображений, но при этом на нем остается много шумовых пикселей. ЦВМ фильтр (рис. 6г) работает лучше медианного, но также пропускает много импульсов. ИМ фильтр (рис. 6д) удаляет больше импульсов, чем ЦВМ фильтр, но изменяет много хороших пикселей, что выражается в смазывании изображения. ППМ фильтр (рис. 6е) не способен удалить блоки импульсов (скопления шумовых пикселей). АМ фильтр (рис. 6ж) демонстрирует высокие результаты. Он удаляет большинство импульсов, сохраняя детали, но повреждает границы объектов. Наилучший результат получен с помощью НПМ алгоритма (рис. 6з). При заданном уровне зашумления (30%) он удаляет все поврежден-

ные пиксели, хорошо сохраняя детали и границы объектов изображения.

Демонстрация эффективного восстановления двух сильно зашумленных тестовых изображений «Элейн» («Elein») и «Танк» («Tank») [20] приведена на рис. 7 и рис. 8 соответственно.

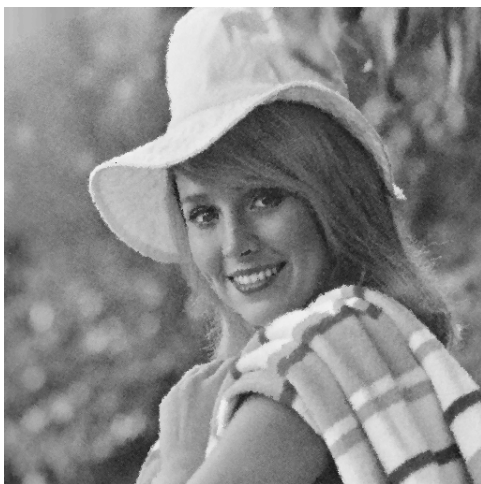
На рис. 7 приведен пример восстановления тестового изображения «Элейн», поврежденного 50% импульсным шумом типа «соль-и-перец». Сравниваются результаты обработки трех разновидностей медианного фильтра (стандартный медианный фильтр с маской 5×5 , АМ и НПМ фильтры). Видно, что наилучшие результаты восстановления достигнуты при использовании предложенного НПМ фильтра.



(а) ПОСШ=8,46 дБ



(б) ПОСШ=24,63 дБ



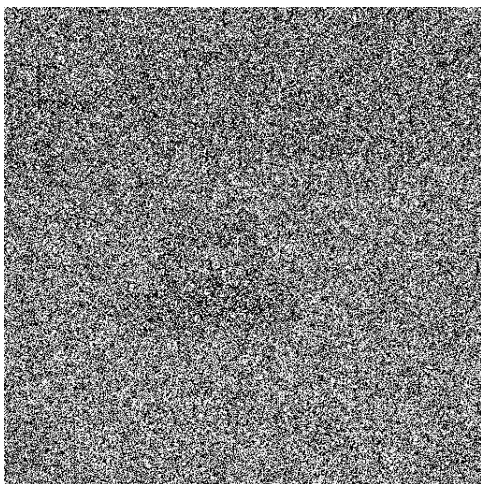
(в) ПОСШ=30,7 дБ



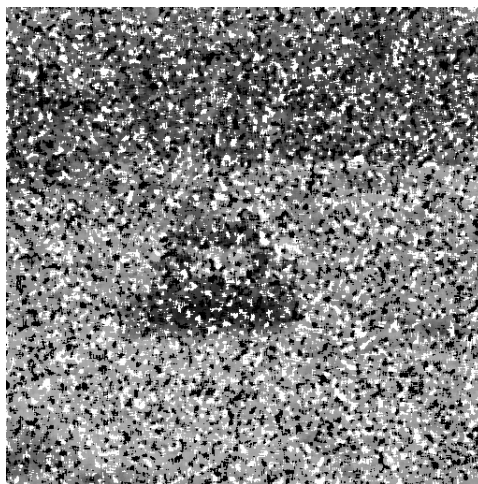
(г) ПОСШ=32,98 дБ

Рис. 7. Результаты восстановления сильно зашумленного изображения «Элейн»:

(а) поврежденное 50% импульсным шумом; (б) восстановленное медианным фильтром с маской 5x5; (в) восстановленное АМ фильтром; (г) восстановленное НПМ фильтром



(а) ПОСШ=6,67 дБ



(б) ПОСШ=10,74 дБ



(в) ПОСШ=19,89 дБ



(г) ПОСШ=27,41 дБ

Рис. 8. Результаты восстановления сильно зашумленного изображения «Танк»:

(а) поврежденное 80% импульсным шумом; (б) восстановленное медианным фильтром с маской 5x5; (в) восстановленное АМ фильтром; (г) восстановленное НПМ фильтром

На рис. 8 тестовое изображение «Танк», искаженное уже 80% импульсным шумом типа «соль-и-перец», также восстанавливалось указанным набором медианных фильтров. Отметим, что если на исходном изображении рис. 7 основные контуры объектов еще угадываются, то на исходном изображении рис. 8 они уже почти незаметны. Видно, что при столь сильном зашумлении стандартный медианный фильтр с поставленной задачей практически не справился. Тем не менее, предложенный НПМ фильтр успешно справился с задачей восстановления, убрав шум и лишь относительно несильно исказив контуры объектов.

Заключение

Разработанная новая модификация медианного фильтра обладает высокими характеристиками и может применяться в различных устройствах цифровой обработки изображений, работающих в сложной сигнально-помеховой обстановке. Описанный алгоритм в большинстве случаев полностью убирает импульсный шум типа «соль и перец» и хорошо сохраняет границы объектов изображения. По этой причине он может быть использован на этапе предобработки в устройствах распознавания и анализа изображений, где требования к качеству изображений часто бывают достаточно высокими.

Предложенный алгоритм медианной фильтрации по предварительным расчетам допускает эффективную аппаратную реализацию на современных сигнальных процессорах и микроконтроллерах, в частности, на программируемых сигнальных микроконтроллерах серии «МУЛЬТИКОР» [21-22].

Литература

1. Красильников Н.Н. Цифровая обработка изображений. – М.: Вузовская книга, 2001.
2. Mitra S., Sicuranza G. Nonlinear Image Processing. Academic Press, 2001.
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.
4. Хуанг Т.С. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений: преобразования и медианные фильтры. – М.: Радио и Связь, 1984.
5. Pitas I., Venetsanopoulos A. Nonlinear Digital Filters: Principles and Applications. – Boston, MA: Kluwer, 1990.
6. Мушкаев С.В. Реализация ранжирующих и медианных фильтров на процессоре NM6403 // Цифровая обработка сигналов. 2004. № 4. С. 44-46.
7. Хрящев В.В., Соколенко Е.А., Звонарев П.С., Куйкин Д.В. Усовершенствование алгоритмов восстановления изображений на основе ранговой статистики // Докл. 7-й Международ. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2005). Москва, 2005. Т. 2, С. 304-306.
8. Ko S., Lee Y. Center weighted median filters and their applications to image enhancement // IEEE Trans. Circuits systems. 1991. V. 38, № 9. P. 984-993.
9. H. Hwang, R. Haddad. Adaptive median filters: new algorithms and results // IEEE Trans. on image processing. 1995. V. 4, № 4. P. 499-502.
10. L. Yin, R. Yang, M. Gabbouj, Y. Neuvo. Weighted median filters: a tutorial // IEEE Trans. Circuits systems. 1996. V. 43, № 3. P. 157-192.
11. T. Nodes, N. Gallagher. Median filters: some modifications and their properties // IEEE Trans. ASSP. 1982. V. 30, № 5. P. 739-746.
12. E. Abreu, M. Lightstone, S. Mitra, K. Arakawa. A new efficient approach for the removal of impulse noise from highly corrupted images // IEEE Trans. on image processing. 1996. V. 5, № 6. P. 1012-1025.
13. Wang Z., Zhang D. Progressive switching median filter for the removal of impulse noise from highly corrupted images // IEEE Trans. Circuits systems – II. 1999. V. 46, № 1. P. 78-80.
14. Apalkov I., Khryashchev V., Priorov A., Zvonarev P. Image denoising using adaptive switching median filter // Proc. IEEE int. conf. on image processing (ICIP'05). Genoa. Italy. 2005. V. I, P. 117-120.
15. Apalkov I., Khryashchev V., Priorov A., Zvonarev P. Adaptive switching median filter with neural network impulse detection step // Proc. of the 15th international conference on artificial neural networks (ICANN-2005). Warsaw. Poland. 2005. LNCS 3696, Springer-Verlag, P. 537-542.
16. Zhang D., Wang Z. Impulse noise detection and removal using fuzzy techniques // Electron. lett. 1997. V. 33, P. 378-379.
17. Kong H., Guan L. A neural network adaptive filter for the removal of impulse noise in digital images // Neural networks. 1996. V. 9, № 3. P. 373-378.
18. R. Chan, C. Ho, M. Nikolova. Salt-and-pepper noise removal by median-type noise detectors and detail-preserving regularization // IEEE Transaction on Image Processing. 2005. V. 14, № 10. P. 1479-1485.
19. Сэлмон Д. Сжатие данных, изображений и звука. – М.: Техносфера, 2004.
20. The University of Southern California. Signal and Image Processing Institute Image Database (<http://sipi.usc.edu/database>).
21. Петричкович Я., Солохина Т. Цифровые сигнальные контроллеры «МУЛЬТИКОР» – новые отечественные серии систем на кристалле // Докл. 6-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA-2004). Москва. 2004. Т. 1, С. 8-15.
22. Солохина Т., Александров Ю., Петричкович Я. Сигнальные контроллеры компании «ЭЛВИС»: первая линейка отечественных DSP // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2005. № 7. С. 70–77.

МЕТОД УСТРАНЕНИЯ БЛОЧНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА СЖАТЫХ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ

Петухов А.С., Свириденко В.А.

Введение

Схему сжатия статических изображений с использованием дискретного косинусного преобразования (ДКП) можно представить следующим образом:

– изображение разбивается на неперекрывающиеся блоки (обычно 8x8 пикселей);

– каждый блок преобразуется в частотную область с использованием ДКП;

– выполняется квантование коэффициентов ДКП, (при этом составляющие, соответствующие большим частотам, квантуются с большим коэффициентом; постоянная компонента (нулевая гармоника) кодируется отдельно);

– квантованные данные подвергаются статистическому кодированию (как правило, кодирование длин серий с последующим сжатием по Хаффману).

При сжатии видео последовательности данная схема дополняется этапом компенсации движения, при использовании которой кодируется не отдельный кадр, а разница между текущим и предыдущим кадрами. Эффект сжатия достигается прежде всего за счет исключения части информации на этапе квантования, причем в первую очередь отбрасываются визуально малозначимые высокочастотные компоненты.

При увеличении степени сжатия (т.е. при увеличении шага квантования) становятся заметными искажения, вызванные грубым квантованием, причем наиболее характерным является появление искажений в виде блочной структуры (блочные искажения).

Для устранения блочных искажений предложены многочисленные методы, в том числе использующие: низкочастотные фильтры [1], адаптивные фильтры [2], обработку в вейвлет области [3], или в области коэффициентов ДКП [4], кубическую интерполяцию [5], перекодирование изображения [6], «растягивание» базисных функций для обеспечения перекрытия между блоками [7]. Многие из перечисленных методов могут применяться совместно с итеративным методом проекций на выпуклые множества [8].

В последних стандартах сжатия видео (MPEG-4, H-263, H-264) предусмотрено использование алгоритма устранения блочных искажений, основанного на низкочастотной фильтрации. Такой подход обеспечивает приемлемый уровень подавления искажений, его основным недостатком является чрезмерная требовательность к вычислительным ресурсам.

Рассматривается проблема устранения наиболее характерных искажений, возникающих при сжатии видеоинформации с использованием современных стандартов типа MPEG. Предлагается математическая модель блочных искажений и новый алгоритм для их устранения, основанный на использовании линейной интерполяции в сочетании с низкочастотными фильтрами. Предлагаемый метод отличается пониженными требованиями к вычислительным ресурсам, не уступая по качеству аналогичному алгоритму стандарта MPEG-4.

Результаты тестирования, проведенного авторами с использованием MPEG-4 кодера DivX, показали, что алгоритм постобработки требует примерно столько же вычислительных ресурсов, сколько сам декодер.

В настоящей работе представлен метод, не уступающий по качеству методу MPEG-4, но требующий значительно меньше вычислительных ресурсов.

Модель блочных искажений и постановка задачи

Ни в одной из рассмотренных работ не приводится математическое обоснование полезного эффекта предлагаемых методов устранения блочных искажений.

Рассмотрим строку одного блока восстановленного изображения (для столбцов изображения применимы такие же рассуждения). Будем считать, что к данному блоку не применялась процедура компенсации движения (т.е. отсутствует аддитивная составляющая), и что все коэффициенты ДКП кроме постоянной составляющей после квантования обратились в 0. Такая ситуация реально возникает на практике при кодировании однородных областей изображения с отсутствием мелких деталей. При этом справедливо следующее соотношение:

$$D[k \cdot N + j] = \sum_{i=0}^{N-1} S[k \cdot N + i] / N, \quad j \in [0, N-1], \quad (1)$$

где D – элемент кодированного изображения, S – элемент исходного изображения, N – размер блока, k – номер блока, i, j – номер пикселя внутри блока.

В терминах цифровой фильтрации соотношение (1) эквивалентно последовательному выполнению следующих операций:

- обработка строки исходного изображения однородным фильтром (вычисление среднего значения);
- уменьшение частоты дискретизации в N раз (где N – размер блока);
- увеличение частоты дискретизации в N раз
- интерполирование с использованием интерполатора нулевого порядка.

На рис. 1. показано изменение профиля яркости строки изображения при выполнении этих операций для значения $N = 4$.

Использование математического аппарата цифровой фильтрации позволяет рассматривать процесс возникновения блочных искажений в частотной области (в случае изображений под частотой имеется в виду пространственная частота).

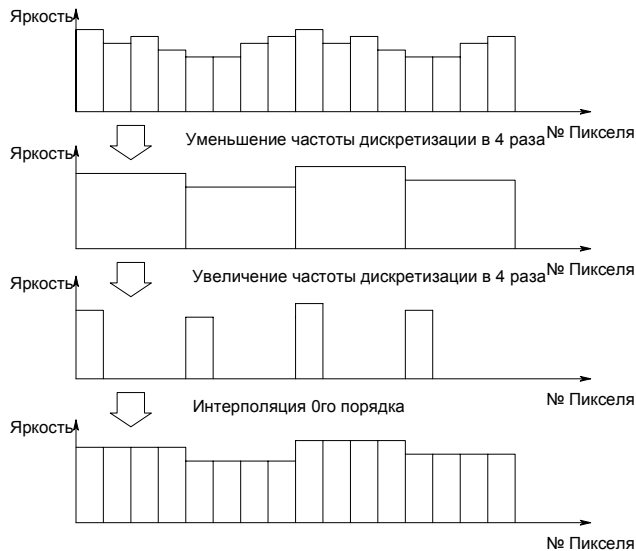


Рис. 1. Модель появления блочных искажений в пространственной области.

Хорошо известно, что при увеличении частоты дискретизации сигнала возникает эффект репликации спектра [9]. Нежелательные реплики спектра могут быть подавлены с использованием идеального низкочастотного фильтра. Соответствующая модель блочных искажений в частотной области приведена на рис. 2, где изображен амплитудный спектр сигнала после увеличения частоты дискретизации F_s в 3 раза. Частотные искажения устраняются с использованием идеального фильтра низких частот (ФНЧ).

Процесс интерполяции нулевого порядка в рассматриваемой модели искажений эквивалентен использованию однородного фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ фильтр) с передаточной функцией

$$H(z) = \sum_{i=0}^{m-1} z^{-i},$$

где m – коэффициент интерполяции. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра

$$A(w) = \left| H(e^{j2\pi w}) \right| = \frac{\sin(\pi m w)}{\sin(\pi w)},$$

где w – нормализованная частота.

Следует отметить, что интерполятор не является фильтром, поскольку он не инвариантен к сдвигу сигнала: результат интерполяции зависит от опорных точек, которые могут быть выбраны неоднозначным

образом. Тем не менее, в рассмотренной выше схеме прореживания/интерполяции использование интерполятора полностью эквивалентно использованию КИХ фильтра.

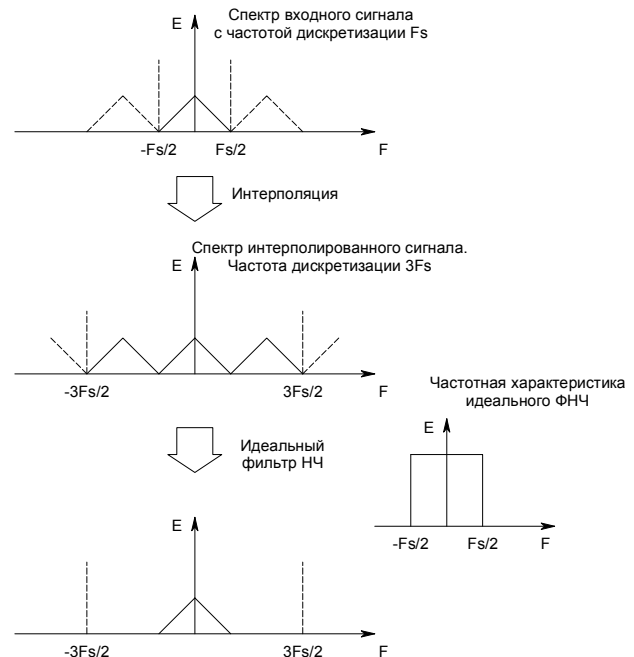


Рис. 2. Модель появления блочных искажений в частотной области.

На основе приведенных выше рассуждений было сделано предположение, что степень блочных искажений определяется степенью подавления нежелательных реплик спектра в рассмотренной выше модели. Базовый вариант модели основан на использовании интерполятора нулевого порядка, что соответствует в действительности восстановлению постоянной составляющей при выполнении обратного ДКП. Сам факт наличия блочных искажений позволяет сделать вывод о том, что частотная характеристика интерполятора нулевого порядка не обеспечивает достаточного уровня ослабления высокочастотных компонент, возникающих при увеличении частоты дискретизации сигнала.

Предлагаемая модель объясняет эффективность использования низкочастотных фильтров, которые в рамках этой модели служат для улучшения частотной характеристики интерполятора нулевого порядка. Если придерживаться сделанных ранее допущений, то использование фильтра MPEG-4 при обработке изображения с блочными искажениями эквивалентно последовательному включению интерполятора нулевого порядка и этого фильтра. Суммарная АЧХ последовательного соединения фильтров равна произведению АЧХ фильтров

$$A_{x+y}(w) = A_x(w)A_y(w),$$

где w – нормализованная частота.

Суммарная АЧХ для интерполятора нулевого порядка и фильтра MPEG-4 показана на рис. 3.

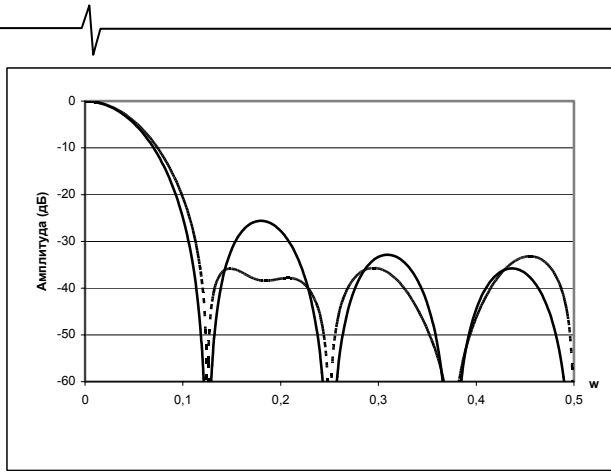


Рис 3. Суммарная АЧХ интерполятора нулевого порядка и фильтра MPEG-4 (пунктир) и АЧХ линейного интерполятора (сплошная)

Известно, что при увеличении частоты дискретизации сигналов альтернативой низкочастотным фильтрам является использование полиномиальной интерполяции. Чем больше порядок интерполирующего полинома, тем больше степень подавления нежелательных реплик спектра. В общем случае при интерполяции требуется рассчитывать значения полинома в каждой интерполируемой точке, что делает эту процедуру сравнимой по вычислительным затратам с фильтрацией. Однако, при использовании интерполяции первого порядка можно уменьшить вычислительные затраты за счет использования ограничений на входные данные и применения специальных методов вычислений.

Использование линейной интерполяции эквивалентно использованию триангулярного фильтра с передаточной функцией

$$H(z) = \frac{1}{m} \left(\sum_{i=0}^{m-1} z^{-i} \right)^2,$$

где m – коэффициент интерполяции.

Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра

$$A(w) = \left| H(e^{j2\pi w}) \right| = \frac{1}{m} \left(\frac{\sin(\pi m w)}{\sin(\pi w)} \right)^2,$$

где w – нормализованная частота показана на рис 3.

При этом частотная характеристика интерполятора первого порядка пропорциональна квадрату частоты $\sim 1/f^2$ (рис. 3). Для сравнения, интерполятор нулевого

порядка имеет частотную характеристику обратно пропорциональную частоте: $\sim 1/f$, как показано в работе [9].

В рамках настоящей работы представленная математическая модель позволяет определять достижимые характеристики для того или иного класса алгоритмов устранения искажений. Так, из сравнения АЧХ линейного интерполятора с АЧХ фильтра MPEG-4 (см. рис. 3) видно, что частотные характеристики фильтров близки, хотя уровень подавления нежелательных реплик спектра (и, следовательно, качество обработки) у фильтра MPEG-4 немного лучше. Таким образом, можно сделать вывод, что при реализации алгоритма постобработки на основе линейной интерполяции не следует ожидать качества лучше, чем у алгоритма MPEG-4.

Описанная выше модель искажений является адекватной искажениям только для экстремального случая, встречающегося на практике при максимально возможном сжатии, и не может давать полной характеристики того или иного алгоритма. Основной проблемой при использовании линейной интерполяции является отсутствие инвариантности к сдвигу входных данных, что приводит к потере информации в интерполируемых точках.

Метод устранения блочных искажений, основанный на линейной интерполяции

Для устранения блочных искажений на сжатой видео последовательности предлагается метод, основанный на линейной интерполяции в сочетании с низкочастотной фильтрацией. Метод отличается крайне низкими требованиями к вычислительным ресурсам и при этом не уступает по качеству аналогичному алгоритму стандарта MPEG-4.

Из анализа математической модели искажений видно, что при отсутствии компенсации движения и в предположении, что в блоке ДКП после квантования сохранилась только постоянная составляющая, использование линейного интерполятора должно давать эффект, сходный антиблочному фильтру MPEG-4. Для уменьшения потерь информации, в разработанном методе интерполяция проводится на интервале, вдвое меньше размера блока ДКП (4x4 пикселя). Поскольку при этом эффективность интерполяции снижается, опорные точки интерполяции вычисляются при помощи дополнительных низкочастотных фильтров таким образом, что при соответствии обрабатываемых данных модели искажений, эффективность интерполяции не уменьшается (как показано в левой части рисунка 4).

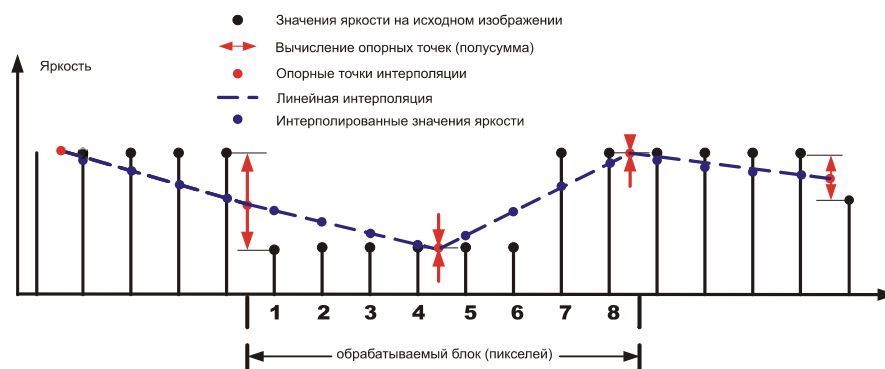


Рис 4. Модификация опорных точек линейной интерполяции.

Алгоритм устранения искажений

Единицей обработки антиблочного фильтра является блок размером 4 x 4 пикселя. Размер блока выбран исходя как из соображений эффективной реализации алгоритма на 32-битных процессорах так и для уменьшения потерь информации при интерполяции. Блоки обрабатываются, начиная с левого верхнего угла изображения в порядке слева - направо, сверху - вниз. Блоки, примыкающие к границам изображения, не обрабатываются. Обработанный блок замещает исходный.

Каждый блок размером 4x4 пикселя анализируется на наличие блочных искажений и обрабатывается в зависимости от результатов классификации. Блок может быть отнесен к одному из следующих классов: неискаженный блок, вертикальный блок (с горизонтальной границей), горизонтальный блок (с вертикальной границей) и блок с наличием как вертикальных, так и горизонтальных искажений.

На рис. 5 показана функциональная схема устройства, реализующего предлагаемый способ, описанный в заявке [10]. Классификатор анализирует блок и выявляет наличие и тип блочных искажений. После низкочастотной фильтрации выполняется интерполяция - обработка поступивших данных.

При наличии блочных искажений участок изображения обрабатывают в зависимости от результата классификации одним из трех интерполяторов: линейным интерполятором по строкам, линейным интерполятором по столбцам, либо билинейным интерполятором, как это показано в работе [11]. При отсутствии блочных искажений в обрабатываемом блоке интерполяция не применяется.

Алгоритмы классификации блоков были выбраны исходя из возможности реализации алгоритмов и на основании результатов измерений их эффективности. Блок классифицируется в результате выполнения следующих проверок: на степень однородности блока, «вертикальность» блока и «горизонтальность» блока.

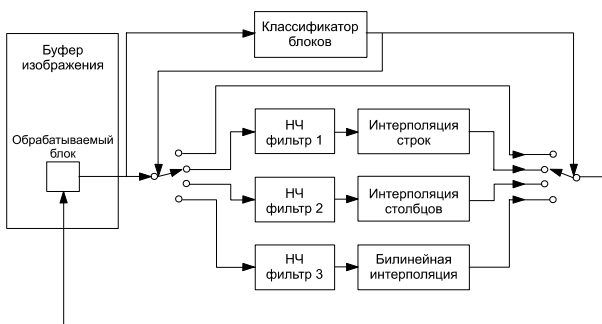


Рис 5. Функциональная схема устройства, реализующего разработанный алгоритм постобработки.

Под однородностью блока в данном случае подразумевается отсутствие значительных перепадов яркости внутри блока. Проверка на однородность требует, чтобы исключить обработку блока, содержащего границы объектов. Для корректной дифференциации границ блоков и границ настоящих объектов исполь-

зуется информация о шаге квантования обрабатываемого блока. При известном шаге квантования можно с достаточной точностью определить причину перепада яркости, т.е. был ли он вызван грубым квантованием (в этом случае значение перепада сравнимо с значением шага квантования) или же он является границей объекта на исходном изображении.

«Вертикальность» либо «горизонтальность» блока подразумевает блочные искажения либо только по столбцам (горизонтальная граница блока), либо только по строкам (вертикальная граница блока). Возможна ситуация когда блок классифицируется одновременно как «горизонтальный» и «вертикальный», например, если перепады яркости в блоке отсутствуют.

Классификация блока производится в соответствии с обозначениями пикселей, приведенных на рис. 6. При этом предполагается что пиксели, обработанные на предыдущем шаге, обозначены индексами $D[x,y]$, где x и y – координаты строки и столбца изображения относительно левого верхнего обрабатываемого блока, а пиксели еще не обработанные, обозначены индексами $S[x,y]$. Кроме того, детектор использует значение шага квантования Q в обрабатываемом блоке, который использовался при квантовании обрабатываемого блока.

	$D[-1,-1]$	$D[-1,0]$			$D[-1,3]$	$D[-1,4]$
	$D[0,-1]$	$S[0,0]$	$S[0,1]$	$S[0,2]$	$S[0,3]$	$S[0,4]$
		$S[1,0]$	$S[1,1]$	$S[1,2]$	$S[1,3]$	
		$S[2,0]$	$S[2,1]$	$S[2,2]$	$S[2,3]$	
	$D[3,-1]$	$S[3,0]$	$S[3,1]$	$S[3,2]$	$S[3,3]$	$S[3,4]$
	$S[4,-1]$	$S[4,0]$			$S[4,3]$	$S[4,4]$

Рис. 6. Обозначение пикселей обрабатываемого блока.

Алгоритм классификации блока и адаптивная схема его обработки заключаются в следующем:

1. Определяется «однородность» блока, блок считается «однородным» если выполнены одновременно два условия

$$|D[-1,-1] - S[4,4]| \leq 2Q \text{ и}$$

$$|D[-1,4] - S[4,-1]| \leq 2Q.$$

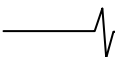
Указанные условия означают, что перепад яркости между угловыми точками блока не должен превышать удвоенного значения шага квантования. Если блок не является «однородным», т.е. если хотя бы одно из условий не выполнено, то он не обрабатывается.

2. Выполняется проверка на «вертикальность»: блок считается «вертикальным», если выполняется хотя бы одно из трех условий:

$$S[0,i] = S[1,i] \text{ и } S[1,i] = S[2,i] \text{ для } i \in \{0; 4\};$$

$$S[2,i] = S[3,i] \text{ и } S[3,i] = S[4,i] \text{ для } i \in \{0; 4\};$$

$$S[0,i] = S[1,i] \text{ и } S[2,i] = S[3,i] \text{ для } i \in \{0; 4\}.$$



Иными словами, «вертикальность» означает, что все столбцы блока содержат не более одного перепада яркости, причем перепад находится в одной и той же позиции для всех столбцов.

Следует отметить, что строка блока представляется 32-битным значением, поэтому на 32-битных процессорах проверка каждого условия требует всего двух операций сравнения.

3. Определение «горизонтальности» блока использует ту же проверку, что и для определения его «вертикальности», но выполняемую для строк изображения.

Интерполяция значений пикселей в предлагаемом алгоритме постобработки

«Вертикальный» блок обрабатывается с использованием линейной интерполяции столбцов изображения. В этом случае интерполяция осуществляется при помощи оператора полусуммы

$$\text{ПЛС}(a,b) = (a+b+1)/2.$$

Интерполяция осуществляется следующим образом:

$$D[3,i] = \text{ПЛС}(S[4,i], S[3,i]);$$

$$D[1,i] = \text{ПЛС}(D[-1,i], D[3,i]);$$

$$D[0,i] = \text{ПЛС}(D[-1,i], D[1,i]);$$

$$D[2,i] = \text{ПЛС}(D[1,i], D[3,i]).$$

Такая операция выгодна с вычислительной точки зрения, так как она может быть реализована путем одновременной обработки всех пикселей строки блока (так называемая векторная операция). Многие современные процессоры имеют соответствующую инструкцию в наборе команд (Intel MMX, TMS320C64). Даже при отсутствии векторных инструкций возможна так называемая псевдовекторная реализация данной операции.

При обработке «горизонтального» блока используется линейная интерполяция по строкам. В этом случае применение векторных операций становится невыгодным (т.к. для этого необходимо транспонировать блок, как перед обработкой, так и после нее). Поэтому для «горизонтального» блока интерполяция определяется следующим образом.

$$D[i,j] = D[i,-1] + ((S[i,4]+S[i,3])/2 - D[i,-1])/4*(j+1),$$
$$i=[0,3]; j=[0,3].$$

При этом правая опорная точка вычисляется как полусумма значений двух пикселей по обеим сторонам границы блока, а в качестве левой опорной точки берется пиксель за границей блока (возможно уже обработанный на предыдущем шаге алгоритма), как показано на рис. 7.

При таком определении интерполяции возможно одновременно вычислять все пиксели строки, используя заранее

вычисленные таблицы и некоторые дополнительные операции для вычисления опорных точек. Схема выполнения линейной интерполяции одной строки показана на рис. 7.

Если блок классифицируется одновременно как «Горизонтальный» и «Вертикальный», то он обрабатывается с использованием билинейной интерполяции. Схема обработки показана на рис. 8.

При обработке блока размером 4 на 4 пикселя (выделен жирными линиями на рис. 8) значения пикселей блока замещаются интерполированными значениями. Пучок стрелок обозначает операцию замещения по строкам и (или) столбцам. При выполнении билинейной интерполяции вычисляются значения интенсивностей в четырех опорных точках. Для этого используются низкочастотные фильтры 1-4, подключенные к входам билинейного интерполятора.

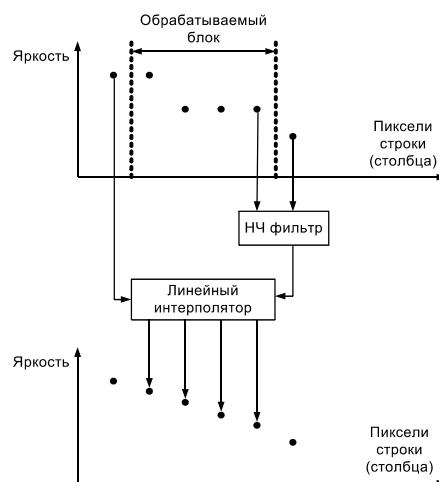


Рис. 7. Схема использования линейной интерполяции для 1 строки блока изображений.

Выбор коэффициентов низкочастотных фильтров для опорных точек билинейной интерполяции осуществлялся экспериментально, на основе многопараметрической оптимизации и измерения качества получаемых изображений при различных вариантах низкочастотных фильтров. Учитывалась необходимость эффективной реализации фильтра, поэтому коэффициенты фильтров определялись степенями 2. Кроме того, из тех же соображений маска фильтра была ограничена размерами 2x2 пикселя. Схема применения билинейной интерполяции представлена на рис. 8 и описана в работах [10] и [11].

Эксперименты показали, что предпочтительно использовать низкочастотные фильтры (НЧ) с коэффициентами, представленными в таблице 1.

Таблица 1

Коэффициенты фильтров для вычисления опорных точек билинейной интерполяции

Фильтр	Коэффициент левой верхней точки	Коэффициент правой верхней точки	Коэффициент левой нижней точки	Коэффициент правой нижней точки
НЧ фильтр 1	0	0.5	0.5	0
НЧ фильтр 2	0.5	0	0.25	0.25
НЧ фильтр 3	0.5	0.25	0	0.25
НЧ фильтр 4	0.5	0.25	0.25	0

При таком выборе коэффициентов точки, обработанные на предыдущем шаге, имеют большие веса.

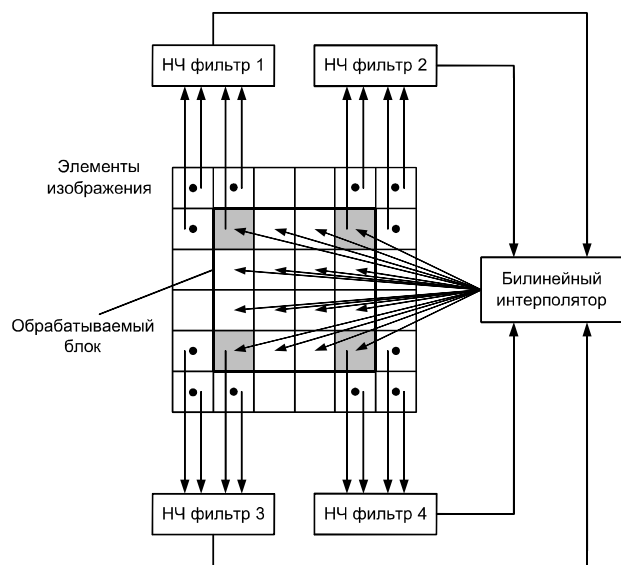


Рис 8. Схема использования билинейной интерполяции для обработки блока изображений с учетом D -окружения (•) опорных S точек (выделены серым цветом).

Сравнительные характеристики разработанного алгоритма

Предлагаемый метод был реализован в виде программного модуля постобработки для MPEG-4 видео декодера. Модуль был оформлен в виде DirectShow фильтра и может быть использован с рядом Windows программ совместимых с DirectShow, например VirtualDUB. Требования к вычислительным

ресурсам оценивались путем измерения скорости работы алгоритма, при этом было установлено, что предлагаемый алгоритм требует 10-20% от ресурсов декодера, в то время как оригинальный алгоритм MPEG-4 превосходит декодер по вычислительной сложности (т.е. требует более 100% от ресурсов декодера).

Эффективность предлагаемого метода оценивалась с использованием следующих объективных характеристик качества изображения, предложенных в работах [10] и разработанного программного обеспечения в работе [11]:

- отношение пикового сигнала к шуму (PSNR);
- степень блочных искажений Ghv;
- характеристика размытости Ghv'.

Метрики Ghv и Ghv' рассчитывались согласно методике, предложенной в работе [12]. Измерения проводились на 35 тестовых последовательностях, а усредненные результаты измерений приведены в Таблице 2.

В целом результаты измерений позволяют сделать вывод о том, что предлагаемый алгоритм сравним по качеству с алгоритмом MPEG-4. Хотя MPEG-4 немного более эффективно устраняет блочные искажения, но эта эффективность достигается за счет расфокусировки изображения и как следствие - размывания мелких деталей на изображении.

Скорость работы алгоритма определялась путем измерения скорости декодирования тестового файла, результаты измерений представлены в Таблице 3. Приведенные данные показывают значительное превосходство разработанного алгоритма по скорости по сравнению с алгоритмом постобработки MPEG-4.

Таблица 2

Качественные характеристики предлагаемого алгоритма в сравнении с алгоритмом постобработки MPEG-4

Характеристика	Предлагаемый метод	MPEG-4	Примечание
$\Delta PSNR$ (dB)	0.130	0.036	Предлагаемый метод лучше чем MPEG-4, но в обоих случаях эффект не очень значительный
ΔGhv	-0.578	-0.752	MPEG-4 более эффективен при устранении блочных искажений
$\Delta Ghv'$	-0.111	-0.821	Предлагаемый метод незначительно «размывает» изображение в отличие от MPEG4

Таблица 3

Результаты измерения времени декодирования тестового файла средствами DirectShow

Алгоритм	Значение шага квантования Q	Время декодирования, сек.	Удельное время постобработки
Декодер	2	38	-
Декодер	30	26	-
Декодер и предлагаемый алгоритм	2	42	11%
Декодер и предлагаемый алгоритм	30	30	15%
Декодер и алгоритм MPEG-4	2	67	76%
Декодер и алгоритм MPEG-4	30	55	111%

Заключение

Разработан способ устранения блочных искажений, образующихся в результате сжатия видеоизображений, обеспечивающий качество обработки не уступающее общепринятым методам. Способ основан на линейной (билинейной) интерполяции, что существенно снижает требования к вычислительным затратам при реализации алгоритма. Высокое качество обработки изображения обеспечивается за счет того, что в отличие от известных методов, опорные точки интерполяции вычисляются с использованием дополнительных низкочастотных фильтров.

Предлагаемый способ не уступает аналогичному алгоритму стандарта MPEG-4 по объективным характеристикам качества и на порядок превосходит его по быстродействию. Способ позволяет обрабатывать кадр за один проход (вместо двух в общепринятых схемах) и легко интегрируется в обычно применяемые при сжатии стандарты.

Разработано устройство уменьшения блочных искажений на сжатом изображении, состоящее из классификатора блоков, принимающего решение о типе блочных искажений на обрабатываемом блоке, и интерполяторов, осуществляющих либо линейную интерполяцию по строкам, либо линейную интерполяцию по столбцам, либо билинейную интерполяцию по строкам и столбцам, в зависимости от классификации блочных искажений. Благодаря простоте реализации и возможности интеграции в применяемые при сжатии стандарты, устройство имеет малую стоимость и широкую перспективу использования для улучшения изображений, получаемых по цифровому каналу передачи данных в реальном масштабе времени.

Литература

1. Yuk-Hee Chan, Sung-Wai Hong, Wan-Chi Siu, A practical post-processing technique for real-time block-based coding system. // IEEE trans. on Circuits and Systems for Video Technology, Vol.8, No.1, Feb 1998, pp.4-8.
2. C. Derviaux, F. X. Coudoux, M. G. Gazalet, P. Corlay and M. Gharbi, A POSTPROCESSING TECHNIQUE FOR BLOCK EFFECT ELIMINATION USING A PERCEPTUAL

DISTORTION MEASURE. // Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Vol. 4, pp 3001-3005.

3. Zixiang Xiong, Michael T. Orchard, Ya-Qin Zhang, A deblocking algorithm for JPEG compressed images using overcomplete wavelet representation. // IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 7, pp. 433-437, April 1997.
4. Steven S.O.Choy, Yuk-Hee Chan, Reduction of coding artifacts in transform image coding by using local statistics of transform coefficients. // Proceedings, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'97), Hong Kong, Jun 9-12, 1997, Vol II, pp.1089-1092.
5. J.Mayer, "Blending Models for Image Enhancement and Coding", Ph.D. Thesis, University of California Santa Cruz. Advisor: Prof. Glen G. Langdon, Ph.D., December 1999
6. Aria Nosratinia, Embedded Post-Processing for Enhancement of Compressed Images. // p. 62, Data Compression Conference (DCC '99), 1999.
7. Stephen A. Martucci, A NEW APPROACH FOR REDUCING BLOCKINESS IN DCT IMAGE CODERS. // Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume: 5, pp. 2549-2552.
8. Yongyi Yang, Nikolas P. Galatsanos, Removal of compression artifacts using projection onto convex set and line process modeling. // IEEE Trans. on Image Processing, 6(10):1345--1357, Oct. 1997.
9. Л.М.Гольденберг, Б.Д.Матюшкин, М.Н.Поляк. Цифровая обработка сигналов: Справочник // М.: Радио и связь, 1985.
10. Петухов А.С., Свириденко В.А., Жеон Сеун-Хан. Способ уменьшения искажения сжатого видеоизображения и устройство для его реализации. // Заявка на изобретение № 2003114715/09, опубл. БИ и ПМ, №32 (ч.II), 2004, с.329.
11. Петухов А.С. Программное обеспечение для построения сжатых изображений в человеко-машинном интерфейсе // Сб. Трудов 1-ой Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Мехатроника, Автоматизация, Управление», Владимир, 28-30 июня, 2004, с. 305-308.
12. Dwight Melcher, Stephen Wolf. Objective Measures for Detecting Digital Tiling. Committee T1 Contribution T1A1.5/95-104, January 1995.

УДК 621.397.2

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО КОСИНУСНОГО (DCT) И ЧЕБЫШЕВСКОГО (GDCT) ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Радченко Ю.С., Радченко Т.А., Булыгин А.В.

Введение

В настоящее время стремительно возрастает потребность в услугах по передаче мультимедийной информации по каналам связи (видеоконференцсвязь, видеотелефония, беспроводный доступ в телекоммуникационные сети). При этом необходимо обеспечить передачу видеоинформации приемлемого качества в реальном масштабе времени. Для решения этой задачи используются алгоритмы сжатия с потерями. В большинстве современных стандартов, например JPEG, MPEG-1-4, H.261-264, используется дискретное косинусное преобразование (DCT) для перехода из пространства изображения в более компактное спектральное пространство. Несмотря на высокую популярность этого дискретного преобразования, активно продолжается поиск альтернативных методов сжатия.

К числу последних относится способ разложения сигналов по базису классических ортогональных полиномов Чебышева (алгоритм GDCT) [1,2]. Как показывают эксперименты, он позволяет добиться значительного сжатия, обладает рядом новых сервисных функций, допускает реализацию в виде "быстрых" алгоритмов преобразования и совместим с существующими стандартами на основе DCT. Для выявления преимуществ этого алгоритма и определения области его возможного применения возникает необходимость объективного сравнения различных дискретных преобразований. В данной работе приведены результаты исследования алгоритмов сжатия на основе чебышевского (GDCT) и дискретного косинусного (DCT) преобразований с помощью нескольких критериев качества восстановленного изображения.

Алгоритмы преобразования GDCT и DCT

Пусть в подобласти $\{x,y\} \in \Omega$ наблюдается поле $s(x,y)$, представляющее собой фрагмент изображения в блоке. Базисные функции, используемые для дискретного представления сигнала, имеют вид $\varphi_{mk}(x,y) = \varphi_m(x) \cdot \varphi_k(y)$, где $\varphi_m(x)$, $\varphi_k(y)$ – одномерные функции, основанные на ортогональных полиномах. Тогда для полезного сигнала $s(x,y)$ имеет место пара биортогональных преобразований

$$s(x,y) = \sum_{m,k} C_{mk} p_m(x/a_x) p_k(y/a_y),$$

$$C_{mk} = \alpha \iint_{\Omega^*} s(a_x z_1, a_y z_2) \rho(z_1) p_m(z_1) \rho(z_2) p_k(z_2) dz_1 dz_2 =$$

$$= \alpha \int \rho(z_1) p_m(z_1) dz_1 \int s(a_x z_1, a_y z_2) \rho(z_2) p_k(z_2) dz_2. \quad (1)$$

Проводится исследование алгоритма сжатия изображения с помощью полиномов Чебышева (алгоритм GDCT). Получены количественные характеристики потерь качества восстановленного изображения для различных коэффициентов сжатия. Выполнено сравнение потерь по нескольким критериям в двух вариантах алгоритма GDCT и алгоритма DCT.

В (1) $\alpha = 1/(d_m d_k)$, d_m – норма ортогонального с весом $\rho(z)$ полинома $p_m(z)$, a_x, a_y – характерные размеры подобласти Ω , $z_1 = x/a_x$, $z_2 = y/a_y$. Для последовательного вычисления интегралов в (1) целесообразно использовать квадратурную формулу гауссовского типа

$$\int s(z) \rho(z) dz = \sum_{i=1}^N \lambda_i s(z_i).$$

Здесь z_i – нули полинома $p_N(z)$, ортогонального с весом $\rho(z)$; λ_i – числа Кристоффеля. Узлы и веса $\{z_i\}$, $\{\lambda_i\}$ однозначно определяются видом полинома $p_N(z)$. Соотношения (1) являются общими для разложения по произвольной системе ортогональных полиномов. Для полиномов Чебышева прямое и обратное преобразования (одномерный вариант для нормированного интервала $z \in [-1, 1]$) имеют вид

$$C_m = g_m \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} s(z_i) \cos(\pi m \frac{i+0.5}{N}),$$

$$R_M(z) = g_m \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{m=0}^M C_m \cos(m \cdot \arccos(z)), \quad (2)$$

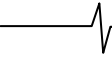
где $g_m = 1$ при $m > 0$ и $g_m = 0.5$ при $m = 0$. Согласно (2), точки отсчета $z_i = \cos(\pi(i+0.5)/N)$ изображения $s(z)$ берутся неравномерно. Синтез (восстановление) изображения $R_M(z)$ по M спектральным компонентам выполняется в произвольной точке $z \in [-1, 1]$, а не в дискретном наборе точек отсчета, как в DCT. При восстановлении может использоваться сетка отсчетов $z_n = 2n/(L-1) - 1 + \delta$, где δ – субпиксельный сдвиг, $n=0, \dots, L-1$. Если $L \neq N$, то восстановленное изображение подвергается геометрическому масштабированию, как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения размера.

При двумерном GDCT преобразовании в пределах блока из $N_1 \times N_1$ точек берутся $N \times N$ отсчетов изображения по закону

$$x_i = \text{ROUND}(0.5 \cdot (N_1 - 1) \cdot (1 + \cos(\pi(i+0.5)/N))),$$

$$y_j = \text{ROUND}(0.5 \cdot (N_1 - 1) \cdot (1 + \cos(\pi(j+0.5)/N))),$$

$$i, j = 1..N. \quad (3)$$



Отобранные отсчеты изображения образуют матрицу $\mathbf{S} = \|s_{ij}\| = \|s(x_i, y_j)\|$. Эта матрица преобразуется в матрицу спектральных коэффициентов $\mathbf{C}$ размером $M \times M$ с помощью прямоугольной матрицы прямого преобразования размером $M \times N$. При обратном преобразовании может использоваться прямоугольная матрица размером $L \times M$. То есть восстановленный блок $\mathbf{R} = \|R_{n,r}\|$ имеет размеры $L \times L$. Прямое и обратное преобразование Чебышева (GDCT) и DCT в матричном виде определяются операциями

$$\mathbf{C} = \Phi \mathbf{S} \Phi^T, \quad \mathbf{R} = \Psi^T \mathbf{C} \Psi. \quad (4)$$

Матрицы прямого Φ и обратного Ψ преобразований GDCT имеют вид

$$\Phi = \|\phi_m(i)\|_{NM} = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \sqrt{0.5} \\ \cos(\pi m \frac{(i+0.5)}{N}) \end{bmatrix}, \quad m=0..M-1, i=0..N-1, \quad (5)$$

$$\Psi = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \sqrt{0.5} \\ \cos(m \cdot \arccos(\frac{2n}{L-1} - 1 + \delta)) \end{bmatrix}, \quad m=0..M-1, n=0..L-1. \quad (6)$$

Как видно из (5) и (6), матрицы Φ и Ψ преобразования GDCT, в общем случае, прямоугольные. Матрица прямого преобразования DCT совпадает с (5), где $M=N$. Обратное преобразование осуществляется с помощью матрицы $\Psi = \Phi^T$. Заметим, что в DCT матрицы преобразований квадратные размером $(N \times N = M \times M)$.

В отличие от DCT, где отсчеты изображения для преобразования в спектральные компоненты берутся равномерно, алгоритм GDCT предполагает отбор пикселей по закону (3). В общем случае, из-за дробного вида нулей полиномов Чебышева $Z_i, i=1..N$, элементы матрицы $\mathbf{S}$ – сэмплы не совпадают со значениями изображений в исходных пикселях. Для уточнения расчетов спектральных коэффициентов предложено [2,3] производить интерполяцию изображения $s(x,y)$ в точках расположения нулей полиномов Чебышева по отсчетам, находящимся вблизи этих точек. Для этого используется четырехточечная интерполяционная формула Бесселя:

$$\begin{aligned} s(x,y) = & 0.25(s_{00} + s_{01} + s_{10} + s_{11}) + \\ & 0.5(u-0.5)(s_{10} - s_{00} + s_{11} - s_{01}) + 0.5(v-0.5)(s_{01} - s_{00} + s_{11} - s_{10}) + \\ & +(u-0.5)(v-0.5)(s_{11} - s_{10} - s_{01} + s_{00}), \end{aligned} \quad (7)$$

где $u=x-x_0, v=y-y_0, s_{k,l}=s(x_k, y_l) (k,l=0,1)$ – значения в ближайших четырех пикселях, окружающих точку с координатами (x,y) .

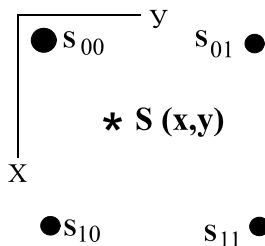


Рис. 1

Вычисление сэмплов с помощью (7) производится в прецизионном режиме работы GDCT, который обо-

значен в дальнейшем как GDCTi. На рис. 1 представлена конфигурация пикселей и сэмпла используемая в формуле (7). Здесь сэмпл обозначен звездочкой. Применение (7) целесообразно в случае, когда сэмпл находится вблизи центра межпиксельной области.

Общая схема сжатия цветных цифровых изображений на основе преобразования GDCT содержит следующие этапы:

1. Цветовая перекодировка из {RGB} в {YUV}.
2. Субдискретизация матриц Y,U,V.
3. Сжатие первой ступени путем организации сэмплов согласно формуле Гаусса-Чебышева.
4. GDCT- преобразование.
5. Сжатие второй ступени с матрицами квантования

$$Q_{m,k}^Y(q), \quad Q_{m,k}^{U,V}(q),$$

где q -коэффициент, регулирующий сжатие.

6. Сжатие третьей ступени – энтропийное кодирование.

Восстановление производится в обратном порядке с возможностью формирования блоков $\mathbf{R}(L \times L), L/N1 \neq 1$.

Критерии качества восстановленных изображений

Для сравнения алгоритмов сжатия изображения GDCT и DCT было исследовано качество восстановленного изображения в зависимости от степени сжатия. В настоящее время существует множество критериев сравнения двух изображений, отражающих те или иные стороны восприятия изображения [4,5,6]. Из них были отобраны следующие, основанные на разнице значений пикселей : а) PSNR-(пиковое отношение сигнал/шум), б) комплексный критерий MSSIM(mean structural similarity index – усредненный показатель структурного подобия) [5]. PSNR определяется соотношением вида

$$\text{PSNR} = 10 \lg \left(\frac{255^2 \cdot v \cdot N1^2}{\sum_{\eta=1}^v \sum_{n,r=0}^{N1-1} (s_{nr}^{(\eta)} - R_{n,r}^{(\eta)})^2} \right). \quad (8)$$

В (8) $S_{\eta} = \|s_{nr}^{(\eta)}\|, R_{\eta} = \|R_{nr}^{(\eta)}\|$ – блоки с номером η в исходном и восстановленном изображениях, v -число блоков изображения.

Критерий MSSIM, характеризующий близость изображений $\mathbf{S}$ и $\mathbf{R}$ по яркости, контрасту и структуре, имеет следующий вид:

$$\text{MSSIM} = \frac{1}{v} \cdot \sum_{\eta=1}^v \text{SSIM}(S_{\eta}, R_{\eta}). \quad (9)$$

Индекс SSIM: structural similarity index – индекс структурного подобия. Индекс $\text{SSIM}(S_{\eta}, R_{\eta})$ в (9) выражается следующим образом:

$$\text{SSIM}(S_{\eta}, R_{\eta}) = \frac{(2 \cdot \mu_S \cdot \mu_R + C_1) \cdot (2 \cdot \sigma_{SR} + C_2)}{(\mu_S^2 + \mu_R^2 + C_1) \cdot (\sigma_S^2 + \sigma_R^2 + C_2)}. \quad (10)$$

Здесь $\mu_S, \mu_R, \sigma_S^2, \sigma_R^2$ – выборочные средние и дисперсии в блоках изображений $\mathbf{S}_{\eta}$ и $\mathbf{R}_{\eta}$ соответственно, σ_{SR} – корреляционный момент между областями изображений $\mathbf{S}_{\eta}$ и $\mathbf{R}_{\eta}$. C_1, C_2 – малые константы,



а)



б)

Рис. 2

предотвращающие некорректное поведение критерия при обнулении моментов [5]. Критерий (9) принимает значения от -1 до 1. Причем значение 1 получается только в том случае, если сравнивается одно и то же изображение.

Исследование влияния степени сжатия на качество изображений

Для выбора параметров алгоритма GDCT и сравнения его с алгоритмом сжатия на основе DCT, были построены два кодека изображения, реализующих названные алгоритмы. Степень сжатия первой ступени алгоритма GDCT определяется отношением $(N1/N)^2$. Исследовались форматы $N1/N=12/8$ и $N1/N=8/6$ в алгоритме GDCT. Спектральные преобразования выполнялись при значениях $M=N$. Размеры исходных блоков $N1 \times N1$ в алгоритмах DCT и GDCT при сравнении результатов были одинаковы, то есть 8×8 и 12×12 .

Элементы матриц квантования для спектральных коэффициентов компонент Y, U, V формировались соответственно по законам

$$Q_{m,k}^Y = 1 + (m+k)q, \quad Q_{m,k}^{U,V} = 1 + (m \cdot k)q. \quad (11)$$

Здесь q – регулируемый параметр второй ступени сжатия. Такой выбор матриц квантования обеспечивает более сильное сжатие цветовых компонент. В

качестве тестовых были выбраны изображения: «Lena» и «пейзаж», представленные на рис. 2а и 2б, а также другие такого же класса.

В таблице 1 приведены значения энтропии в «битах на пиксель» $H_{DCT}(q)$ и $H_{GDCT}(q)$ изображения «Lena» для двух вариантов блочного разбиения: 8×8 и 12×12 . Методика определения энтропии приведена в [6]. Как следует из таблицы 1, при одинаковых значениях параметра сжатия q алгоритм GDCT обеспечивает меньшее значение энтропии «бит на пиксель», чем DCT за счет прореживания на первой ступени сжатия.

На рис.3 приведен относительный проигрыш в энтропии «бит на пиксель» алгоритма DCT по сравнению с алгоритмом GDCT в зависимости от параметра сжатия q , рассчитанный по формуле:

$$\delta H(q) = \frac{H_{DCT}(q) - H_{GDCT}(q)}{H_{GDCT}(q)} \cdot 100\% \quad (12)$$

Как видно из таблицы 1 и рис. 3, с увеличением размеров блоков прореживание на первой ступени сжатия, осуществляемое в GDCT, сильнее сказывается на величине $\delta H(q)$.

Поскольку параметр q не определяет полностью сжатие изображения в алгоритме GDCT, имеет смысл сравнивать характеристики качества восстановления обоих алгоритмов при одинаковых значениях H «бит на пиксель».

Таблица 1

	q	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
8x8	H_{DCT}	8.6	1.29	0.977	0.847	0.772	0.723	0.69	0.663	0.644	0.627	0.615
	H_{GDCT}	5.21	1.07	0.826	0.725	0.667	0.631	0.604	0.584	0.569	0.557	0.547
12x12	H_{DCT}	8.45	0.868	0.631	0.53	0.471	0.431	0.404	0.383	0.366	0.353	0.342
	H_{GDCT}	4.12	0.662	0.491	0.417	0.376	0.349	0.33	0.315	0.303	0.295	0.287

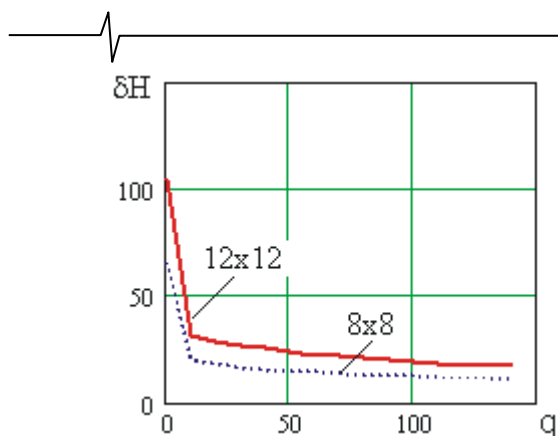


Рис. 3

На рис.4 и рис.5 представлены зависимости характеристик алгоритмов DCT и GDCT от энтропии «бит на пиксель» при разбиении на блоки размером 8x8. Характеристики MSSIM и PSNR определялись для яркостной компоненты Y. Вычисление сэмплов в алгоритме GDCT производилось согласно (3) без использования межпиксельной интерполяции. Как видно из данных рисунков, алгоритм GDCT имеет некоторое преимущество по сравнению с DCT при большом коэффициенте сжатия, то есть при малых значениях энтропии «бит на пиксель». При малых коэффициентах сжатия изображения характеристики DCT несколько лучше, чем у GDCT. Точка пересечения характеристик зависит от размеров блока, типа изображения.

Качество восстановленного изображения можно улучшить, применяя интерполяцию (7). Результаты количественного сравнения качества восстановлено-

го изображения при разбиении на блоки 12x12 для алгоритмов DCT, GDCT и GDCTi представлены на рис. 6 и рис. 7.

Исследования показали, что межпиксельная интерполяция при нахождении сэмплов целесообразна при небольших коэффициентах сжатия и блоках, содержащих мелкомасштабные фрагменты изображения. Эксперименты с изображением типа «пейзаж» дали результаты, аналогичные представленным на рис. 3-7.

Заключение

На основе проведенных исследований можно сделать ряд практически важных выводов:

1. Алгоритм GDCT предпочтителен при высокой степени сжатия. В этом случае он обеспечивает по сравнению с DCT несколько большее значение критериев MSSIM и PSNR, т.е. лучшее качество восстановленного изображения.
2. Качество восстановленного изображения повышается при использовании в алгоритме GDCT межпиксельной интерполяции для вычисления матрицы сигнальных отсчетов-сэмплов. Интерполяцию следует применять при малых степенях сжатия и для уменьшения искажений на изображениях, блоки которых содержат мелкомасштабные структуры.
3. Алгоритм GDCT (GDCTi), обеспечивая несколько лучшие характеристики при малых значениях энтропии «бит на пиксель», может быть полезен для адаптивной регулировки битового потока при передаче мультимедийной информации по узкополосным и зашумленным каналам связи.

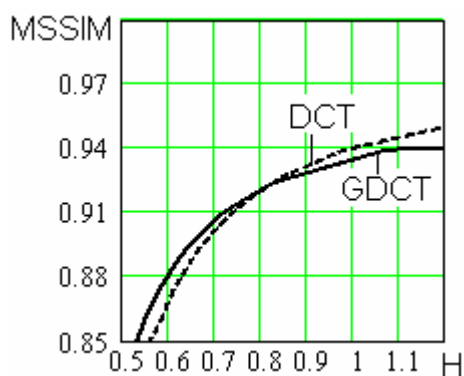


Рис.4

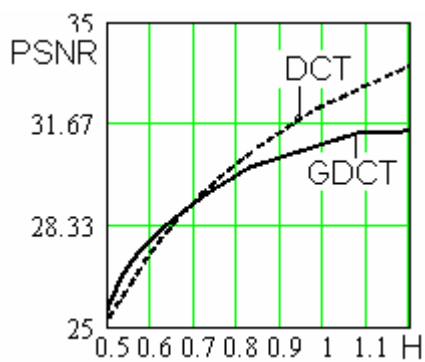


Рис.5

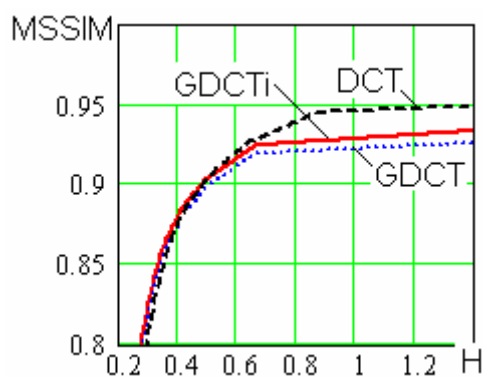


Рис.6

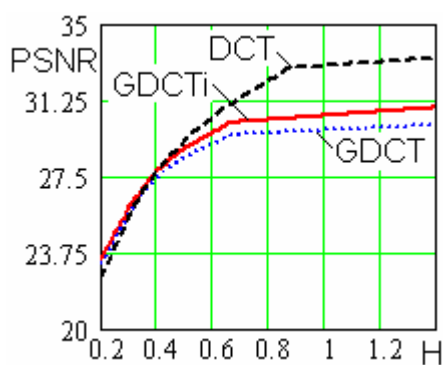


Рис. 7

Литература

1. Радченко Ю.С. Алгоритм сжатия изображений на основе полиномиальных преобразований / Ю.С. Радченко // Цифровая обработка сигналов. - 2002. - № 1. - С. 2-6.
2. Радченко Ю.С. Метод сжатия и восстановления изображений на основе быстрых чебышевских преобразований / Ю.С. Радченко // Автометрия. - 2002. - № 4. - С. 32-40.
3. Yuri Radchenko. RESEARCH OF SIGNAL RECOVERY, SUPPRESSION AND PROCESSING ALGORITHMS BASED ON POLYNOMIAL TRANSFORMATIONS. The 6th World Multiconference of Systemics, Cybernetics and Informatics. July 14-18 2002, Orlando, Florida, USA. Proceedings, v. VIX, Image, Acoustic, Speech and Signal Processing III, p.262-266
4. M. Miyahara, K. Kotani, V.R. Algazi Objective Picture Quality Scale (PQS) for Image coding. IEEE Trans. On Comm. 1998, v.46, № 9.
5. Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, E. P. Simoncelli, "Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 13, No. 4, pp.600-612, Apr. 2004.
6. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: в 2-х т. / У. Прэтт; – перевод с англ. – М.: Мир, 1982. – Т. 1. – 204 с

НОВЫЕ КНИГИ

В конце прошлого 2006 г. в издательствах «Радио и связь» и «Горячая линия-Телеком» завершён совместный проект по выпуску редкой для нашей страны монографии по теории помехоустойчивого кодирования «Теория и алгоритмы многопорогового декодирования» отечественного автора д.т.н. В.В. Золотарёва. Научный редактор книги – член-корреспондент РАН Ю.Б. Зубарев. Положительную рецензию на эту весьма необычную для теории кодирования монографию дал академик РАН В.К. Левин.

Автор представляет по сути совершенно новую теорию, которая уже стала хорошей основой для разработки очень простых в реализации высокоэффективных и чрезвычайно быстрых алгоритмов многопорогового декодирования (МПД). Эта задача исключительно важна для спутниковых, космических и многих других очень дорогих каналов связи с большим уровнем шума. Использование помехоустойчивого кодирования для таких каналов существенно (иногда многократно) повышает их к.п.д., что по существу и определяет ту грандиозную экономическую эффективность применения кодирования и собственно разработок декодеров для подобных каналов.

Монография вышла в свет в год 40-летнего юбилея русского перевода классической книги Мессе «Пороговое декодирование». Именно её идеи весьма неожиданным образом автору удалось развить до уровня, при котором сложность нового МПД алгоритма осталась по существу близкой по порядку величины к сложности прототипа, но характеристики даже при весьма высоком уровне шума оказываются практически такими же, как у переборных оптимальных алгоритмов.

МПД по числу операций проще других конкурирующих с ними алгоритмов с близкими уровнями эффективности примерно на два порядка. Эти методы разработаны для целого ряда типичных моделей каналов и демонстрируют очень высокий уровень быстродействия как в аппаратных вариантах, так и при программной реализации. Судя по представленным в книге данным, очень высокие характеристики недвоичных алгоритмов класса МПД свидетельствуют о начале совершенно нового периода, когда на базе этих алгоритмов можно строить особо надёжные, с высочайшим уровнем достоверности, системы передачи информации и хранения сверхбольших баз данных. Простота реализации недвоичных МПД и уровень обеспечиваемой ими достоверности на несколько порядков выше того, что можно получить при использовании кодов Рида-Соломона, которые только и могут использовать сегодняшние теле- и медиатехнологии. Наверное, многие проблемы в этой области были бы решены быстрее и лучше, если бы применение недвоичных символьных МПД началось 20 лет назад, когда появились первые уже достаточно содержательные результаты по этим символьным декодерам. Невозможно даже перечислить все те новые результаты по простой реализации методов МПД для разных систем и каналов: каскадирование параллельное и с кодами контроля чётности, каналы с неравномерной энергетикой, коды с выделенными ветвями и, конечно, все основные результаты, относящиеся к сходимости решений МПД к решению оптимального декодера. Действительно, в мировой литературе нет данных о том, чтобы аналогичными свойствами обладали бы какие-нибудь другие методы коррекции ошибок.

Заметим, что самые сложные из лучших опубликованных на текущий момент алгоритмов имеют несколько более высокие по энергетическому выигрышу кодирования результаты, чем данные монографии по возможностям МПД. Но эта разница уже сейчас невелика и, судя по динамике развития теории и конкретных разработок по МПД алгоритмам, очень правдоподобно, что эта разница в самом недалёком времени будет минимизирована или даже сведена к нулю. Но это вопросы ближайшего будущего. В то же время, исходя из приведённого в книге описания принципов работы МПД на ПЛИС Xilinx, уже сейчас этот метод допускает реализацию сверхбыстрых МПД со скоростями декодирования, на несколько порядков превышающими производительность других методов.

В целом можно отметить высокую востребованность монографии с точки зрения как чисто теоретических, так и важных прикладных результатов в чрезвычайно конкурентной области теории и техники связи. Они могут существенно поднять уровень отечественной аппаратуры связи, если реализовать в ней хотя бы основные технические решения по созданию систем кодирования, изложенные в этой исключительно полезной книге.

Заслуженный работник
высшего образования РФ
Почетный член РНТО РЭС им. А.С. Попова,
зав. кафедрой радиоуправления и связи
д.т.н., профессор

/Кириллов С.Н./

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ: тематический обзор (часть 2)

Кузнецов Е.П., Витязев В.В.

Введение

Несмотря на то, что описанные в первой части обзора периоды охватывали довольно широкие временные рамки (1966 – 1991 гг.) и рассматривали применение методов эхо-компенсации для различных технических систем, общим направлением исследований и разработок в эти годы оставалась компенсация электрических эхо-сигналов.

Начиная с конца 80-х – начала 90-х, активное внимание уделяется проблемам построения схемы эхо-компенсатора (ЭК), эффективно решающего задачу борьбы с акустическими эхо-сигналами (*acoustic echo*) [1 – 4]. Как и в предыдущем случае, это было продиктовано возникновением новых технических приложений, в которых присутствие акустического эхо-сигнала приводило к значительному ухудшению качества их работы. Такими техническими приложениями являлись, прежде всего: мобильная связь, системы телеконференций (*teleconference systems*) и телефонные аппараты с функцией «громкой связи» (*hands-free phones*).

Акустический эхо-сигнал возникает в том случае, когда звуковая волна, отражаясь от близлежащих объектов, возвращается обратно к источнику колебаний. В вышеупомянутых приложениях это происходит в случае, когда звуковая волна, источником которой является громкоговоритель и непосредственно сам абонент, попадает в микрофонную цепь вследствие переотражений от близлежащих объектов и корпуса устройства (рис. 1).

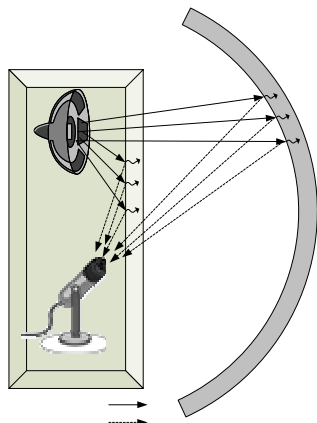


Рис. 1. Возникновение акустического эхо-сигнала

Акустического эхо имеет два существенных отличия от электрического. По своей природе акустическое эхо является звуковой волной, в то время как электрическое – электромагнитной. Поэтому, из-за значительной разницы скоростей распространения ($3 \cdot 10^2$ м/с и $3 \cdot 10^8$

В продолжении тематического обзора методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации рассматриваются проблемы борьбы с эхо-сигналами, возникающими в таких современных технических приложениях как: мобильная связь, системы телеконференций и xDSL. Вторая часть обзора охватывает работы, опубликованные в период с начала 90-х по настоящее время, и отражает последние достижения в области совместного использования многоскоростной и адаптивной обработки сигналов в задачах эхо-компенсации. Обсуждаются проблемы борьбы с эхо-сигналами, имеющими протяженную импульсную характеристику.

м/с соответственно), задержка акустического эхо-сигнала будет составлять порядка (150 – 300) мс, в зависимости от условий распространения. Второй особенностью является то, что акустическое эхо, как правило, является суперпозицией отраженных с разных направлений звуковых волн. Поэтому, в общем случае, такие характеристики акустического эхо-сигнала как энергия и задержка являются непостоянными.

Таким образом, решение задачи компенсации акустического эхо-сигнала «классическим» методом приводило к резкому росту вычислительных затрат, поскольку для эффективного подавления такого эхо-сигнала требовалось применение адаптивного цифрового фильтра (АЦФ) чрезвычайно высокого порядка. Нужен был новый подход к решению проблемы.

Адаптивная компенсация акустического эхо-сигнала

Альтернативой классическому методу оказалась схема, в которой совместно применялись два новых на то время подхода: субполосная адаптивная фильтрация (*subband adaptive filtering*) и многоскоростная обработка сигнала (*multirate signal processing*).

Идея субполосной фильтрации пришла из работ по обработке речи и изображений, где было обнаружено, что с помощью разбиения сигнала на небольшие частотные диапазоны – субполосы, можно было добиться значительного сокращения вычислительной сложности кодирования [5]. Область применения такой идеи затем была расширена на целый ряд приложений теории ЦОС, в том числе на адаптивную фильтрацию, и как частный ее случай – эхо-компенсацию.

В сжатом виде идея многоскоростной обработки сигналов заключается в последовательном изменении скорости обрабатываемого сигнала, то есть децимации/интерполяции его частоты дискретизации, что значительно уменьшает вычислительные затраты на

обработку. Более подробно о многоскоростной обработке сигналов можно узнать из монографий [6, 7] и работ [8 – 10].

Таким образом, многоскоростная обработка сигнала предусматривает последовательное выполнение следую-

возможностью восстановления исходного сигнала (с полным/почти полным восстановлением) и коэффициентами децимации (с максимальной/ не максимальной децимацией). Более подробно свойства и особенности различных БФ рассмотрены в [6 – 10].

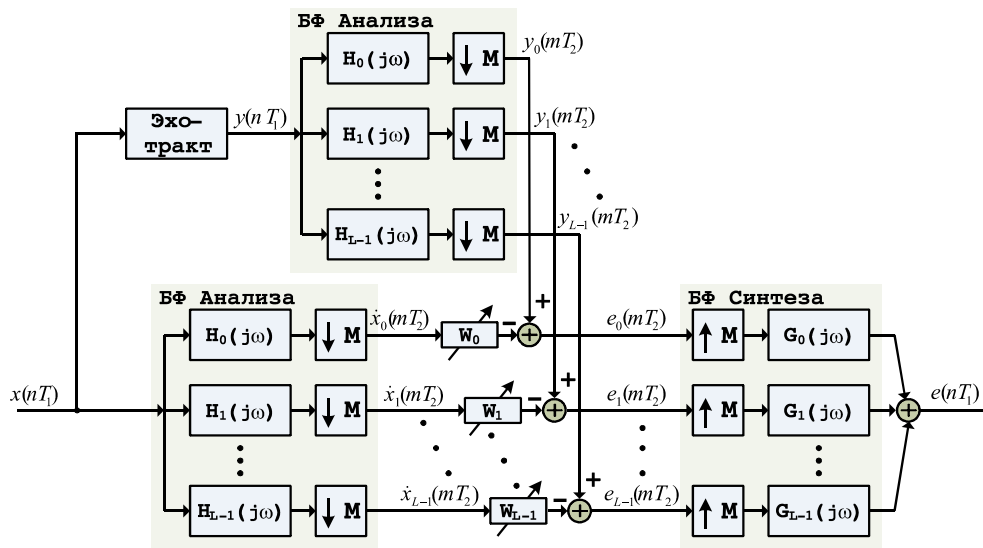


Рис. 2. Обобщенная структурная схема многоскоростного адаптивного ЭК

щих операций [11]: разбиение входного сигнала на субполосы и понижение исходной частоты дискретизации (децимация) с помощью банка фильтров (БФ) анализа, адаптивную обработку сигнала в каждой субполосе на новой, более низкой частоте дискретизации, повышение частоты дискретизации до исходной (интерполяцию) и, наконец, восстановление (*reconstruction*) субполосных составляющих с помощью БФ синтеза с последующим объединением субполосных каналов. Обобщенная структурная схема ЭК, использующего субполосную адаптивную фильтрацию представлена на рис. 2.

По сравнению со схемой ЭК, работающего в частотной области на основе БПФ/ОБПФ, такой подход обладал большей эффективностью, поскольку использовал комбинацию адаптации в частотной области с методами многоскоростной обработки сигналов. Детальное сравнение методов адаптивной фильтрации в частотной области и субполосной адаптивной фильтрации было сделано Дж. Шинком, который в своей блестящей обзорно-аналитической работе [12], вышедшей в январе 1992, подробно рассмотрел преимущества и недостатки обоих методик, наметив тем самым направление для дальнейших исследований.

Отметим, что существуют различные варианты построения подсистем анализа-синтеза, отличающиеся эффективностью своего применения в различных прикладных задачах. Кратко классификацию БФ можно представить в виде, показанном в таблице 1. Как видно из таблицы, БФ разделяются на две большие группы – вещественные и комплексные. В свою очередь каждая из этих групп разделяется по способу разбиения на субполосы на две подгруппы – равномерные и неравномерные. Причем каждая из подгрупп определяется набором из двух характеристик:

В августе 1992 года, А. Жиллюар и М. Веттерли в своей работе [13] проанализировали использование вещественного БФ с максимальной децимацией в задачах многоскоростной адаптивной эхо-компенсации. Такая форма построения подсистемы анализа-синтеза является наиболее эффективной с точки зрения минимизации вычислительных затрат. Однако вследствие неидеальности характеристик БФ анализа и прореживания с максимальным коэффициентом децимации равным числу субполосных каналов ($M = L$) возникает эффект наложения спектров (*aliasing*), приводящий к увеличению значения ошибки компенсации.

Таблица 1

Краткая классификация БФ				
БАНКИ ФИЛЬТРОВ (FILTER BANKS)				
ВЕЩЕСТВЕННЫЕ (REAL)	РАВНОМЕРНЫЕ (UNIFORM)			КОМПЛЕКСНЫЕ (COMPLEX)
	С полным восстановлением (perfect reconstruction)	С почти полным восстановлением (near-perfect reconstruction)	С максимальной децимацией (critical, maximal subsampling)	
			С не максимальной децимацией (non-critical subsampling, oversampling)	
	(NON-UNIFORM) НЕРАВНОМЕРНЫЕ			

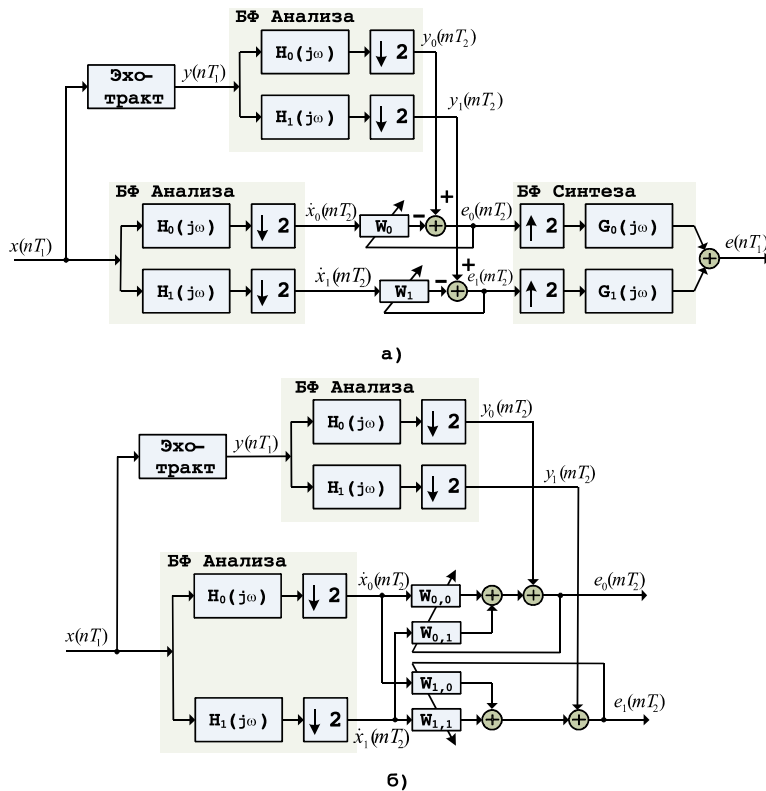


Рис. 3. Многоскоростной адаптивный ЭК на основе схемы БФ с максимальной децимацией.
а) – двухканальная схема построения; б) – применение кросс-фильтров для борьбы с элайзингом

На примере двухканальной схемы построения (рис. 3 а) авторами было показано, что решение задачи прямого моделирования характеристики эхо-тракта с минимальными ошибками при наличии элайзинга возможно только с применением так называемых кросс-фильтров (*cross-filters*), устанавливаемых между соседними частотными каналами (рис. 3б). Полученные для двухканальной схемы результаты были обобщены для случая многоканальной схемы построения субполосного ЭК, и был проведен сравнительный с классическим вариантом построения анализ вычислительной сложности реализации предложенной схемы. В заключении авторами было отмечено, что схема многоскоростного ЭК на основе БФ с максимальной децимацией не оправдала ожиданий достижения значительного выигрыша в затратах на реализацию по сравнению с классической схемой, из-за требования обязательного применения кросс-фильтров. Кроме того, в ходе экспериментов было доказано, что данный метод не превосходит классический аналог и по скорости сходимости. Несмотря на все недостатки предложенного подхода, данная работа в настоящее время является основной аналитической работой в области применения БФ с максимальной децимацией в задачах адаптивной эхо-компенсации.

В 1999 году, опираясь на работу А. Жиллюара и М. Веттерли, индийские ученые С. Парадхан и В. Редди предложили новый подход, позволяющий использовать БФ с максимальной децимацией не требующие наличия кросс-фильтров. В своей работе [14] авторы показали, что предложенная ими схема позво-

ляет добиться увеличения скорости сходимости и улучшения качества компенсации. Однако при этом вычислительные затраты на реализацию приблизительно равны затратам на реализацию классической схемы.

Еще одним способом эффективного построения многоскоростного адаптивного ЭК является использование БФ с не максимальной децимацией. В 1997 году М. Хартенек и Р. Стюарт в своей работе [15] предложили схему построения многоскоростного адаптивного ЭК свободного от эффекта элайзинга в субполосах. Представленная авторами схема (рис. 4) предусматривала использование трехканального БФ, работающего с разными коэффициентами децимации (2-3-2) в каналах. Эта особенность новой схемы позволила значительно снизить влияние эффекта элайзинга в соседних субполосах. Для анализа вычислительной сложности реализации были использованы алгоритмы метода наименьших квадратов (МНК), нормализованного по мощности МНК (НМ-МНК) и рекурсивного метода наименьших квадратов (РНК). Было показано, что данная структура обладает меньшими затратами на реализацию, чем классическая схема ЭК и схема с использованием БФ с максимальной децимацией, так как АЦФ в каждой из субполос имеют меньший порядок и работают на пониженной частоте дискретизации. Проведенные эксперименты показали, что при отсутствии шума предложенная схема обладает таким же качеством подавления и скоростью сходимости, как и классический аналог, а при его наличии новый подход дает более качественное (на величину порядка 7 дБ) подавление.

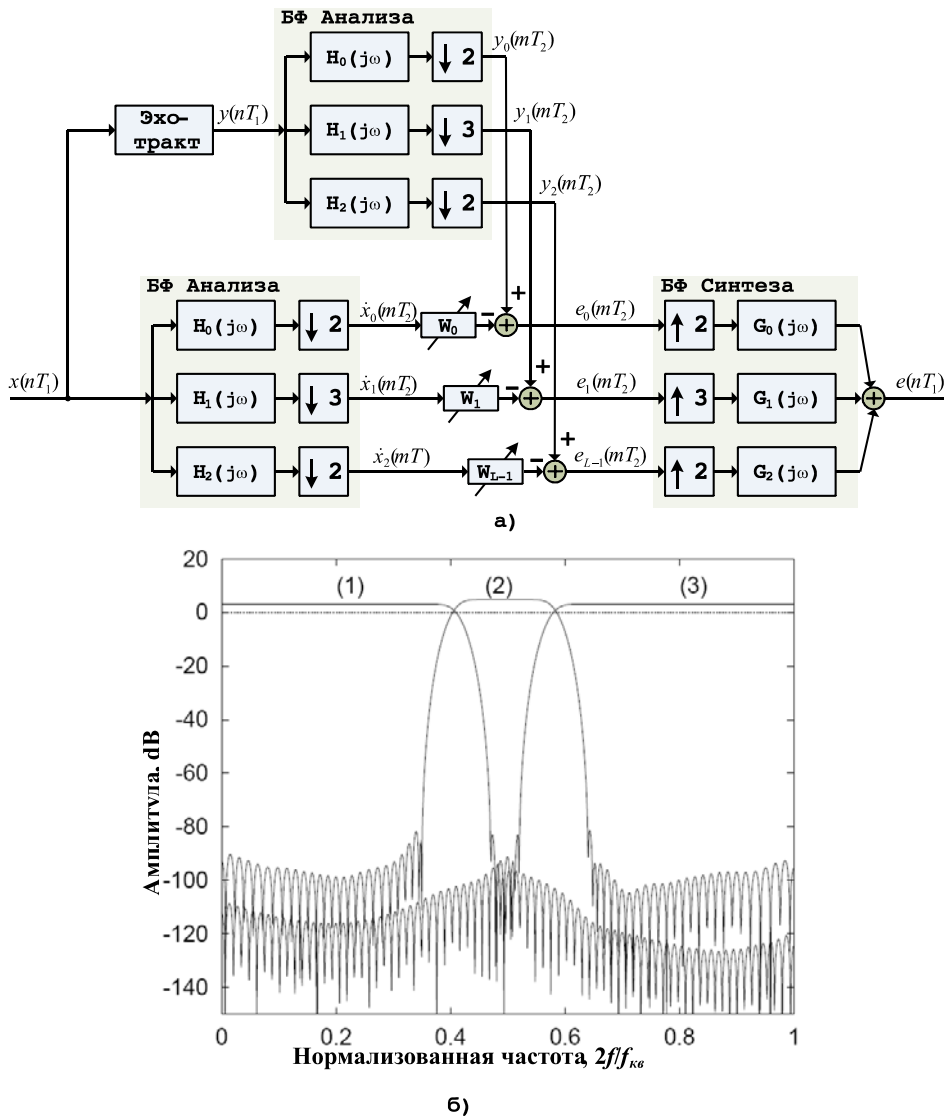


Рис. 4. Многоскоростной адаптивный ЭК на основе схемы БФ с немаксимальной децимацией.
а) – трехканальная схема реализации; б) – АЧХ канальных фильтров

Разработка новых способов построения БФ с немаксимальной децимацией и исследования эффективности их использования в задачах многоскоростной адаптивной эхо-компенсации получили последующее развитие в работах [16 – 18]. Среди последних работ в этом направлении можно отметить работу [19], в которой был проведен анализ использования алгоритма аффинных проекций (ААП)¹, являющегося сравнительно новым алгоритмом адаптации [19] в технике эхо-компенсации. Данный алгоритм занимает промежуточное звено между НМ-МНК и РНК, то есть обладает меньшей вычислительной сложностью, чем РНК и повышенной скоростью сходимости, в сравнении с НМ-МНК [20]. Однако при работе с окрашенными сигналами в схеме возникают искажения, которые существенно снижают качество работы предложенной структуры. Авторы показали, что, применяя регуляризацию, можно избежать влияния этого нежелательного эффекта и добиться высокой эффективности

работы схемы.

В настоящее время использование БФ с немаксимальной децимацией в задачах прямого моделирования характеристик динамических систем является одним из наиболее эффективных методов построения ЭК для случая, когда импульсная характеристика (ИХ) эхо-тракта имеет значительную длительность. Поэтому на современном этапе данное направление является предметом активных исследований и разработок многих ученых и инженеров.

Следует отметить, что использование субполосной обработки сигнала для решения задачи адаптивной эхо-компенсации вносит три вида искажений, существенно влияющих на эффективность работы ЭК. К ним относятся:

1. Элайзинг, возникающий вследствие неидеальности характеристик канальных фильтров. Из-за этого происходит перекрытие спектров соседних субполосных каналов, что значительно влияет на качество подавления эхо-сигнала.

¹ В зарубежной литературе данный алгоритм носит название APA – affine projection algorithm.

2. Ошибка восстановления, возникающая на этапе синтеза исходного сигнала из субполосных составляющих, которая определяет точность идентификации по сравнению с классической схемой.

3. Задержка, обусловленная операциями адаптивной фильтрации в субполосах, которая накладывает ограничения на область применения в приложениях, работающих в реальном времени.

адаптивную обработку в каждой из субполос. Для разделения на субполосы в предложенной схеме применялась полифазная форма БФ с использованием БПФ [6, 10].

При этом дополнительно исследовалось использование двух различных обучающих сигналов: при замкнутой (closed loop) и при разомкнутой (opened loop) петле ОС. Эксперименты показали, что скорость

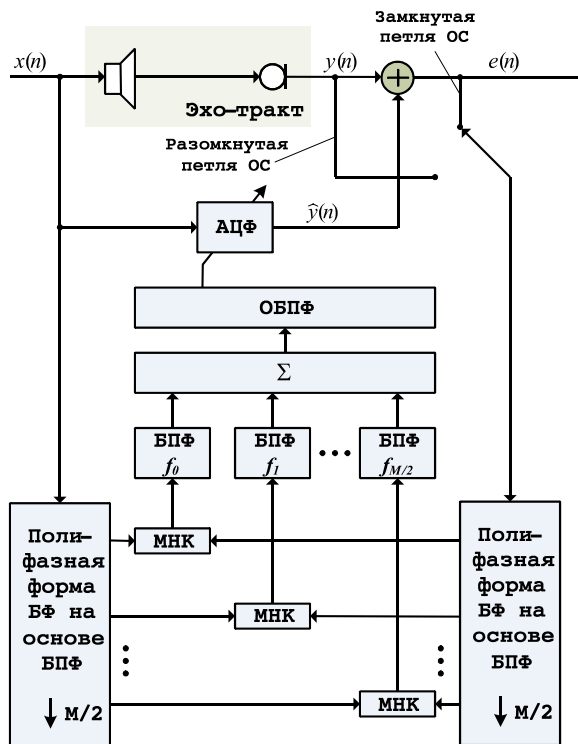


Рис. 5. Субполосный адаптивный ЭК без влияния эффекта задержки

Подходы, решающие задачу борьбы с элайзингом, были рассмотрены выше. Далее рассмотрим методы, которые позволяют решить две оставшиеся проблемы, присущие БФ и связанные с ошибками восстановления и задержкой.

Для уменьшения ошибки восстановления и повышения качества идентификации необходимо использовать методы расчета подсистем анализа-синтеза с полным или почти полным восстановлением. Один из таких методов и его применение к задаче адаптивной субполосной фильтрации рассматривается в [21]. Более подробно методы расчета БФ с полным или почти полным восстановлением рассмотрены в [7 – 10].

Для того чтобы исключить влияние эффекта задержки Д. Морганом и Дж. Тхи в 1995 году была предложена новая схема реализации субполосного адаптивного ЭК [22]. Данная схема (рис. 5) сохраняла такие преимущества использования субполосной адаптивной обработки как экономия вычислительных затрат и улучшенная скорость сходимости и в то же время была лишена влияния эффекта задержки (delay/less). Основной особенностью предложенного метода являлось то, что расчет коэффициентов АЦФ производился в частотной области (в каждой из субполос), в то время как фильтрация проводилась во временной, что позволило сократить задержки на

сходимости на начальном этапе настройки при замкнутой петле ОС, за счет дополнительной задержки несколько ниже, чем в случае разомкнутой петли ОС, хотя в установившемся режиме уровень подавления выше именно в случае настройки с замкнутой петлей ОС. Авторы отметили, что это дает возможность построения более гибкой схемы, которая на начальном этапе может использовать один обучающий сигнал и по достижении определенного порога переключаться в другой режим, тем самым, обеспечивая одновременно максимальную эффективность и скорость работы.

Идея, предложенная Д. Морганом и Дж. Тхи, получила дальнейшее развитие в работах [23 – 25], где в исходную схему были введены некоторые модификации, повысившие ее эффективность и давшие новые результаты по скорости сходимости.

Эхо-компенсация в современных системах высокоскоростной передачи данных

Если период времени с 1976 по 1991 гг. представлял собой эпоху развития и становления различных модемных технологий дуплексной передачи данных по проводным каналам связи, то рассматриваемый в данном разделе временной промежуток можно смело назвать эрой беспроводных технологий и технологий высокоскоростной передачи данных.

Появление в середине 90-х новой технологии высокоскоростной передачи данных по существующим телефонным проводным каналам xDSL² определило еще одно техническое приложение, требующее применения методов адаптивной эхо-компенсации. В данном техническом приложении ЭК, в дополнение к своей основной задаче, работает в качестве мультиплексора, поэтому от эффективности его работы зависит эффективность работы всей системы передачи данных [26].

их компенсации, а, следовательно, дополнительных вычислительных затрат.

В 1996 году М. Хо совместно с Дж. Койффи и Дж. Бинхамом предложили усовершенствованный вариант схемы ДМТ ЭК, позволяющий снизить вычислительные затраты [29]. Отличие новой схемы (рис. 6) состояло в ее комбинированной работе, как во временной, так и в частотной областях. При этом использование быстрой свертки в частотной области позволило добиться значительного умень-

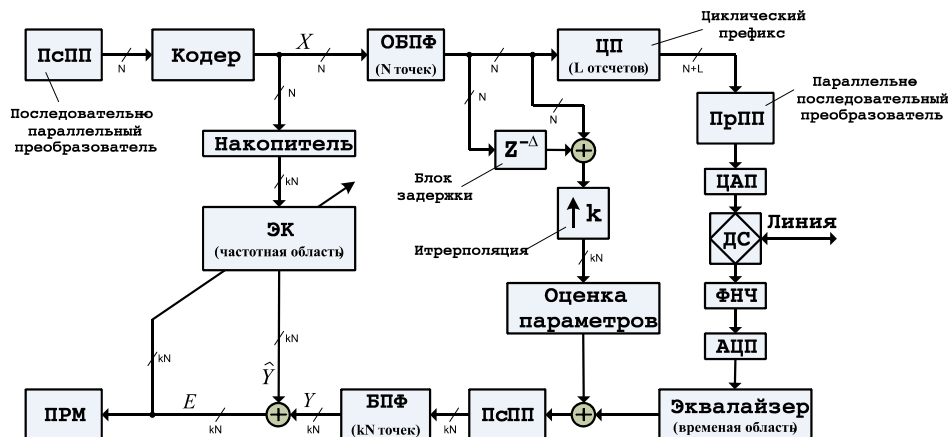


Рис. 6. Структурная схема ЭК для СПД, использующей ДМТ

Стандарт xDSL предусматривает использование в качестве метода модуляции так называемую дискретную многотональную модуляцию (ДМТ)³, которая подразумевает одновременную передачу данных на многих несущих [27]. Это создает значительные трудно-

шения вычислительных затрат на реализацию.

В 2003 году в работе [30], посвященной вопросам применения ЭК в технологии ADSL, был предложен метод, позволяющий избавить механизм настройки ЭК от зависимости влияния дальнего эхо-сигнала. Это дало возмож-

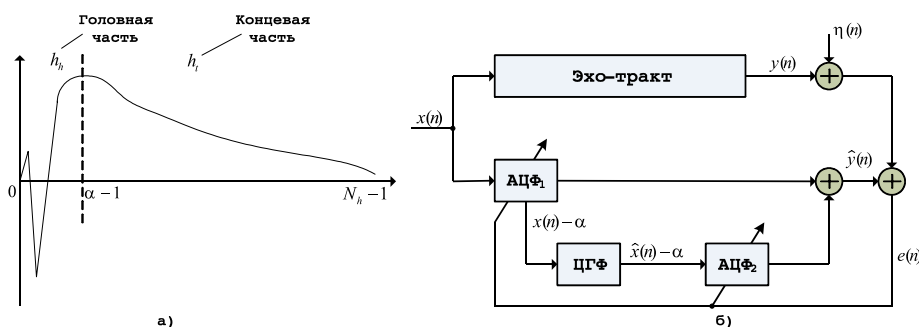


Рис. 7. Схема ЭК на базе ЦГФ. а) – представление ИХ; б) – структурная схема

сти для использования классического подхода, поскольку компоненты эхо-сигнала, перемешиваясь, могут присутствовать практически во всех частотных каналах.

В 1994 году в работе [28] была предложена схема ЭК для СПД, использующей ДМТ. Данная схема работала только во временной области и ее эффективность сильно зависела от влияния таких искажений как дрожание фазы и наличие дальнего эхо-сигнала, поэтому требовала применения специальных мер для

ность увеличить скорость сходимости и качество адаптации при изменении параметров эхо-тракта.

В одной из последних работ, посвященной адаптивной эхо-компенсации в технологии xDSL [31], была предложена еще одна схема построения ЭК для HDSL и SHDSL. На рис. 7а изображена типичная ИХ электрического эхо-сигнала. Идея, предложенная авторами, состояла в представлении такой ИХ в виде двух частей: быстро меняющейся головной части (*head echo*) и концевой части (*tail echo*), которая имеет медленно убывающий закон изменения. Для компенсации головной части использовался АЦФ на основе КИХ-фильтра, в то время как для концевой части авторы предложили применить АЦФ на основе цифрового гребенчатого фильтра (ЦГФ), соединенный параллельно с первым АЦФ (рис. 6б). В ходе экспериментов авторами было установлено, что использование в новой схеме ЭК АЦФ на базе ЦГФ позволяет снизить вычислительные

² Технологии xDSL – собирательное название группы технологий высокоскоростной передачи данных по цифровой абонентской линии (digital subscriber line). Делятся на две большие группы: ассиметричные (ADSL, ADSL Lite, RADSL, VDSL) и симметричные (HDSL, HDSL2, IDSL, MSDSL, SDSL, wDSL).

³ В зарубежной литературе данный термин носит название ДМТ – discrete multitone modulation.

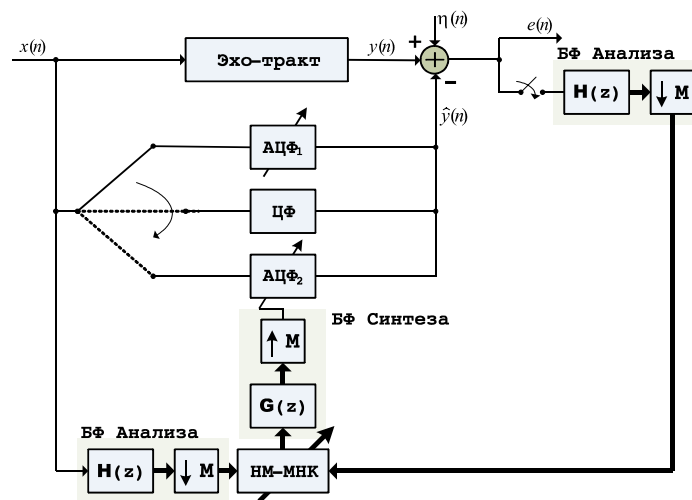


Рис. 8. Автоматическая трехступенчатая схема построения ЭК, предложенная Дж. Лью

затраты, и, в то же время, повысить качество подавления по сравнению с классической схемой построения ЭК.

Еще один новый оригинальный подход к решению задачи эхо-компенсации для эхо-сигналов, имеющих протяженную ИХ, был предложен Дж. Лью в работе [32]. Суть метода состояла в использовании трехступенчатой структуры, состоящей из следующих звеньев: АЦФ малого порядка, работающего по алгоритму НМ-МНК, адаптивного субполосного фильтра на основе вейвлет-пакетного преобразования⁴ и звена стационарного режима работы (рис. 8). На рис. 9 показан автомат с конечным числом состояний, поясняющий логику работы схемы.

На первом этапе проводится настройка АЦФ. Поскольку используемый в схеме АЦФ имеет низкий порядок, возрастает скорость сходимости, но при этом ухудшается качество компенсации. Этот недостаток устраняется на вто-

одновременном разговоре двух абонентов или при изменении характеристик эхо-тракта.

БИХ-фильтры в задачах адаптивной эхо-компенсации

Несмотря на все многообразие существующих в данное время методик построения ЭК для различных технических приложений, до настоящего момента нами рассматривались лишь методики, работающие в классе линейных КИХ-цепей. Но существует и другой класс цифровых цепей — линейные, инвариантные к сдвигу цифровые цепи с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), и ЭК также может быть реализован и в этом классе. Далее рассмотрим основные особенности, а также преимущества и недостатки реализации ЭК в классе БИХ-цепей.

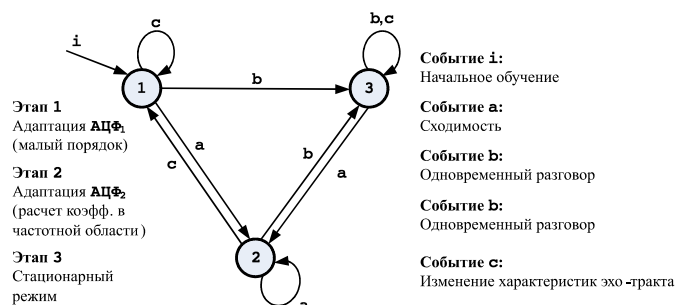


Рис. 9. Автомат с конечным числом состояний, поясняющий логику работу схемы ЭК, предложенной Дж. Лью

ром этапе, где с помощью субполосной адаптивной обработки добиваются более точной настройки. И, наконец, последний, третий этап используется для случаев, когда происходит изменение характеристик эхо-тракта либо, когда возникает одновременный разговор абонентов. Экспериментально было установлено, что схема, предложенная автором, обладает одновременно высокой скоростью настройки, малой вычислительной сложностью реализации, качественным подавлением и устойчивой работой при

Цифровой БИХ-фильтр является наиболее общей структурой цифрового фильтра (ЦФ). В схеме (рис. 10) присутствуют как умножители с прямой связью (веса регулируются коэффициентами b), так и умножители с обратной связью (веса регулируются коэффициентами a). Характеристика такого N -звенного ЦФ описывается разностным уравнением вида:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{l=1}^N a_l y(n-l),$$

показывающим, что значение выборки на выходе ЦФ в данный момент времени определяется линейной комбинацией взвешенных выборок в данный и предыдущий

⁴ В зарубежной литературе данный термин носит название WP – wavelet packet.

моменты времени (это справедливо и для предыдущих выборок). Отметим, что помимо канонической формы, данная структура может быть построена по прямой, парал-

пользовании БИХ-фильтров не было замечено каких-либо существенных улучшений, по сравнению с использованием КИХ-фильтров. По мнению авторов работы,

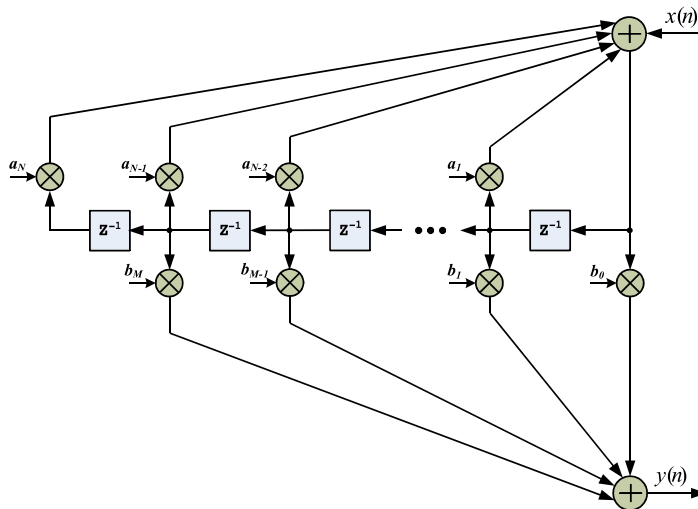


Рис. 10. Структурная схема рекурсивного фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (каноническая форма)

лельной или каскадной формам реализации. На практике наиболее часто применяют именно последние две формы построения [6]. В результате построения такой структуры получается фильтр с характеристикой полюсно-нулевого типа, где размещение полюсов определяется коэффициентами a , а размещение нулей коэффициентами b . Число полюсов и нулей, или порядок фильтра, задается количеством элементов задержки. Такой фильтр может оказаться неустойчивым, если на значения коэффициентов a дополнительно не наложены ограничения. Однако наличие в характеристике, как полюсов, так и нулей позволяет реализовать фильтр с крутым срезом характеристики в сочетании с малой шириной полосы пропускания при небольшом числе элементов задержки (т. е. фильтр малой сложности).

Таким образом, БИХ-фильтр является заманчивой альтернативой КИХ-фильтру с точки зрения адекватности воспроизведения желаемой характеристики эхо-тракта (по своей природе она является бесконечной), а также экономии вычислительных затрат (при одинаковой избирательности), но с необходимостью обеспечения условий устойчивости. Обеспечение устойчивости в обмен на эффективность реализации — такую цену были готовы заплатить ученые и инженеры, первыми попытавшиеся решить проблему использования БИХ-фильтров в задачах эхо-компенсации в середине 80-х [33 – 35]. В ходе экспериментов было выяснено, что кроме проблемы устойчивости АЦФ на основе БИХ-фильтра обладал еще одним недостатком — сходимость к локальному минимуму целевой функции. Позднее, в работе [36] был показан путь к устранению данного недостатка. Тем не менее, вопрос об использовании адаптивных БИХ-фильтров для ЭК оставался достаточно спорным. В [37] авторы попытались дать ответ на вопрос о преимуществах использования БИХ-фильтров в задачах компенсации акустических эхо-сигналов. В результате проведенных ими экспериментов при ис-

этом результат объясняется природой акустического эхо-сигнала, который имеет большое количество спектральных пиков. В настоящее время вопрос об эффективности использования БИХ-фильтров в задачах адаптивной эхо-компенсации остается предметом многих дискуссий и требует дальнейших исследований.

Заключение

Следует сказать, что, несмотря на то, что практически все исследования по рассматриваемой в настоящем обзоре тематике проводились за рубежом, нашими инженерами и учеными были также достигнуты значительные успехи, особенно в разработке новых методов и алгоритмов эхо-компенсации для систем передачи данных [38 – 40].

Данный тематический обзор показывает, что хотя идея применения цифровой адаптивной фильтрации для борьбы с эхо-сигналами имеет более чем 40-летнюю историю существования, но все же она продолжает развиваться, реализуясь в новые, более эффективные формы. Примером этому служат методы и алгоритмы многоскоростной адаптивной эхо-компенсации, которые на данный момент являются наиболее многообещающим решением давно известной проблемы. В заключение отметим, что в настоящее время большой интерес уделяется вопросам применения БФ на основе БИХ-фильтров, неравномерным БФ и БФ на основе вейвлет-пакетного преобразования как нового витка истории развития методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации.

Литература

1. H. Yasukawa, S. Shimada, I. Furukawa. Acoustic echo canceller with high speech quality // *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Dallas, TX, Apr. 1987, vol. 4, pp. 2125–2128.
2. A. Gilloire. Experiments with sub-band acoustic echo cancellers for teleconferencing // *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Dallas, TX, Apr. 1987, vol. 4, pp. 2141–2144.

3. J. Chen, H. Bes, J. Vandewalle, P. Janssens. A new structure for subband acoustic echo canceler // *Proc. IEEE ICASSP*, 1988, pp. 2574 – 2577.
4. W. Kellermann. Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustical echoes // *Proc. IEEE ICASSP*, 1988, pp. 2570 – 2573.
5. N. S. Jayant, P. Noll, Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
6. Витязев В. В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240с.
7. P. P. Vaidyanathan. Multirate Systems and Filter Banks. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
8. Зайцев А. А. Методы построения цифровых банков фильтров // Цифровая обработка сигналов, №1, 2003, с. 2 – 10.
9. Гусинская Е. И., Зайцев А. А. Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования // Цифровая обработка сигналов, №3, 2004, с. 18 – 28.
10. Витязев В. В., Зайцев А. А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учеб. Пособие, ч. 1, Рязанская государственная радиотехническая академия, Рязань, 2005. 124с.
11. R. Bitmead, B. D. O. Anderson. Adaptive frequency sampling filters // *IEEE Trans. Acoustic Speech Signal Proc.*, vol. 29, pp. 684 – 693, June 1981.
12. J. Shynk. Frequency Domain and Multirate Adaptive Filtering // *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 15 – 37, January 1992.
13. A. Gilloire, M. Vetterli. Adaptive filtering in subbands with critical sampling: Analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 40, pp. 1862 – 1875, Aug. 1992.
14. S. S. Pradhan, V. U. Reddy. A new approach to subband adaptive filtering // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 655 – 664, Mar. 1999.
15. M Harteneck, R W Stewart, J M Pérez-Borralló. A Filterbank Design for Oversampled Filter Banks without Aliasing in the Subbands // *UK Symposium on Applications of Time-Frequency and Time-Scale Methods (TFTS), Warwick, England, 27-29 August*, pp. 161 – 164, 1997.
16. S. Weiss, L. Lampe, R. W. Stewart. Efficient Implementations of Complex and Real Valued Filter Banks for Comparative Subband Processing with an Application to Adaptive Filtering // *Proc. Intern. Symp. Communication Systems and Digital Signal Processing*, pp. 32 – 35, Sheffield, UK, April 1998.
17. S. Weiss, R. W. Stewart On the Optimality of Subband Adaptive Filters // *Proc. IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, New Paltz, New York, Oct. 17 – 20, 1999.
18. D. Marelli, M. Fu. Optimized filterbank design for subband identification with oversampling // *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Process.*, 2001
19. S. L. Gay. Fast Projection Algorithms with Application to Voice Excited Echo Cancellers, doctoral dissertation, Rutgers Univ., Piscataway, N.J., Oct. 1994.
20. M. Montazeri, P. Duhamel. A set of algorithms linking NLMS and block LMS algorithms // *IEEE Tran. Signal Processing*, vol. 43, no. 2, Feb. 1995.
21. M. Harteneck, S. Weiss, R. W. Stewart. Design of Near Perfect Reconstruction Oversampled Filter Banks for Subband Adaptive Filters // *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Volume 46, No. 8, August 1999. pp. 1081 – 1086.
22. D. Morgan, J. C. Thi. A delayless subband adaptive filter architecture // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 1819 – 1830, Aug. 1995.
23. R. Merched, P. S. R. Diniz, M. R. Petraglia. A delayless alias-free subband adaptive filter structure // *IEEE international symposium on Circuits and systems*, 1997, pp. 2329 – 2332.
24. N. Hirayama, H. Sakai, S. Miyagi. Delayless subband adaptive filtering using the Hadamard transform // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 1731 – 1734, June 1999.
25. S. Miyagi, H. Sakai. Convergence Analysis of Alias-Free Subband Adaptive Filters Based on a Frequency Domain Technique // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 1, January 2004, pp. 79 – 89.
26. Горальски В. Технологии ADSL и DSL. М.: ЛОПИ, 2000. 295с.
27. J.A.C. Bingham. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea whose time has come // *IEEE Comm.Mag.*, pp. 5 – 14, May 1990.
28. J. M. Cioffi, J. A. C. Bingham. A data-driven multitone echo canceller // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2853 – 2869, Oct. 1994.
29. M. Ho, J. M. Cioffi, J. A. C. Bingham. Discrete multitone echo cancellation // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 817 – 825, July 1996.
30. M. Milosevic, T. Inoue, P. Molnar, B. L. Evans. Fast Unbiased Echo Canceller Update During ADSL Transmission // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 4, April 2003, pp. 561 – 565.
31. Shou-Sheu Lin, Wen-Rong Wu. A Low-Complexity Adaptive Echo Canceller for xDSL Applications // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, May 2004, pp. 1461 – 1465.
32. J. Liu. Efficient and robust cancellation of echoes with long echo path delay // *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-52, pp. 1288 – 1291, August 2004.
33. H. Fan, W. K. Jenkins. An Investigation of an Adaptive IIR EchoCanceller: Advantages and Problems // *IEEE Trans. On ASSP*, vol. 36, no. 12, pp. 1819 – 1834, 1988.
34. J. J. Shynk. Adaptive IIR Filtering // *IEEE ASSP Mag.*, vol. 6, no. 2, pp.4 – 21, 1989.
35. K. Kurosawa et al., Consideration on IIR Type Learning Identification Method // *Trans. IECE*, vol. J-68-b, no. 11, pp. 1229 – 1232, 1985.
36. J. Chao, S. Kawabe, S. Tsujii. A New IIR Adaptive Echo Canceller: GIVE // *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 12, pp. 1530 – 1539, December 1994.
37. A. P. Liavas and P. A. Regalia. Acoustic Echo Cancellation: Do IIR Models Offer Better Modeling Capabilities than Their FIR Counterparts? // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 46, no. 9, September 1998.
38. Шутов С. Л., Султанов Б. В. Быстрая настройка эхокомпенсатора модема для дуплексной связи по коммутируемому телефонному каналу // Сборник трудов I международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 1998. Т. 4, с. 49 – 57.
39. Брюханов Ю. А., Тараканов А. Н. Усовершенствование адаптивного алгоритма эхокомпенсации // *Электросвязь*, 2003. №9. с. 38 – 39.
40. Меньшиков Б. Н. Нелинейная эхокомпенсация на базе кубического фильтра Вольтера с динамически перестраиваемой системой // Сборник трудов VIII международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2006. Т.1, с. 240 – 243.

УДК 681.391

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОПороГОВЫХ ДЕКОДЕРОВ В КАНАЛАХ СВЯЗИ С МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ СИГНАЛОВ

(работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант №05-07-90024в))

Гринченко Н.Н., Овечкин Г.В.

Введение

Развитие систем цифровой передачи и обработки данных в значительной степени определяется возможностями методов обеспечения высокой достоверности передаваемой информации. Наиболее эффективным средством повышения достоверности цифровой информации является применение помехоустойчивого кодирования. Обзор наиболее перспективных методов кодирования по критерию «эффективность-производительность» был сделан в [1], где указывалось, что наибольшее предпочтение в высокоскоростных каналах спутниковой связи заслуживают многопороговые декодеры (МПД) [2].

В большинстве последних публикаций по МПД представлены результаты его исследования в каналах передачи данных с двоичной фазовой модуляцией (ФМ2). В таких условиях при сопоставимой эффективности МПД оказывается существенно (на два-три порядка) проще для реализации, чем другие методы коррекции ошибок [3]. Вместе с тем в современных телекоммуникационных системах на каналы передачи данных часто накладываются значительные ограничения по занимаемой полосе частот и с каждым годом эти ограничения становятся все жестче. Одним из способов уменьшения занимаемой полосы частот является использование многопозиционных сигналов, для формирования которых обычно применяется многопозиционная фазовая (ФММ) или квадратурная амплитудная модуляция (КАММ). В таких условиях для улучшения энергетики канала также необходимо применять помехоустойчивые коды. Можно предположить, что МПД, обладающие большой корректирующей способностью в каналах с двоичной фазовой модуляцией, будут обладать такой же высокой эффективностью и в каналах с многопозиционными сигналами.

Таким образом, целью данной работы является применение многопороговых декодеров в каналах с многопозиционной модуляцией и исследование их эффективности в таких условиях.

Многопороговые декодеры

Многопороговый декодер является итеративным методом декодирования самоортогональных блочных или сверточных кодов [1, 2]. Пример схемы МПД сверточного кода с кодовым расстоянием $d = 5$ и кодовой скоростью $R = 1/2$ с двумя итерациями декодирования представлен на рис. 1. При необходимости использования

Рассмотрены вопросы применения многопороговых методов декодирования (МПД) в каналах с многопозиционной фазовой и квадратурной амплитудной модуляцией. Показано, что многопороговые декодеры в данных условиях оказываются на 1..3 дБ эффективнее классического декодера Витерби при вероятности ошибки порядка 10^{-4} и уступают декодеру турбо кода от 1 до 1,5 дБ. Рассмотрена методика улучшения эффективности МПД за счет оптимизации расположения информационных и проверочных битов в символах сигнального множества. Показано, что применение данной методики позволяет улучшить эффективность МПД примерно на 0,5 дБ.

большого числа итераций (например, при большом шуме в канале) все последующие итерации полностью аналогичны второй.

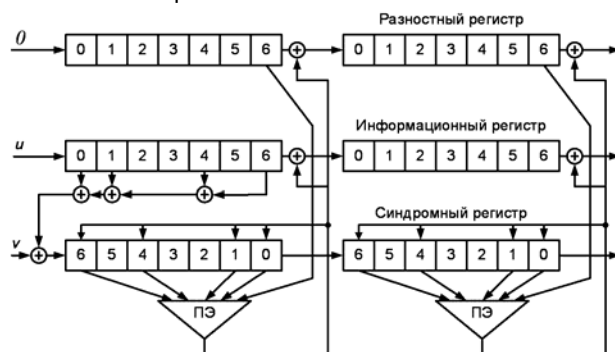


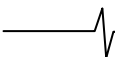
Рис. 1. Схема МПД сверточного кода

Как видно из представленной схемы, каждая итерация МПД отличается от обычного порогового декодера, лежащего в основе данной схемы, только наличием разностного регистра, в котором отмечаются измененные на пороговом элементе информационные символы. Существенно, что решения порогового элемента из разностного регистра затем используются другим пороговым элементом на следующей итерации декодирования. На пороговом элементе каждой итерации МПД в процессе декодирования информационного символа u_k при использовании жесткого модема (соответствует случаю, когда демодулятор оценивает только значения принятых битов) выполняются следующие операции.

1. Вычисляется сумма проверок (каждая из которых для случая жесткого модема равна 0 или 1), т.е. функция

$$L_k = \sum_{m=1}^J S_{g_m} + r_k,$$

где $J = d-1$ – количество проверок (ненулевых элементов порождающего полинома кода g); r_k – символ разностного регистра, относящийся к декодируемому



символу u_k (равный 0 или 1); S_m – m -й элемент синдромного регистра, входящий в множество проверок относительно декодируемого символа u_k .

2. Если $L_k > T$, где $T \geq (d-1)/2$ – значение порога порогового элемента, то символ u_k , все связанные с ним проверки $\{S_{g_m}\}_{m=1,J}$ и символ r_k инвертируются.

3. Переход к декодированию следующего символа (п.1).

Заметим, что при применении мягкого модема (соответствует случаю, когда демодулятор оценивает не только значения принятых битов, но и их надежность) в МПД выполняются те же операции, но проверки на пороговых элементах суммируются уже с весами, определяющими надежность оценок принятых из канала битов.

Применение МПД с многопозиционными системами сигналов

При использовании высокоэнергетических сигналов и жестких требованиях к ширине полосы частот высокие значения эффективности возможны в случае совместного применения многопозиционных систем модуляции и кодирования. Принципы использования МПД для систем сигналов на плоскости типа КАМН и ФМН также разработаны уже достаточно давно [4]. Это позволяет считать, что возможность применения МПД с этими типами сигналов в настоящее время вполне очевидна. При переходе к многомерным сигналам все подходы к применению МПД совместно с такими сигнальными конструкциями остаются аналогичными двумерному случаю, что позволяет одновременно получить значительный энергетический выигрыш кодирования и существенно сэкономить полосу частот передаваемого сигнала.

Рассмотрим принцип многопорогового декодирования для такой системы сигналов на примере КАМ16, для которой расположение сигнальных точек показано на рис. 2.

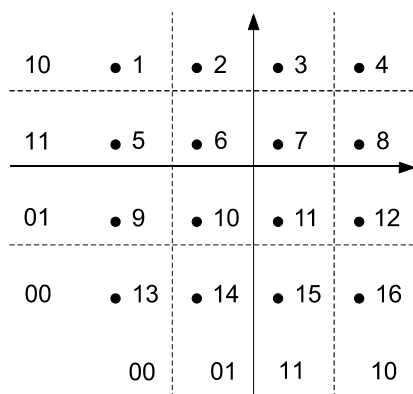


Рис. 2. Двумерная система сигналов для КАМ16

Двоичные пары битов на горизонталях и вертикалях дают представление об одном из вариантов соответствия между сигнальными точками и четверками битов, которые поступают в модем передатчика от кодера, а затем приходят из демодулятора в декодер приемника. Существенным для обеспечения достаточно хорошего согласования систем модуляции и кодирования является то, что для каждого данного сигнала соседние с ним по горизонтали и вертикали сигналы отличаются только в одном бите, а те, которые находятся на диагонали – в двух би-

тах. Такое установление соответствия между сигнальными точками и четверками битов называется кодированием двумерным кодом Грея. На самом деле можно проверить, что свойство увеличения веса Хемминга разности двоичных представлений сигнальных точек имеет место при удалении от любого исходного сигнала не только на 1, но и на 2 позиции, причем соответствующие логарифмы отношений вероятностей для случая удвоения веса Хемминга также примерно удваиваются. Это позволяет считать двоичные векторы разностного и синдромного регистров МПД [2], как и в случае обычной ФМ2, эффективной мерой разности расстояний между передаваемыми символами такой недвоичной системы передачи.

Аналогичные свойства справедливы и при росте числа сигнальных точек в рамках прямоугольной системы сигналов на плоскости или в пространствах большей размерности.

Таким же способом организуется соответствие между сигналами и их двоичным представлением в случае многопозиционной круговой системы сигналов, например, фазовой манипуляции вида ФМН. Для примера на рис. 3 показано расположение сигнальных точек для системы сигналов ФМ8. Легко видеть, что в случае ФМН имеет место рост веса Хемминга для разности двоичных представлений между всеми соседними или удаленными друг от друга на две позиции сигнальными точками.

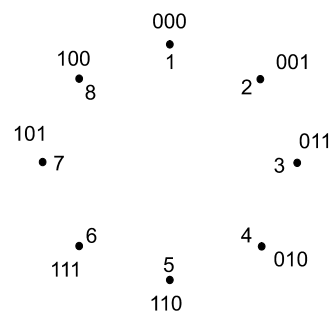


Рис. 3. Двумерная система сигналов для ФМ8

Но из такого монотонного увеличения веса разности двоичного представления сигналов по мере их удаления от любого передаваемого символа в системе КАМН или ФМН констатируем, что как в случае жесткого модема, так и мягкого модема, рост весов и сумм проверок на пороговых элементах с хорошей точностью пропорционален логарифму отношения вероятностей текущего решения МПД и того удаленного (потенциально нового) решения, для которого и вычисляется сумма проверок двоичного кода со специально подобранными кодовыми полиномами для системы многопозиционной модуляции. Именно в этом случае суммы проверок соответствуют сравнению кодовых слов, у которых нет различий в том, рассматриваются ли разности в битах внутри передаваемых символов или все различия наблюдаются только между некоторыми битами в различных символах. Такое устранение различий между двоичными представлениями соотношения расстояний в векторах синдромного и разностного регистров при использовании кода Грея позволяет успешно применять двоичные МПД со сложными системами сигналов.

Эффективность МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов при использовании жестких решений демодулятора

В данном разделе представлены результаты моделирования МПД и других методов коррекции ошибок в канале с многопозиционными системами сигналов. При моделировании использовалась модель канала, задаваемая выражением

$$r = s + w,$$

где $s \in S$ – передаваемый комплексный сигнал; S – множество возможных сигналов, определяемое выбранной системой модуляции; r – принятый комплексный сигнал; w – комплексный аддитивный белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности $N_0/2$ в каждой размерности.

Заметим, что все представленные в данном разделе результаты получены для случая использования жесткого модема, когда демодулятор не формирует оценок надежности своих решений для принятых битов.

Для получения таких решений использовался демодулятор по максимуму правдоподобия, выполняющий оценку переданного символа по формуле

$$s = \arg \min_{s \in S} \|s - r\|.$$

На рис. 4 кривыми 1 – 3 представлены экспериментальные графики зависимости вероятности ошибки на бит $P_b(e)$ на выходе многопорогового декодера от отношения сигнал-шум E_b/N_0 в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и квадратурной амплитудной модуляцией при использовании 16, 32 и 64 символьных созвездий. При декодировании выполнялось от 10 до 20 итераций декодирования сверточного самоортогонального кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, кодовым расстоянием $d = 11$ и длиной n порядка 10000. Заметим, что при этом использовался так называемый код с параллельным каскадированием [5, 6].

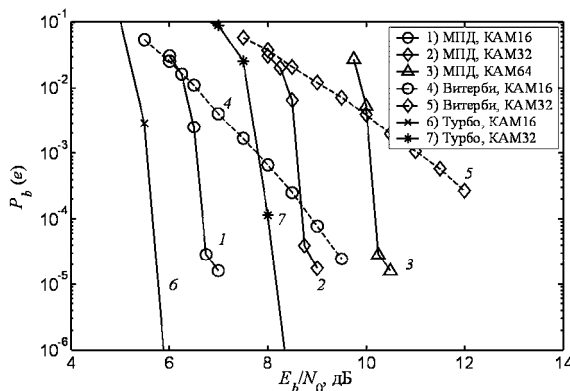


Рис. 4. Эффективность МПД в каналах с KAMN, жесткий модем

На рис. 4 кривыми 4 и 5 также представлены характеристики декодера Витерби [7] для кода с длиной регистра $K = 7$ при использовании КАМ16 и КАМ32 соответственно. Как видно, декодер Витерби в данных условиях при $P_b(e) = 10^{-4}$ проигрывает МПД примерно 2 и 3 дБ. Кривыми 6 и 7 на рис. 4 показаны характеристики очень мощного турбо кода [8] с кодовой скоростью $R = 1/2$,

который образован путем параллельного каскадирования двух рекурсивных систематических сверточных кодов с конструктивной длиной $K = 4$. В данном турбо коде применялся перемежитель типа S-random длиной $L = 5000$ (общая длина турбо кода составляет $n = 10000$). При декодировании турбо кода выполнялось 8 итераций, на каждой из которых для декодирования составляющих кодов применялся Max-Log-MAP алгоритм. Из сравнения характеристик турбо кода и МПД видно, что эффективность последнего оказывается хуже примерно на 1 дБ, но МПД при этом почти на два порядка проще для практической реализации, чем данный турбо код [3].

На следующем рис. 5 представлены характеристики МПД для того же сверточного кода, что и на рис. 4, но в канале с многопозиционной фазовой модуляцией (ФММ). При этом использовалась такая же модель канала с другим множеством сигнальных точек S .

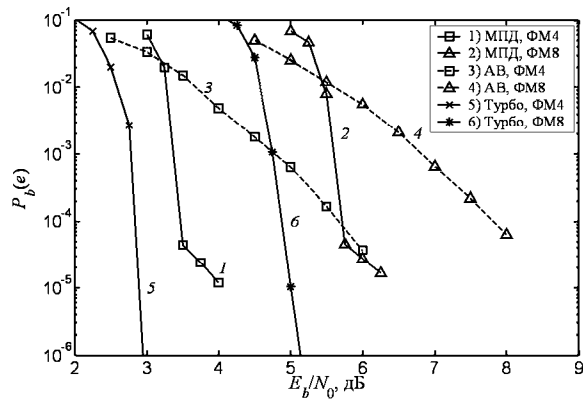


Рис. 5. Эффективность МПД в каналах с ФММ, жесткий модем

Видно, что соотношения между характеристиками многопорогового декодера, декодера Витерби и турбо кода сохраняются и при данном виде модуляции.

Эффективность МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов при использовании мягких решений демодулятора

В данном разделе представлены результаты моделирования МПД и других методов коррекции ошибок в канале с многопозиционными системами сигналов и использовании мягких решений демодулятора.

При моделировании использовалась модель канала, описанная в предыдущем разделе. Мягкие решения относительно принятых битов формировались в соответствии со следующим выражением:

$$LLR(b_i) = \ln \frac{\sum_{s_j \in S: b_i=1} e^{-\frac{([Re(s_j) - Re(r)]^2 + [Im(s_j) - Im(r)]^2)}{2\sigma^2}}}{\sum_{s_j \in S: b_i=0} e^{-\frac{([Re(s_j) - Re(r)]^2 + [Im(s_j) - Im(r)]^2)}{2\sigma^2}}}.$$

Здесь: r – принятый символ; $Re(s)$ – действительная часть s ; $Im(s)$ – мнимая часть s ; σ^2 – дисперсия гауссовского шума; $s_j \in S: b_i = a$ – все символы сигнального созвездия, для которых i -й бит равен a .

На рис. 6 и 7 соответствующими кривыми представлены характеристики тех же методов коррекции ошибок, что и на рис. 4 и 5, но при использовании мягких решений демодулятора. Из данных рисунков следует, что в этих условиях характеристики МПД оказываются примерно на 1 дБ лучше характеристик декодера Витерби при $P_b = 10^{-4}$. Кроме того, видно, что МПД проигрывает по эффективности турбо коду порядка 1,5 дБ.

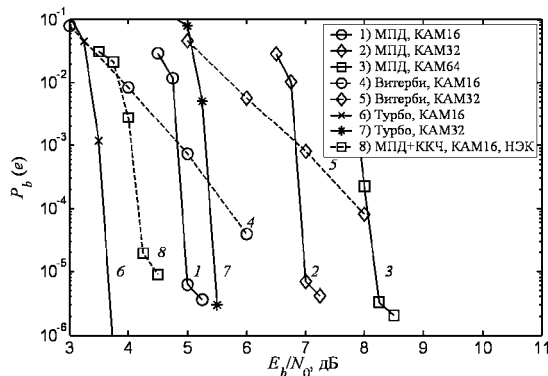


Рис. 6. Эффективность МПД в каналах с КАМН, мягкий модем

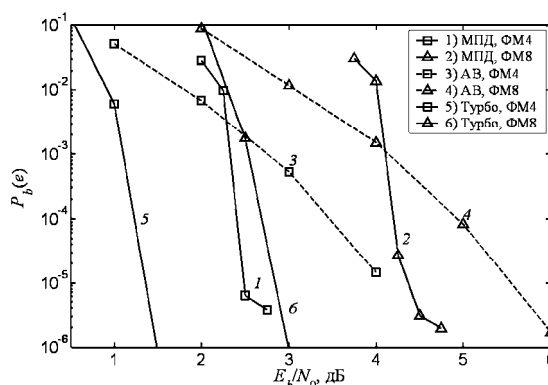


Рис. 7. Эффективность МПД в каналах с ФМН, мягкий модем

Улучшение эффективности МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов

Одним из возможных способов приближения области эффективной работы МПД к пропускной способности канала является его использование в каналах с неравномерной энергетикой [9], когда при передаче информационные символы передаются сигналами с большей энергией, а проверочные – с меньшей. При этом общая энергия, требуемая для передачи данных, остается постоянной. В публикациях по многопороговым методам декодирования показано, что в таких каналах граница эффективности применения МПД смещается в область больших уровней шума в канале, но при этом несколько понижается достоверность его решений [9].

Известно, что в каналах с многопозиционными системами сигналов отдельные биты сигнального созвездия защищены по-разному. Например, для системы КАМ16, представленной на рис. 2, первый и третий биты защищены больше, а второй и четвертый – меньше. При этом оказывается, что вероятность ошибки в первом и третьем битах в два раза меньше вероятности ошибки во втором и четвертом битах. Похожая ситуация наблюдается и при

использовании других многопозиционных систем сигналов. Таким образом, канал с многопозиционными системами сигналов можно рассматривать в качестве канала с неравномерной энергетикой. В результате для приближения области эффективной работы МПД к пропускной способности канала можно информационные символы сообщения располагать в более надежных битах созвездия, а проверочные – в менее надежных.

На рис. 8 кривой 1 еще раз показаны характеристики МПД самоортогонального кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, кодовым расстоянием $d = 11$ и длиной n порядка 10000 в канале с АБГШ при использовании КАМ16 и демодулятора, формирующего жесткие решения. Кривая 2 соответствует случаю расположения информационных битов в более надежных позициях символа, а проверочных – в менее надежных. Заметим, что область эффективной работы МПД приблизилась к пропускной способности канала примерно на 0,5 дБ, но при этом область насыщения вероятности ошибки оказалась несколько выше. Вместе с тем, для уменьшения вероятности ошибки в области эффективной работы, как показано в [6], возможно использование совместно с МПД простейшего кода с контролем четности (ККЧ). Применение ККЧ позволяет снизить вероятность ошибки декодирования на 1..2 порядка практически без увеличения сложности результирующей схемы [6]. Характеристики каскадной схемы, состоящей из МПД и ККЧ длины 50, в случае расположения информационных битов в более надежных позициях символа для тех же условий показаны на рис. 8 кривой 3. Из рисунка видно, что применение предложенного подхода позволило приблизить эффективность МПД к пропускной способности канала примерно на 0,5 дБ. В результате преимущество гораздо более сложного ранее рассмотренного турбо кода (кривая 5) перед МПД при вероятности ошибки порядка 10^{-4} оказалось даже меньшим, чем 0,5 дБ.

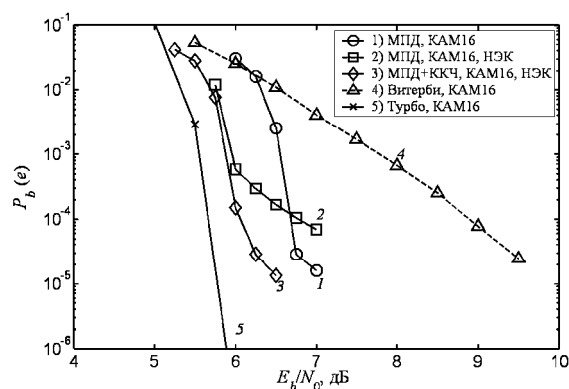


Рис. 8. Эффективность МПД в каналах с КАМ16, жесткий модем

Результаты моделирования рассмотренной каскадной схемы при расположении информационных битов в более надежных позициях символа для случая использования мягких решений демодулятора показаны на рис. 6 кривой 8. В данном случае улучшение характеристик МПД оказалось равным 0,7 дБ.

Заметим, что похожего результата можно добиться и при использовании других многопозиционных систем сигналов.

Заключение

Таким образом, в статье рассмотрены вопросы применения многопороговых методов декодирования в каналах с многопозиционными системами модуляции, таких как квадратурная амплитудная и многопозиционная фазовая модуляция. Показано, что в данных условиях при использовании как жестких, так и мягких решений демодулятора, МПД является на 1..3 дБ более эффективным, чем классический декодер Витерби, и уступает декодеру турбо кода около 1..1,5 дБ. При этом сложность практической реализации МПД оказывается на два или даже более порядков меньше сложности декодера турбо кода и других методов коррекции ошибок с сопоставимой эффективностью. Рассмотрена методика улучшения эффективности МПД за счет оптимизации расположения информационных и проверочных битов в символах сигнального множества. Показано, что применение данной методики позволяет приблизить область эффективной работы МПД к пропускной способности канала более чем на 0,5 дБ. Все это допускает применение многопороговых декодеров в высокоскоростных системах передачи данных, в которых наряду с высокими требованиями к энергетике канала накладываются жесткие ограничения на расширение полосы частот.

Дополнительную информацию о МПД можно найти на веб-сайте [10].

Библиографический список

1. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи // Электросвязь. 2003. №9. С. 34–37.
2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с.
3. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Сложность реализации эффективных методов декодирования помехоустойчивых кодов // 6-я межд. конф. и выст. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: 2004. Том 1. С. 220–221.
4. Банкет В.Л., Золотарев В.В. Эффективность многопозиционных систем модуляции и многопорогового декодирования // В сб.: ЕС Всесоюзная школа-семинар по вычислительным сетям». М.-Пушкино, 1984. Ч. 3.2.
5. Золотарев В.В. Параллельное кодирование в каналах СПД // В сб.: «Вопросы кибернетики». ВК-120. – М.: 1986.
6. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Использование многопорогового декодера в каскадных схемах // Вестник РГРТА, 2003, вып.11, С. 112-115.
7. Витерби А. Границы ошибок для сверточных кодов и асимптотически оптимальный алгоритм декодирования // Некоторые вопросы теории кодирования. М.: Мир, 1970. С. 142–165.
8. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes // Proc. of the Intern. Conf. on Commun. (Geneva, Switzerland). 1993. May. P. 1064–1070.
9. Брауде-Золотарев Ю.М., Золотарев В.В. Пороговое декодирование в каналах с неравномерной энергетикой // В сб.: «VII Конференция по теории кодирования и передачи информации». Доклады, Ч. II, Теория помехоустойчивого кодирования. – М.: Вильнюс, 1978.
10. Веб-сайт www.mtdbest.iki.rssi.ru

Уважаемые коллеги!

Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы)

В 2007 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз.). Журнал будет распространяться по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2007», «ExpoElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе (не менее 2-х рекламных полос в течение года) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере (в счет оплаченной рекламы).
3. Установка баннера Вашего сайта (или логотипа вашей организации) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» (www.dsps.ru) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется от 50 до 100 посещений сайта www.dsps.ru).
4. Предоставление до 30 экз. очередного номера журнала в счет оплаченной рекламы.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки - 1000 у.е.
- 2-я страница цветной обложки - 700 у.е.
- 3-я страница цветной обложки - 600 у.е.
- цветная внутренняя полоса - 500 у.е.
- 1\2 цветной внутренней полосы - 250 у.е.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: tor@rgta.ryazan.ru

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ФОКУСИРУЕМОГО СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ ДНА:

Моделирование и исследование эффективности

Витязев В.В., Колодько Г.Н., Воронков Д.В.

Введение

Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени с разрешающей способностью, приближающейся, по крайней мере, в отдельных выделенных участках к оптическим системам, остается актуальной, научно значимой и требует для своего решения разработки новых подходов, опирающихся на все шире открывающиеся возможности методов и технологий цифровой обработки сигналов. В ранее представленной работе [1] проблема формирования РЛИ была рассмотрена с общих позиций. Было показано, что методы и алгоритмы многоскоростной и адаптивной обработки траекторного сигнала являются эффективным инструментом формирования РЛИ в режиме доплеровского облучения луча (ДОЛ). Вместе с тем, режим ДОЛ ограничен с позиции достижимой разрешающей способности по угловым координатам, и поэтому наиболее приемлем для реализации быстрого передне-бокового обзора с относительно невысокой разрешающей способностью [2,3]. Для более детального анализа выделенных участков земной поверхности используют режим фокусируемого синтеза апертуры (ФСА), повышающий разрешающую способность в десятки раз.

Проблемы, с которыми приходится сталкиваться при реализации режима ФСА, являются предметом обсуждения настоящей работы. Как известно [2], главный сдерживающий фактор потенциально достижимого азимутального разрешения в данном режиме заключается в требовании стабильности параметров траекторного сигнала на длительном временном интервале (до 10 с). Уход параметров принимаемого сигнала должен компенсироваться соответствующим изменением параметров опорных функций. Таким образом, адаптация и самофокусировка – это единственная возможность решения проблемы повышения разрешающей способности в реальных условиях формирования РЛИ [2,3]. Но стабилизация или отслеживание изменения параметров траекторного сигнала – не единственная проблема реализации режима ФСА. Повышение разрешающей способности по дальности и по угловым координатам требует адекватного увеличения вычислительных затрат и емкости памяти данных, которые растут по квадратичной зависимости. Поэтому

Рассматривается проблема формирования РЛИ в режиме ФСА и пути ее эффективного решения с позиции минимизации общих затрат на реализацию при телескопическом обзоре предварительно выделенных участков земной поверхности. Проводится оценка влияния рассогласования параметров траекторного сигнала и опорной функции на качество формирования РЛИ. Предлагается способ построения цифрового приемника с использованием многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала. Приводятся результаты моделирования.

желательна разработка методов и алгоритмов их минимизации при сохранении потенциально достижимой разрешающей способности и качества формируемых РЛИ.

Ниже рассматривается проблема формирования РЛИ в режиме ФСА и пути ее эффективного решения с позиции минимизации общих затрат на реализацию при телескопическом обзоре предварительно выделенных участков земной поверхности. Проводится моделирование процесса формирования РЛИ выделенного участка с заданными: размером, пространственными координатами относительно носителя бортового радиолокационного комплекса (БРЛК) и линейной разрешающей способностью. Предполагается, что за время синтеза РЛИ параметры движения носителя БРЛК остаются постоянными.

Математическая модель траекторного сигнала в режиме ФСА. Постановка задачи исследований.

Простой и в достаточной степени адекватный способ математического описания радиоизображения основывается, как и ранее [1], на предположении, что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому i -му точечному объекту ставится в соответствие принимаемый сигнал $S_i(t)$ вида:

$$S_i(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi}{\lambda} r_{ni}(t) - \varphi_{0i} \right] \right\}, \quad (1)$$

где: U_i , φ_{0i} – случайные амплитуда и начальная фаза сигнала; λ – длина волны; $G(t)$ – нормированная функция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА; $r_{ni}(t)$ – текущее расстояние от носителя БРЛК до объекта.

Если считать, что заданное разрешение по дальности обеспечивается применением коротких широкополосных импульсов с внутриимпульсной модуляцией типа ФКМ или ЛЧМ, то главной проблемой остается поддержание высокой разрешающей способности по азимуту путем соответствующего увеличения времени

синтезирования РЛИ. При этом решающую роль в азимутальном разделении объектов методом доплеровской фильтрации начинает играть квадратичная составляющая изменения текущего расстояния до каждого i -го точечного объекта:

$$r_{ni}(t) = R_{ni} - Vt \cos \theta_{ni} + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2 R_{ni}} + \frac{V^3 t^3 \sin^2 \theta_{ni} \cos \theta_{ni}}{4 R_{ni}^2} + \dots \quad (2)$$

где: R_{ni} - наклонная дальность до i -го объекта в начальный момент времени, θ_{ni} - азимут i -го объекта в плоскости ДНА, содержащей наклонную дальность, V - скорость полета БРЛК. Предполагается, что траектория полета носителя прямолинейна.

Подставив (2) в аргумент функции (1) и отбрасывая все составляющие выше кубической, получим, что фаза траекторного сигнала изменяется по закону:

$$\varphi_{ni}(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_{ni} - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{V^2 t^2}{R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} - \frac{\pi}{\lambda} \frac{V^3 t^3}{R_{ni}^2} \sin^3 \theta_{ni} \operatorname{ctg} \theta_{ni} + \varphi_{n0i} \quad (3)$$

где $\varphi_{n0i} = \varphi_{oi} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{ni}$ - начальная фаза.

При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{dni}(t) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{ni} - \frac{2V^2 t}{\lambda R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} - \frac{3V^3 \sin^3 \theta_{ni} \operatorname{ctg} \theta_{ni}}{2\lambda R_{ni}^2} t^2 \quad (4)$$

Первый член выражения (4) определяет среднюю доплеровскую частоту, второй – постоянный линейный уход (ЛЧМ-модуляцию), третий - квадратичную составляющую частотной модуляции принимаемого сигнала.

В режиме ФСА, при полной компенсации линейной и квадратичной составляющих изменения фазы траекторного сигнала, теоретический предел интервала синтезирования РЛИ ограничивается временем $T_{сдон}$, в течение которого фазовый набег (3), обусловленный только кубической составляющей, на краях апертуры не превысит $\pi/4$ [2]. Можно показать, что эта величина достигает значения

$$T_{сдон} < \frac{\sqrt[3]{2\lambda R_{ni}^2}}{V \sin \theta} \quad (5)$$

которое более чем на порядок превышает допустимый интервал синтезирования в режиме ДОЛ, и поэтому во всех расчетах, как правило, принимают во внимание взаимосвязь между заданным линейным разрешением δl и требуемым временем синтезирования в режиме ФСА, полагая, что главная проблема этого режима – автофокусирование и стабилизация параметров движения носителя БРЛК [2]:

$$T_{ci} = \frac{\lambda R_{ni}}{2V \delta l \sin \theta_{ni}} \quad (6)$$

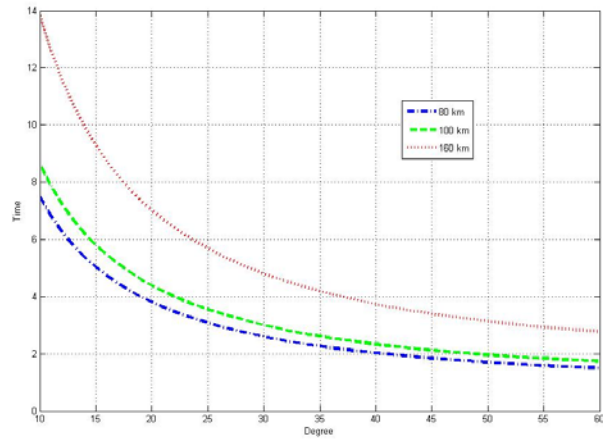


Рис.1. Зависимость времени синтезирования от угла обзора

На рис.1, в качестве примера, представлены зависимости времени синтезирования от угла обзора θ_{ni} при заданных значениях параметров БРЛК: $\lambda = 0,03$, $V = 200$ м/с, $\delta l = 5$ м, для диапазона дальностей 80 – 160 км. Из этих зависимостей видно, что, если в диапазоне углов обзора выше 30° время синтезирования изменяется в небольших пределах, то при малых углах формирования РЛИ связано с большими временными затратами, и при углах меньше 10° практически неприемлемо. Заметим, что при уменьшении дальности обзора в 8 раз (10-20 км) и том же времени синтезирования разрешающая способность потенциально увеличивается в 8 раз. Однако уменьшение расстояния R_{ni} требует согласования с ограничением на допустимое время синтезирования (5).

Таким образом, ограничиваясь квадратичной составляющей фазового набег (3), траекторный сигнал от i -го точечного объекта представим в виде

$$S_i(t) = U_i G_i(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left[Vt \cos(\theta_{ni}) - \frac{V^2 t^2}{2R_{ni}} \sin^2(\theta_{ni}) \right] \right\} \quad (7)$$

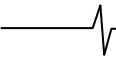
Полный траекторный сигнал – это суперпозиция сигналов всех элементов отражателей, расположенных в зоне обзора ДНА, и шума $p(t)$, включающего все внутренние и внешние источники:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t) + p(t) \cdot$$

Если принять, что $p(t)$ - комплексный гауссовский шум, действительная и мнимая составляющие которого распределены по нормальному закону, имеют нулевое математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности, то оптимальный приемник сигнала от i -го точечного объекта (задержанного относительно начала приема на τ_i) на интервале синтезирования T_c принимает форму:

$$J(\theta_{ni}, \tau_i) = \left| \int_{-T_c/2+\tau_i}^{T_c/2+\tau_i} x(t) h(t-\tau_i, \theta_{ni}) dt \right| = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} x(t+\tau_i) h(t, \theta_{ni}) dt \right| \quad (8)$$

где $h(t, \theta_{ni})$ - опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты и фокусирование изображения в направлении θ_{ni} (компенсацию ЛЧМ-составляющей); τ_i - задержка принимаемого сигнала



относительно момента излучения зондирующих импульсов, определяемая расстоянием до i -го объекта.

В режиме ФСА, с учетом принятых ограничений, опорная функция для i -го точечного объекта может быть представлена в виде:

$$h_i(t, \theta_{ni}) = W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \left[Vt \cos \theta_{ni} - \frac{V^2 t^2}{2R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} \right] \right\}, \quad (9)$$

где $W(t)$ - весовая функция.

При реализации корреляционного приемника (8) в цифровой форме частоту дискретизации сигнала $x(t)$, фактически определяющую минимальную частоту повторения зондирующих импульсов, следует выбирать исходя из ширины его спектра, которая зависит от ширины раскрыва ДНА и, соответственно, диапазона изменения доплеровских частот (4). Без учета внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала, это относительно неширокий диапазон. Однако, высокое разрешение по дальности достигается значительным «обужением» по времени зондирующего сигнала, представляющего собой последовательность коротких импульсов с внутриимпульсной модуляцией. Прием и первичная цифровая обработка таких последовательностей импульсов обычно ведется на частоте дискретизации до 30 МГц и более, с использованием высокоскоростных алгоритмов, реализуемых на ПЛИС. Поэтому вычислительные затраты и требуемая память данных и коэффициентов, приходящиеся на сигнальный процессор в составе БРЛК, определяются только межпериодной обработкой по алгоритму (8) для каждого i -го азимутального направления по всем строкам дальности.

Полное двумерное РЛИ в координатах «дальность-азимут» рассматривается как матрица точечных объектов размерности $R \times L$, где R - число элементов дальности, а L - число азимутальных элементов. При этом каждый (i, j) -й, $j = \overline{1, R}$, $i = \overline{1, L}$, точечный объект несет в себе усредненную информацию о яркости соответствующего (i, j) -го элемента разрешения в координатах «дальность-азимут». Формирование РЛИ размерности $R \times L$ в цифровой форме непосредственно по алгоритму (8), как RL корреляционных приемников (что с точки зрения эффективности реализации на сигнальных процессорах является не лучшим решением), предполагает использование RL опорных функций и RL умножителей-накопителей за период повторения зондирующих импульсов.

Пусть формируется РЛИ выделенного участка земной поверхности размером 256x256 пикселей с заданной линейной разрешающей способностью (до 5 метров) на дальности 80 – 160 км. Изображение синтезируется методом телескопического обзора в режиме ФСА с помощью ДНА шириной 2° в диапазоне азимутальных координат от 10° до 60°, слева или справа от направления движения носителя БРЛК.

Для матрицы 256x256 это потребует более 65 миллионов операций в секунду (что сравнительно немного), но память коэффициентов (отсчетов опорных функций) $h_i(t, \theta_{ni})$ в значительной степени зависящая от интервала синтеза T_c и от частоты повторения зондирующих импульсов F_n , составит $Q = RL T_c F_n$ слов. Так, если $T_c = 1$ с, $F_n = 1$ кГц и $R = L = 256$, то требуемая память коэффициентов $Q = 64$ М слов. И, это только для одного небольшого фрагмента РЛИ размерностью 1,28 x

1,28 км (при линейном разрешении 5 м). Поскольку число таких фрагментов на общей площади обзора от $\pm 10^\circ$ до $\pm 60^\circ$ и в диапазоне дальностей от 80 км до 160 км превышает 8 тысяч, то требуемая память коэффициентов может достигнуть 512 миллиардов слов! При переходе на другие диапазоны дальностей с пропорциональным увеличением разрешающей способности потребуются новый массив отсчетов опорных функций такой же размерности. Следовательно, минимизация требуемого числа опорных функций и увеличение периода их дискретизации – главная задача на пути эффективной реализации на сигнальных процессорах БРЛК режима ФСА (разумеется, при условии стабильности параметров движения носителя БРЛК на всем интервале синтеза T_c).

Далее проводится анализ влияния неточного представления опорных функций на качество формирования РЛИ в режиме ФСА и рассматривается метод построения цифрового приемника, отличающийся возможностью значительного уменьшения емкости памяти данных и коэффициентов, а также повышения вычислительной эффективности и помехоустойчивости.

Оценка влияния рассогласования параметров траекторного сигнала и опорной функции на качество формирования РЛИ

Прежде всего, отметим, что в соответствии с (4), максимальный уход доплеровской частоты, пропорциональный расширению его спектра, за время синтеза РЛИ составит

$$\Delta F_{\text{dmax}}(T_c) = \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_{ni}} \sin^2 \theta_{n \max}.$$

Однако, это сравнительно небольшая величина по отношению к ширине спектра траекторного сигнала без учета ухода частоты, даже при относительно узкой ДНА шириной раскрыва 2°. Так, например, для заданного в [1] контрольного примера: $V = 200$ м/с, $\lambda = 0,03$ м, $R_h = 100$ км, $\theta_n = 28^\circ$ и времени синтеза $T_c = 3,64$ с (что обеспечивает в режиме ФСА линейное азимутальное разрешение 5 м), максимальное расширение спектра частот $\Delta F_{\text{dmax}} = 9,6$ Гц при исходной ширине спектра траекторного сигнала, равной 226 Гц.

Произведенная оценка расширения спектра траекторного сигнала, обусловленного его ЛЧМ модуляцией, позволяет сделать вывод о незначительном влиянии этого фактора на выбор частоты повторения зондирующих импульсов. Вместе с тем обеспечение заданного линейного разрешения по азимуту (5 м на расстоянии 100 км) достигается на интервале синтеза $T_c = 3,64$ с, а, следовательно, при требуемом частотном разрешении, ориентировочно равном 0,3 Гц. Таким образом, за время синтеза доплеровские частоты «пробегают» до 32 частотных каналов. С тем, чтобы «остановить» их, необходимо формирование опорных функций (9) с точностью, гарантирующей, что за время синтеза РЛИ частотное рассогласование между опорной функцией и траекторным сигналом в соответствующей области частот не превышало потенциально достижимое частотное разрешение $\Delta f_{\text{max}} = 1/T_c$ (0,3 Гц в конкретном примере).

Данное предположение позволяет, в свою очередь, оценить минимально необходимое число опорных функций, отвечающих заданному выше требованию с позиции допустимого рассогласования доплеровских частот. Рассогласование может возникать вследствие одного из двух факторов: несовпадения параметров траекторного сигнала и опорной функции по дальности или по азимуту.

В первом случае, рассогласование по дальности на ΔR дает частотное рассогласование на величину:

$$\Delta f_R \approx \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_n^2} \sin^2 \theta_n \Delta R, \quad (10)$$

а во втором случае, рассогласование по азимуту на величину $\Delta \theta$ приведет к уходу доплеровской частоты на величину:

$$\Delta f_\theta \approx \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_n^2} \sin 2\theta_n \Delta \theta, \quad (11)$$

С тем, чтобы этот уход по частоте за время синтеза РЛИ T_c не превысил потенциальную разрешающую способность $1/T_c$, должны выполняться следующие условия:

$$\Delta R < \frac{\lambda R_n^2}{2V^2 T_c^2 \sin^2 \theta_n}; \quad \Delta \theta < \frac{\lambda R_n}{2V^2 T_c^2 \sin 2\theta_n}, \quad (12)$$

или с учетом приближенного соотношения между угловым и линейным азимутальным разрешением $\Delta \theta = \Delta \theta R_n$:

$$\Delta \theta < \frac{\lambda R_n^2}{2V^2 T_c^2 \sin 2\theta_n}. \quad (13)$$

Для рассматриваемого примера: $\lambda = 0,03$ м, $R_n = 100$ км, $T_c = 3,64$ с, $V = 200$ м/с, $\theta_n = 28^\circ$, допустимое рассогласование по дальности $\Delta R = 1,14$ км и по азимуту $\Delta \theta = 0,328$ км. Если при этом размеры фрагмента телескопического обзора (1,28 x 1,28) км, то для формирования РЛИ достаточно одной опорной функции на все элементы дальности и не менее 4-х различных опорных функций на азимутальные элементы. Таким образом, общее число опорных функций, а, следовательно, и емкость памяти коэффициентов уменьшаются в 16 тысяч раз!

Еще один фактор, влияющий на требуемую память весовых коэффициентов – это частота повторения зон-

сигнала с помощью входного фильтра-дециматора предварительной обработки.

Структура цифрового приемника на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала

Как и в рассмотренном ранее [1] режиме ДОЛ для секторного обзора, прием траекторного сигнала предлагается вести с использованием многоскоростной адаптивной обработки по структуре, представленной на рис.2.

В зависимости от азимутального положения центра выбранного фрагмента РЛИ и его размеров, вектор параметров $\bar{p}$ определяет настройку полосы пропускания ЦФД на выделяемую полосу частот траекторного сигнала. Поскольку полоса частот последнего сужается от 400 Гц до 80 Гц для сектора шириной 2° , при изменении направления ДНА от 60° до 10° [1], а полоса фактически выделяемых частот уменьшается пропорционально уменьшению азимутального размера фрагмента РЛИ, то коэффициент децимации V ЦФД может меняться в широких пределах. Например, для фрагмента 256×256 пикселей с линейным разрешением 5 м ширина полосы частот приблизительно в 3 раза меньше ширины полосы частот всего траекторного сигнала, а значит - коэффициент децимации V лежит в пределах от 3 до 12, уменьшая в соответствующее число раз размерность обрабатываемых далее отсчетов предварительно преобразованного траекторного сигнала, а, следовательно, и память коэффициентов. Отметим также, что уменьшение размерности массивов обрабатываемых данных и скорости их ввода – это эффективный способ уменьшения общих вычислительных затрат и собственного шума.

Последующая корреляционная обработка выделенного фрагмента траекторного сигнала $y(nT_2)$ предполагает для каждого элемента дальности использование в общем случае $h = 256$ демодуляторов ЛЧМ-сигналов и 256 опорных функций. Вместе с тем, как показал приведенный выше анализ влияния рассогласования параметров опорных функций и траекторного сигнала, число различных опорных функций в данном конкретном примере может быть уменьшено до $m = 4$.

В этом случае достаточно выполнить линейную частотную демодуляцию (ЛЧДМ) с использованием

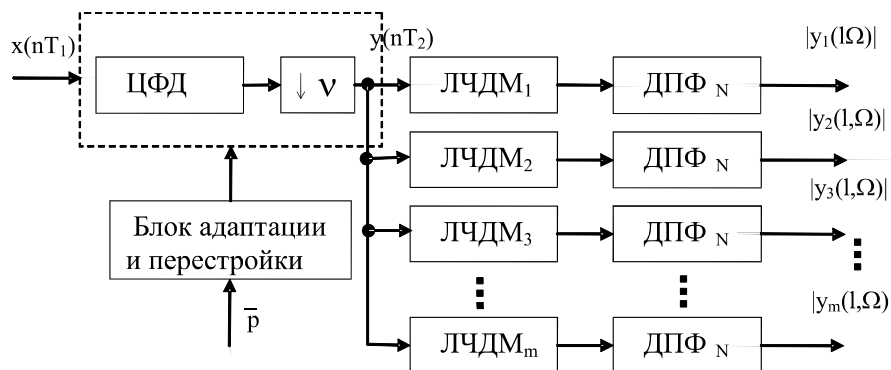
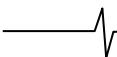


Рис. 2. Структура цифрового приемника

дирующих импульсов, а точнее - потенциально возможное понижение частоты дискретизации траекторного

только 4-х опорных функций, а последующее разделение каждой составляющей по 64 частотным кана-



лам произвести с помощью ДПФ размерностью N , которая определяется длительностью интервала синтеза и частотой дискретизации сигнала $y(nT_2)$ на выходе фильтра-дециматора.

Моделирование телескопического обзора в режиме ФСА

Моделирование телескопического обзора проводилось при следующих исходных данных. Фрагмент РЛИ размерностью 256x256 пикселей формируется в режиме ФСА с линейным разрешением 5 м на дальности 99329 – 100610 м под азимутальным углом в направлении полета носителя БРЛК, равном 28° . Время синтеза $T_c = 3,64$ с, частота повторения зондирующих импульсов $F_n = 500$ Гц, скорость полета носителя БРЛК $V = 200$ м/с, длина волны $\lambda = 0,03$ м.

Синтез траекторного сигнала от каждого i -го точечного объекта (всего 65536 точечных объектов) выполнялся в соответствии с выражением (7), а формирование самого РЛИ по алгоритму корреляционного приема (8) с использованием 65536 опорных функций вида (9), дискретное представление каждой из которых на интервале синтеза $T_c = 3,64$ с содержит $N = 1820$ комплексных отсчетов. Полученный фрагмент синтезированного изображения при точной фокусировке режима ФСА по всем элементам дальности и азимута представлен на рис.3а. Прямая реализация корреляционного приемника для заданных исходных данных требует хранения 65536 опорных функций по 1820 комплексных отсчетов каждая, что эквивалентно резервированию памяти коэффициентов емкостью ориентировочно 238 миллионов слов.

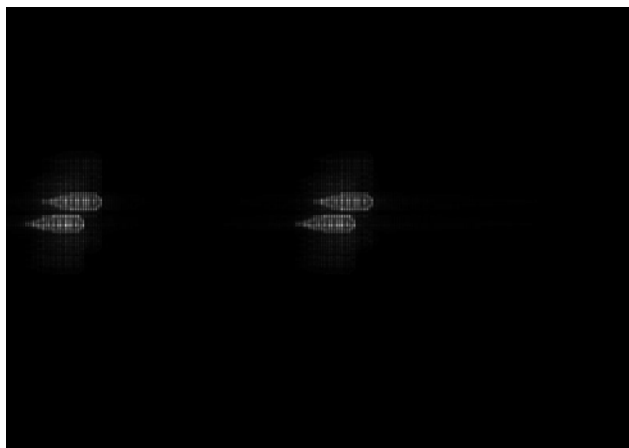


Рис.3а. Изображение местности при точной фокусировке

Цель настоящего моделирования состояла в том, чтобы показать экспериментально возможность многократного уменьшения числа различных опорных функций без существенного ухудшения качества синтезируемого РЛИ. В частности, как следует из расчетных соотношений (12) и (13), для рассматриваемого примера достаточно ограничиться одной опорной функцией для всех элементов дальности и использовать только четыре вместо 256 опорных функций по азимуту.

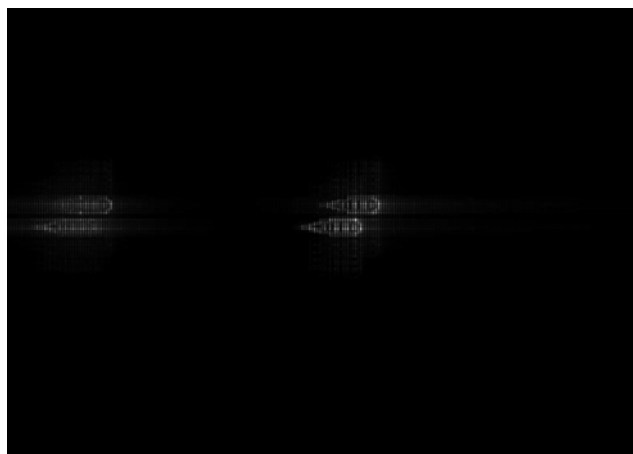


Рис. 3б. Изображение местности при использовании только одной опорной функции и алгоритма БПФ

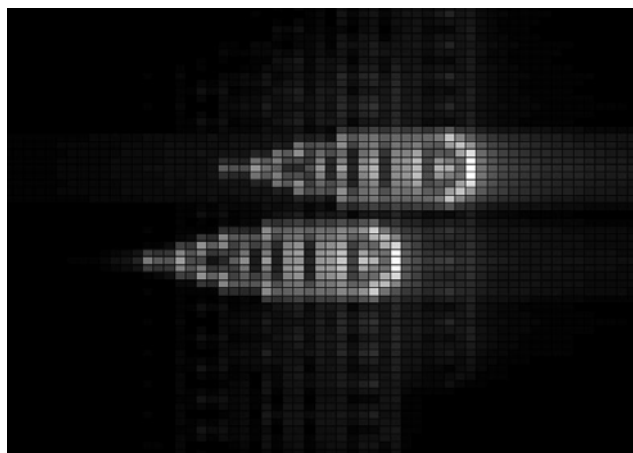


Рис.3в. Фрагмент изображения с помощью способа, основанного на алгоритме БПФ вблизи от опорной функции

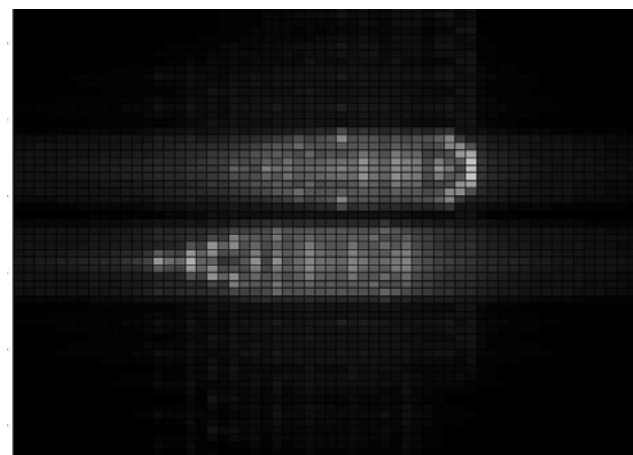


Рис. 3г. Фрагмент изображения с помощью способа, основанного на алгоритме БПФ вдали от опорной функции

На рис.3б – 3г представлены результаты моделирования. Рис.3б отражает тот факт, что использование одной и той же опорной функции для всех элементов дальности (т.е. без учета номера канала по дальности) не приводит к заметному ухудшению качества изображения. Вместе с тем, использование только одной опорной функции по азимуту и алгоритма БПФ для частотного разделения каналов дает отклонение от исходного изображения, осо-

бенно заметное на краях фрагмента. Это проявляется в явной форме в увеличенном масштабе изображения (рис.3в и рис.3г). Поэтому последующие исследования проводились путем увеличения числа различных по азимутальной координате опорных функций.

На рис. 4 представлены результаты моделирования для ситуации, когда объекты РЛИ являются точечными излучателями и рассматривается только небольшой фрагмент (20х25) пикселей. Рис. 4а – исходное изображение. Последующие иллюстрации (рис. 4б – 4е) отражают влияние используемого числа опорных функций

на качество формирования РЛИ и показывают, что применение 4-х опорных функций достаточно для восстановления требуемого азимутального разрешения.

Совместную работу БРЛК в режиме секторного переднее-бокового обзора с ДОЛ и в режиме телескопического обзора с ФСА выделенного фрагмента земной поверхности иллюстрирует рис. 5. Выделяемый в режиме ДОЛ фрагмент исходного изображения (рис. 5а) на рис. 5б отмечен штриховым контуром. На рис. 5в представлено синтезируемое в режиме ФСА изображение выделенного фрагмента.



Рис. 4а. Исходное изображение

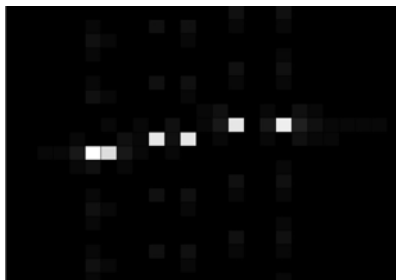


Рис. 4б. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вблизи от опорной функции)

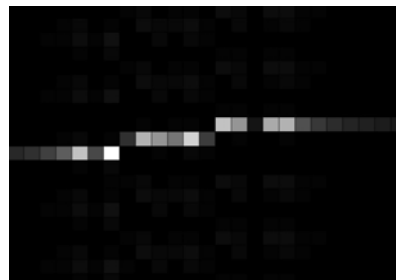


Рис. 4в. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции)

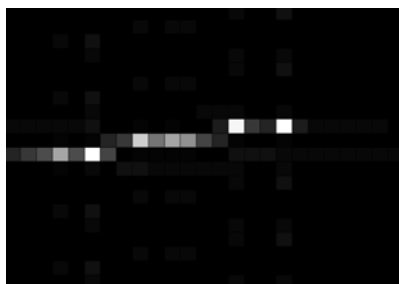


Рис. 4г. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 2 опорные функции

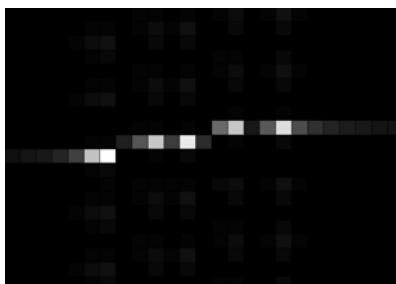


Рис. 4д. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 3 опорные функции

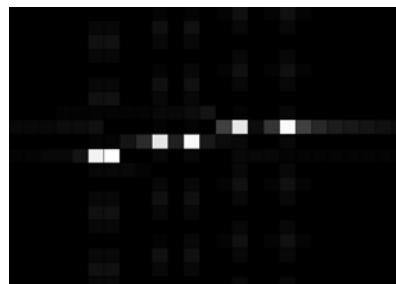


Рис. 4е. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 4 опорные функции

Рис. 4. Моделирование точечных излучателей

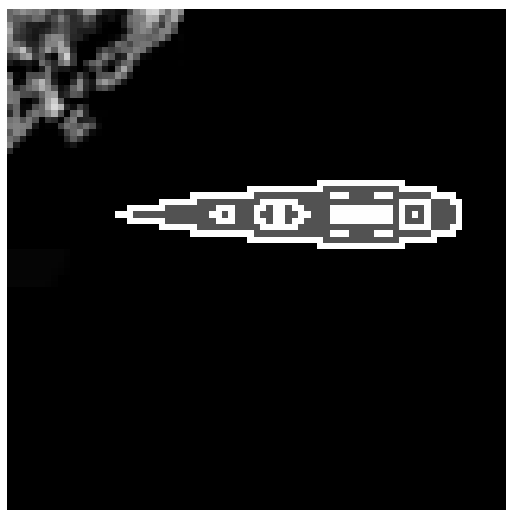


Рис. 5а. Исходное оптическое изображение

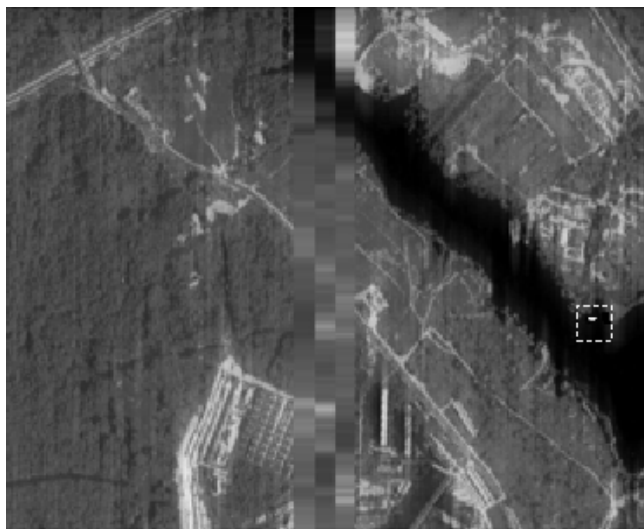


Рис. 5б. Синтезированное РЛИ в режиме секторного обзора с ДОЛ



Рис. 5в. Синтезированный в режиме ФСА фрагмент изображения

Заключение

Проведенное моделирование телескопического обзора фрагмента земной поверхности в режиме ФСА позволяет сделать вывод о потенциальной возможности достижения высокой разрешающей способности и соответственно качества формирования РЛИ при использовании сравнительно небольшого числа различных опорных функций. Относительно небольшая чувствительность разрешающей способности приемника к рассогласованию параметров опорной функции и траекторного сигнала по азимутальной координате, в свою очередь, дает возможность использовать вместо множества точно настроенных корреляционных приемников несколько частотных демодуляторов, компенсирующих линейную составляющую ухода частот от центра к краям формируемого фрагмента РЛИ, и процессор ДПФ, реализующий последующее частное разделение каналов, как правило, по алгоритму БПФ.

Общая требуемая память данных и коэффициентов, а также вычислительные затраты могут быть дополнительно уменьшены путем введения предварительной обработки траекторного сигнала с использованием адаптивной многоскоростной фильтрации по структуре приемника, представленной на рис.2. Так, например, для рассмотренного выше примера ширина полосы час-

тот выделяемой части спектра траекторного сигнала не превышает 70 Гц при общей ширине спектра 218 Гц. Таким образом, если частота повторения зондирующих импульсов $F_n = 500$ Гц, то коэффициент децимации принимает значение $V = 7$ и, соответственно, число отсчетов траекторного сигнала на интервале синтеза может быть уменьшено до 256 с последующей весовой обработкой (для заданного множества их 4-х опорных функций размерностью $N = 256$) и 256-точечным БПФ-преобразованием по каждой из 4-х составляющих.

Литература

1. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие \ Под ре. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Антипов В.Н., Ильчук А.Р., Фролов А.Ю. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой в комплексах управления самолетом и его оружием // Радиотехника, 2005, № 6.

УДК 621.396.96

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО АЛГОРИТМА ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Кошелев В.И., Нгуен Т.Д.

Введение. Постановка задачи

В настоящее время в условиях постоянного роста интенсивности воздушного движения и угрозы использования воздушных объектов в целях терроризма или контрабанды особенно актуальна задача обеспечения безопасности воздушного движения. Исследования в области распознавания образов и развитие технологии способствуют созданию более современных РЛС, способных не только обнаруживать, но и классифицировать типы воздушных объектов (ВО).

В [1-3] обсуждается создание признаков для распознавания ВО. Методы создания дальностных портретов (ДП) ВО наиболее просты, но их использование приводит к хорошим результатам лишь при высоком разрешении РЛС по дальности и небольшом числе ВО. Для создания классификатора при неизвестной функции распределения плотности вероятностей ДП ВО используются непараметрические методы распознавания (минимум среднего расстояния, *к-ближайших соседей*, нейронные сети и др.). Искусственные нейронные сети (ИНС) являются мощным инструментом для решения многих сложных задач [4, 5], в том числе задач распознавания образов, классификации объектов и т.д.

С целью анализа эффективности ИНС для решения поставленной задачи ниже приведены результаты моделирования процедуры распознавания на примере пяти ВО. При моделировании приняты следующие типовые числовые значения параметров: разрешение РЛС по дальности - 1м, частота повторения зондирующих импульсов РЛС - 100 Гц, ширина окна наблюдения РЛС - 200 м, время наблюдения - 2 сек, сектор сканирования по угловым координатам - 40 градусов, шаг дискретизации по угловым координатам - 5 градусов. При данных параметрах для каждого типа ВО может быть получено 1600 ДП. Полученное множество будем разделять поровну на обучающее и контрольное. Таким образом, на каждом шаге дискретизации курса получим 100 ДП. В соответствии с теоремой Котельникова каждому портрету соответствует 200 отсчетов. Для сокращения числа отсчетов и устранения неопределенности положения в окне наблюдения ДП центрируются по медианному отсчету в меньшем окне - шириной 70 м, что соответствует 70 отсчетам одного портрета. Анализ проводился с использованием программы моделирования, описанной в [6].

Проведено моделирование алгоритмов распознавания с помощью искусственных нейронных сетей и метода *к-ближайших соседей* с использованием дальностных портретов для 5 типов воздушных объектов. Сравнение различных методов распознавания по критерию вероятности правильного распознавания и времени выполнения алгоритма выявило преимущества нейросетевого алгоритма.

Создание и обучение искусственных нейронных сетей

В рассматриваемой задаче ДП можно считать одномерными образами ВО. Число слоев ИНС зависит от сложности решаемой задачи. При моделировании была использована структура трехслойной ИНС. Количество входов первого слоя равно количеству отсчетов ДП, т.е. 70. Количество нейронов выходного слоя равно количеству типов ВО, т.е. 5. Количество нейронов скрытого слоя меняется от 10 до 200 (в таблице 1 приведены результаты для 80 нейронов). Зависимость качества распознавания от количества нейронов рассматривается ниже отдельно. В качестве функции активации используются дифференциальные функции *Tansig* в скрытом и *Purelin* в выходном слое. Такая модель ИНС может точно аппроксимировать любую функцию [5] и дает возможность использовать так называемый метод обучения обратного распространения ошибок (ОРО).

Функционирование ИНС описывается системой уравнений:

- а) входного слоя ИНС $X=[x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N]$, N - количество отсчетов ДП,
- б) скрытого слоя ИНС

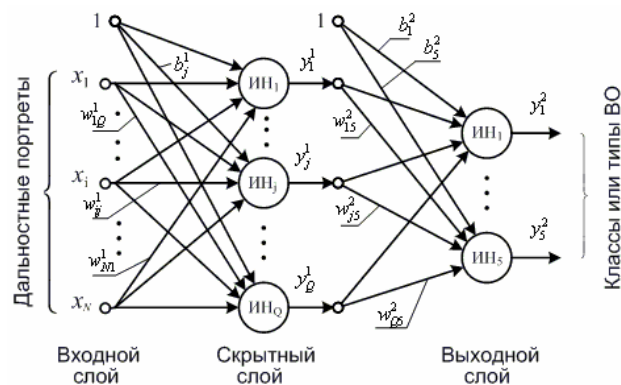
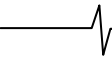


Рис.1 структура ИНС



$$y_j^l = f(net_j + b_j^l), net_j = \sum_{i=1}^N w_{ij}^l x_i^l, \quad (1)$$

где $j=1...Q$, Q – количество нейронов в скрытом слое, b – вектор смещения.

с) выходного слоя ИН

$$y_l^2 = f(net_l + b_l^2), net_l = \sum_{j=1}^Q w_{jl}^2 y_j^1, \quad (2)$$

$l=1...L$, L – количество нейронов в выходном слое.

Согласно методу обратного распространения ошибок (ОРО) [5], весовой коэффициент w_{ij} изменяется после t -ой итерации:

$$w_{ij}^{(m)}(t) = w_{ij}^{(m)}(t-1) + \Delta w_{ij}^{(m)}(t), \quad (3)$$

где w_{ij} – весовой коэффициент синаптической связи, соединяющей i -ый нейрон слоя $m-1$ с j -ым нейроном слоя m ; $\Delta w_{ij}^{(m)}$ – подстройка весовых коэффициентов, считается по следующей формуле:

$$\Delta w_{ij}^{(m)} = -\eta \cdot \delta_j^{(m)} \cdot y_i^{(m-1)}, \quad (4)$$

где η – коэффициент скорости обучения, $0 < \eta < 1$, $y_i^{(m-1)}$ – выход нейрона i слоя $m-1$. Для выходного слоя ИНС величина $\delta_j^{(m)}$ вычисляется по формуле:

$$\delta_l^2 = (y_l^2 - d_l) \cdot \frac{dy_l}{ds_l}, \quad (5)$$

а для скрытого слоя – по формуле:

$$\delta_j^1 = \left[\sum_l \delta_l^2 \cdot w_{jl}^2 \right] \cdot \frac{dy_j}{ds_j}. \quad (6)$$

Для сокращения времени обучения используем 10% из всего количества ДП в обучающем множестве, т.е. 10

ДП в одном дискретном курсе, в результате получается всего 80 ДП каждого типа. Проведем обучение ИНС при отношении сигнал-шум не хуже 5 дБ. Экспериментально показано, что обучение ИНС целесообразно проводить в реальном отношении сигнал-шум, для которого в последующем будет проводиться распознавание ВО.

Для сравнения работоспособности ИНС с другими методами проведем распознавание методом k -ближайших соседей (КБС) [7-8], в том числе при $k = 1$, что соответствует методу ближайшего соседа (БС).

По методу КБС образ p_q относят к классу, к которому принадлежит его k ближайших соседей. Эталон $p_r \in \{p_1, p_2, \dots, p_R\}$ называется ближайшим соседом p_q , если

$$d(p_r, p_q) = \min_r \{d(p_r, p_q), r = 1, 2, \dots, R\}. \quad (7)$$

При использовании метода КБС, выбор числа ближайших соседей определяется экспериментально.

Результаты распознавания с помощью ИНС показаны в табл.1. При использовании временных признаков объекты Г и Е имеют самые высокие вероятности правильного распознавания (ВПР), они принадлежат к классу ВО малого размера. Объекты А и В относятся к среднему классу и имеют наименьшие ВПР. Объект Б принадлежит к большому классу. С уменьшением отношения сигнал-шум ВПР несколько ухудшаются. Это объясняется тем, что ИНС хорошо обучены, и эти типы ВО хорошо разделены по ДП при данных условиях моделирования.

В табл.2 приведены результаты распознавания ИНС различных алгоритмов обучения и методов k -ближайших соседей. Полученные результаты усреднены по всем типам ВО.

Таблица 1

SNR, дБ	Использование временных признаков					Использование спектральных признаков				
	А	Б	В	Г	Е	А	Б	В	Г	Е
5	0.855	0.841	0.846	0.96	0.908	0.845	0.656	0.818	0.770	0.818
10	0.883	0.883	0.871	0.985	0.919	0.931	0.865	0.941	0.960	0.915
20	0.89	0.906	0.878	0.987	0.928	0.956	0.963	0.989	0.998	0.947
30	0.891	0.907	0.88	0.988	0.93	0.957	0.970	0.993	1	0.945
40	0.893	0.908	0.882	0.988	0.932	0.955	0.971	0.994	1	0.946

Таблица 2

Алгоритм	Время обучения	Время распознавания.	SNR, дБ				
			5	10	20	30	40
GD	127 мин.	2.5 м.-сек.	0.882	0.908	0.918	0.919	0.921
Полак-Рибьер	27 мин.	2.5 м.-сек.	0.876	0.900	0.913	0.914	0.913
Повел -Беал	25 мин.	2.5 м.-сек.	0.875	0.900	0.909	0.910	0.911
БС		55 м.-сек.	0.868	0.885	0.906	0.910	0.910
КБС		67 м.-сек.	0.870	0.903	0.916	0.919	0.920

Обучение ИНС методом градиентного спуска (GD) требует большего времени из-за медленной сходимости. Сопряженные алгоритмы Полака-Рибьера и Повела-Беала сходятся быстрее GD, при сравнимых результатах распознавания. ВПР различных модификаций ИНС и методов k -ближайших соседей мало различаются. Преимущество ИНС состоит в значительном (в 10-ки раз) уменьшении времени распознавания.

Устранение неопределенности положения ДП в окне наблюдения при центрировании отсчетов приводит к ошибкам из-за флуктуации амплитуды ДП и изменения скорости ВО. Устранить этот недостаток можно при использовании распознавания в спектральной области. Используем только модуль амплитудного спектра в качестве признаков распознавания. Результаты применения спектрального метода приведены в табл.1. Они демонстрируют, что ВПР по спектральным признакам выше, чем ВПР по временным признакам.

Применение спектральных признаков позволяет точнее определить центр ДП, т.к. спектр сигналов ДП узкополосный. Все эти условия дают возможность сократить количество признаков при распознавании до 30 для каждого ДП при незначительном уменьшении ВПР (см. табл. 3).

Заключение

Рассмотрены методы создания множества признаков и сравнение ИНС с традиционными методами. Создание обученного множества и выбор признаков являются ключевыми в задаче распознавания. В данном случае использование спектральных признаков предпочтительнее по сравнению с временными. Выбор структуры и способа обучения ИНС сильно влияют на время обучения и качество распознавания. Главное преимущество ИНС состоит в большем быстродействии.

Литература

1. Стайнберг Б.Д. Формирование радиолокационного изображения самолета в диапазоне СВЧ // ТИИЭР.-1988-Т.76.-№12-с.26-45.
2. Митрофанов Д.Г. Построение двумерного изображения объекта с использованием многочастотного зондирующего сигнала// Измерительная техника -2001-№2-с.57-62.
3. Ширман Я. Д., Горшков С. А., Лещенко С. П., Братченко Г. Д., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование. Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1996. № 11 - с. 3 – 63.

Таблица 3

Количество нейронов	Время обучения	Время распознавания	SNR, дБ				
			5	10	20	30	40
10	4 мин.	4.0 м.-сек.	0.643	0.777	0.860	0.871	0.870
20	5 мин.	4.2 м.-сек.	0.643	0.777	0.860	0.871	0.870
40	6 мин.	4.4 м.-сек.	0.666	0.807	0.884	0.891	0.891
60	9 мин.	4.4 м.-сек.	0.673	0.813	0.893	0.900	0.900
80	11 мин.	4.5 м.-сек.	0.675	0.817	0.894	0.901	0.901
120	17 мин.	4.6 м.-сек.	0.673	0.817	0.892	0.899	0.899

В табл.3 приведены результаты распознавания с изменением количества нейронов в скрытом слое. В качестве алгоритма обучения использовался алгоритм Повела-Беала, количество спектральных признаков 30. Результаты усреднены по всем типам ВО.

ВПР несколько уменьшается, зато число признаков уменьшается более чем в два раза. Большое число нейронов в скрытом слое приводит к увеличению времени обучения и распознавания. Увеличение числа нейронов в скрытом слое более чем 60 не приводит к лучшим результатам. При этом время распознавания спектральных признаков увеличивается в результате необходимости преобразования Фурье.

4. Галушкин А.И. Решение задач в нейросетевом логическом базисе// Нейрокомпьютеры -2006-№2 с.49-70.
5. Хайкин Саймон. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание. Пер. с англ. М. Издательский дом «Вильямс». 2006. - 1104с.
6. Shirman Y. D., Gorshkov S. A., Leshchenko S. P., Orlenko V. M., Sedyshev S. Yu. "Radar Target Backscattering Simulation - Software and User's Manual". Artech House, 2002.
7. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. М.: Мир. 1976 – 511с.
8. Sergios Theodoridis Pattern recognition: Department of Informatics and Telecommunications University of Athens 2003. - 689 p.

НЕСОГЛАСОВАННЫЕ ПОЧТИ-ИДЕАЛЬНЫЕ ДВОИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Кренгель Е.И.

Введение

Двоичные последовательности с хорошими корреляционными функциями широко используются в широкополосной связи и радиолокации [1-3]. Во многих приложениях требуются последовательности с идеальными и почти идеальными автокорреляционными функциями. Напомним, что последовательность называется идеальной, если ее периодическая автокорреляционная функция при всех ненулевых сдвигах равна нулю, и почти-идеальной, если ее автокорреляционная функция равна нулю при всех ненулевых сдвигах, кроме одного [3-6]. На сегодня известна только одна идеальная двоичная последовательность $1\ 1\ 1\ -1$ длины $N=4$ [3].

В качестве выхода из этого положения было предложено использовать несогласованную фильтрацию двоичных последовательностей с помощью фильтров подавления боковых лепестков [1]. Такая фильтрация обеспечивает идеальную автокорреляционную функцию на выходе фильтра, но в то же время приводит к некоторым потерям в отношении сигнал/шум (SNR) на выходе фильтра по сравнению с согласованной фильтрацией. Показано, что в этом случае коэффициенты несогласованного фильтра представляют собой недвоичные последовательности с объемом алфавита ≥ 3 , для нахождения которых требуются нетривиальные вычисления [1,7,8]. Кроме того, в большинстве случаев энергетическая эффективность последовательности η , определяемая как отношение SNR на выходе несогласованного фильтра к SNR на выходе согласованного фильтра, в асимптотике стремится к некоторому фиксированному значению $\eta < 1$ [7].

Ввиду этого применение почти-идеальных двоичных (АРВ) последовательностей с одним ненулевым боковым выбросом точно по центру может дать определенные преимущества, поскольку при согласованной фильтрации их эффективность всегда равна единице, а весовые коэффициенты фильтра суть двоичные числа.

В настоящей работе, представлены новые сбалансированные двоичные последовательности длины $N=4(p^m+1)$, $p^m-1 \equiv 0 \pmod 4$, которые на выходе несогласованного фильтра с двоичными весовыми коэффициентами создают сигналы, имеющие форму почти идеальной автокорреляционной функции, и при этом обладают энергетической эффективностью, близкой к единице. Последовательности с такими свойствами

Рассмотрены некоторые новые сбалансированные двоичные последовательности длины $N=4(p^m+1)$, которые на выходе двоичного несогласованного фильтра образуют сигналы, совпадающие по форме с почти-идеальной автокорреляционной функцией. При этом энергетические потери из-за рассогласования стремятся к нулю с ростом N . Эти последовательности получили название несогласованных почти-идеальных двоичных последовательностей. Показано, что МАРВ порождаемой последовательности при четных значениях m имеют уникальную длину относительно известных почти-идеальных двоичных последовательностей длины $N=2(p^m+1)$. Даны примеры построения некоторых МАРВ последовательностей и рассмотрено их применение в широкополосной связи.

получили название несогласованных почти-идеальных двоичных (МАРВ) последовательностей.

Конструирование

Новые МАРВ последовательности образуются из почти-идеальных троичных (АРТ) последовательностей длины $N=4(p^m+1)$ [9] с помощью замены 4-х нулевых элементов знакопеременной последовательностью единиц. Рассмотрим эту конструкцию более подробно.

Пусть $p > 2$ есть простое число, а $n=2m$, $m \geq 1$ - такие целые числа, что p^m-1 кратно 4. Пусть α есть примитивный элемент поля $GF(p^n)$ и β есть примитивный элемент поля $GF(p^m)$. Тогда, согласно [9] последовательность $\mathbf{w}=\{w_i\}$, задаваемая выражением

$$w_i = \psi(tr_m^n(\alpha^i)), \quad i=0,1,\dots, 4(p^m+1)-1, \quad (1)$$

$$\psi(x) = \begin{cases} (-1)^{\lfloor ((\text{ind}_\beta x) \bmod 4)/2 \rfloor}, & x \neq 0 \\ 0, & x = 0 \end{cases}, \quad x \in GF(p^m) \quad (2)$$

где $\text{ind}_\beta x$ – индекс (логарифм) x по основанию β , а $\lfloor u \rfloor$ – $\max \{z \mid z \leq u, z - \text{целое}\}$, есть почти-идеальная троичная (АРТ) последовательность длины $N=4(p^m+1)$ с 4 нулевыми элементами и корреляционными пиками $\theta(0)=4p^m$ и $\theta(N/2)=-4p^m$. Заметим, что в силу построения последовательность $\mathbf{w}$ является сбалансированной.

Из (2) следует, что $w_j=0$ при $j=(p^m+1)/2$, $3(p^m+1)/2$, $5(p^m+1)/2$ и $7(p^m+1)/2$. На основе последовательности $\mathbf{w}$ строим двоичную последовательность $\mathbf{b}=\{b_j\}$, $j=0,1,\dots,4(p^m+1)-1$, с общим членом

$$b_j = \begin{cases} 1, & \text{если } j=(p^m+1)/2 \text{ или } 5(p^m+1)/2 \\ -1, & \text{если } j=3(p^m+1)/2 \text{ или } 7(p^m+1)/2 \\ w_j, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (3)$$

Очевидно, что последовательность $\mathbf{b}$ также сбалансированная.

Возьмем теперь двоичную последовательность $\mathbf{c}=\{c_i\}$, полученную из $\mathbf{w}$ заменой ее 4-х нулей на единицы (минус единицы) в качестве весовой последовательности несогласованного фильтра. Легко видеть, что последовательности $\mathbf{b}$ и $\mathbf{c}$ различаются только в двух элементах. Кроме того, последовательности 1111, 1-11-1 и 11-1-1 попарно являются не коррелированными последовательностями [2]. С учетом этого, а также свойств декомпозиции АРТ последовательностей [9] находим, что взаимно-корреляционная функция $\mathbf{b}$ и $\mathbf{c}$ полностью совпадает с автокорреляционной функцией АРТ последовательности (1) такой же длины.

Согласно [7,8] эффективность несогласованной фильтрации задается выражением

$$\eta = \frac{R_{bc}^2(0)}{R_{bb}(0)R_{cc}(0)}, \quad (4)$$

где $R_{bc}(j)$, $R_{bb}(j)$ и $R_{cc}(j)$ - периодические взаимно и автокорреляционные функции последовательностей $\mathbf{b}$ и $\mathbf{c}$. После подстановки соответствующих значений окончательно имеем

$$\eta = \frac{p^{2m}}{(p^m+1)^2} \quad (5)$$

Из (5) видно, что эффективность η при возрастании длины N стремится к 1. Таким образом, последовательность (3) есть сбалансированная МАРВ последовательность.

МАРВ последовательности уникальной и неуникальной длины

В [10] было доказано, что общее число АРТ последовательностей (1) длины $4(p^m+1)$ равно

$$M_1 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{m}.$$

Очевидно, общее число МАРВ последовательностей (3) также равно

$$M_1 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{m}.$$

Кроме того, можно показать, что общее число АРВ последовательностей длины $2(p^m+1)$ есть

$$M_2 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{2m}.$$

Для удобства разграничения МАРВ и АРВ последовательностей обозначим соответствующие их параметры через (p_1, m_1) и (p_2, m_2) . Рассмотрим случай, когда МАРВ и АРВ последовательности имеют одну и ту же длину, т.е. когда $4(p_1^{m_1}+1) = 2(p_2^{m_2}+1)$. Нетрудно убедиться, что $M_1=M_2$ только когда $m_1=m_2$. В случае $m_1 \neq m_2$ имеют место две ситуации: 1) $M_1 > M_2$ ($m_1 < m_2$) и 2) $M_1 < M_2$ ($m_1 > m_2$). В дальнейшем все МАРВ последовательности, длины которых совпадают с длиной некоторой АРВ последовательности, будем называть неуникальными. Параметры всех неуникальных МАРВ последовательностей длины $N < 1000$ представлены в Таблице 1. Здесь же приведены параметры соответствующих АРВ последовательностей.

С другой стороны было обнаружено, что среди МАРВ последовательностей с длиной $N < 100$ существует единственная последовательность длины $N=72$, для которой АРВ последовательности не существует. В об-

щем же случае имеется бесконечное число МАРВ последовательностей (3), длины которых не совпадают с длинами АРВ последовательностей [9]. Все такие МАРВ последовательности мы назовем уникальными. В частности, из работы [9] следует, что все МАРВ последовательности (3) с четным значением m являются уникальными. Параметры всех уникальных МАРВ последовательностей для $N \leq 2088$ приведены в Таблице 2.

Таблица 1.

Параметры всех неуникальных МАРВ последовательностей длины $N < 1000$

p_1	m_1	p_2	m_2	N	M_1	M_2
5	1	11	1	24	4	4
3	2	19	1	40	4	8
13	1	3	3	56	12	4
29	1	59	1	120	16	16
41	1	83	1	168	24	24
53	1	107	1	216	36	36
3	4	163	1	328	20	80
89	1	179	1	360	48	48
113	1	227	1	456	72	72
11	2	3	5	488	60	24
5	3	251	1	504	24	72
233	1	467	1	936	144	144

Таблица 2.

Параметры всех уникальных МАРВ последовательностей длины $N \leq 2088$

p	m	N	M_1	η	p	m	N	M_1	η
17	1	72	12	0,8920	277	1	1112	276	0,9928
5	2	104	12	0,9246	17	2	1160	112	0,9931
37	1	152	36	0,9481	313	1	1256	312	0,9936
7	2	200	20	0,9604	317	1	1272	208	0,9937
61	1	248	60	0,9680	337	1	1352	312	0,9941
73	1	296	72	0,9732	7	3	1376	112	0,9942
97	1	392	84	0,9797	349	1	1400	240	0,9943
101	1	408	64	0,9805	353	1	1416	232	0,9944
109	1	440	80	0,9819	19	2	1448	180	0,9945
137	1	552	88	0,9856	373	1	1496	320	0,9947
149	1	600	80	0,9867	389	1	1560	192	0,9949
157	1	632	156	0,9874	397	1	1592	396	0,9950
13	2	680	64	0,9883	401	1	1608	264	0,99503
181	1	728	144	0,9890	409	1	1640	320	0,99513
193	1	776	192	0,9897	421	1	1688	420	0,99527
197	1	792	120	0,9899	433	1	1736	360	0,99540
229	1	920	176	0,9913	449	1	1800	240	0,99556
241	1	968	220	0,9918	457	1	1832	456	0,99564
257	1	1032	168	0,9923	461	1	1848	240	0,99568
269	1	1080	144	0,9926	521	1	2088	336	0,99617



Пример уникальной MAPB последовательности.

Далее используя (3), строим следующую МАРВ последовательность уникальной длины 72: -111-1-11-1-1-1111-111111-11-1-11-11-11-111-1-111111-1-111-11111-1-11-1-1-1-1-11-111-11-11-1-1-1-111-1-1-1-1 с весовой последовательностью несогласованного фильтра 111-1-11-1-1-1111-111111-11-1-11-11-11111-1-111111-1-111-11111-1-11-1-1-1-1-11-111-11-11-11-1-111-1-1-1-1. В результате выход такого фильтра при периодической последовательности **b** на его входе будет иметь вид:

Пример неуникальной MAPB последовательно-
стн.

111-1-1-1-1-1-1-1-1-11111111-1-11-11-11-11-111-1-1-
1-11-111-111-1-11-10-1-11-1-1-1-11111-111-1 111-1-
111-1-111-111-1-11-1-11-111-1-1-11-11111-1-111111-
11-111111-11-1111-1111-111111-1-111 -11-1-11-1-1-
1011-11-11-1-1-1-11-11-1-11-1111-1111-11-1-1-1-111-1-
1-111-1-111111-1-1-111111 111-1-1-1-1-1-1-111-11-11-
11-11-1-11111-11-1-11-1-111-11011-11111-1-1-1-11-1-
11-1-1-111-1-11 1-1-11-1-111-111-11-1-1111-11-1-1-1-
111-1-1-1-1-11-11-1-1-11-11-1-1-1-11-1-1-1-1-1-1-
111-1-1 1-111-11110-1-1 1-11-11111-11-111-11-1-1-11-
1-1-11-11111-1-1111-1-111-1-1-1-1-1-1.

11-1-1-111-1-111-1-11-1-111-111-11-1-1111-11-1-1-1-
111-1-1-1-1-11-11-1-1-1-11-11-1-1-11 -1-1-11-1-1-1-1-
111-1-11-111-11111-1-11-11-11111-11-111-11-1-1-11-1-
1-11-11 111-1-11 11-1-111 -1-1-1-1-1. При этом эф-
фективность фильтрации $\eta=0,9779$, а потери соот-
ветственно равны 0,097дБ.

Проведенные расчеты показывают, что неуникальные MAPB последовательности при $N > 100$ по эффективности почти не уступают APB последовательностям. Фактически это означает увеличение общего числа имеющихся APB последовательностей.

Непосредственное применение периодических МАРВ или АРВ последовательностей в широкополосных системах связи для синхронизации создает проблему, вызванную захватом в режиме поиска за боковой лепесток, равный по абсолютной величине основному лепестку. Вероятность такого ложного захвата равна $1/2$. Для устранения этого воспользуемся фактом, что значение нечетно-периодической взаимно-корреляционной функции последовательностей **b** и **c** при сдвиге на $N/2$ равно нулю. Суть предлагаемого метода крайне проста. Одна из непрерывно передаваемых МАРВ(АРВ) последовательностей (назовем ее маркером) периодически инвертируется. Поэтому при ложном захвате на выходе фильтра (коррелятора) во время приема маркера вместо двух последовательных пиков (отсчеты на выходе фильтра после захвата делаются с периодом N) будут наблюдаться два последовательных нуля. При обнаружении этого производится сдвиг последовательности моментов отсчета влево или вправо на $N/2$, что равносильно переходу в состояние истинного синхронизма. С другой стороны если при поиске происходит захват на основной лепесток, маркером создается единственный отрицательный пик на выходе фильтра. Для более надежного обнаружения ложного захвата в качестве маркера можно использовать три периода знакопеременной $(- + -)$ МАРВ(АРВ) последовательности. В этом случае индикатором ложного захвата будет появление четырех последовательных нулевых значений на выходе фильтра.

В этой статье на основе АРТ последовательностей длины $N=4(p^m+1)$, $p^m-1 \equiv 0 \pmod{4}$, и несогласованной фильтрации построены новые MAPB последовательности с эффективностью, близкой к единице. Полученные MAPB последовательности существенно расширяют множество известных APB последовательностей. Были исследованы MAPB последовательности уникальной и неуникальной длины. Установлено, что в случае неуникальных MAPB последовательностей длины $4(p_1^{m_1}+1)$ их общее число совпадает с общим числом APB последовательностей длины $2(p_2^{m_2}+1)$ только когда $m_1=m_2$. Благодаря своим хорошим корреляционным свойствам MAPB последовательности могут быть использованы в широкополосных системах связи для быстрого вхождения в синхронизм, а также в радиолокации.

Литература

1. В.И. Ипатов. "Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами" – М.: Радио и связь, 1992.
2. P. Fan, M. Darnell, "Sequence Design for Communications Applications", Research Studies Press Ltd., London, 1996.
3. H. D. Lüke, H. D. Schotten, H. Hadinejad-Mahram, "Binary and quadriphase sequences with optimal autocorrelation properties: survey", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-49, No.12, pp. 3271-3282, 2003.
4. J. Wolfmann, "Almost perfect autocorrelation sequences", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-38, No. 4, pp. 1412-1418, 1992.
5. A. Pott, S. Bradley, "Existence and nonexistence of almost-perfect autocorrelation sequences", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-41, No. 1, pp. 301-304, 1995.
6. Ph. Langevin, "Almost perfect binary functions", Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing, 4, pp.95-102, 1993.
7. H.D. Lüke, A. Busboom, "Mismatched filtering of odd-periodic binary sequences", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.34, pp.1345-1350, Oct., 1998.
8. H. Rohling, "Mismatched filter design for pulse compression", Proc. IEEE International Radar conference, pp.253-257, May, 1990.
9. E.I. Kregel, "Almost-perfect and odd-perfect ternary sequences", Proceedings 2004 International Conference on Sequences and Their Applications (SETA '04), Lecture Notes in Computer Science, 3486, Springer-Verlag, pp. 197-207, 2005.
10. E.I. Kregel, "Some new perfect 8-phase sequences with two zeroes", in Proceedings of "Second International Workshop on Sequence Design and its Application in Communications" (IWSDA'05), Shimonoseki, Japan, pp.35-38, October 10-14, 2005.

CHAMP-AV6: DSP-процессор формата VPX на базе двухядерного микропроцессора Freescale PowerPC/Altivec MPC8641D

Компания Curtiss-Wright Controls Embedded Computing - производитель встраиваемых компьютерных плат и систем для военных применений, выпустила DSP-процессор, построенный на базе двухядерного микропроцессора Freescale PowerPC/Altivec MPC8641D.

Микропроцессор Freescale MPC8641D работает на тактовой частоте до 1.5 ГГц и содержит два ядра PowerPC e600, 64КБ L1-кэш и 1МБ L2-кэш на каждое ядро, два контроллера памяти 64бит DDR/DDR2 SDRAM, четыре контроллера Gigabit Ethernet, интерфейсы PCI Express и Serial RapidIO, а также 128-разрядный векторный процессор Altivec.

Процессорный модуль CHAMP-AV6 выпускается в формате 6U VPX (Versatile Performance Switching, стандарт VITA 46 - расширение VME для высокоскоростных коммутируемых структур) и содержит четыре двухядерных микропроцессора MPC8641D и восьмипортовый коммутатор Serial RapidIO (SRIO), четыре порта которого соединены со SRIO-портами микропроцессоров, а остальные четыре порта выведены на разъем коммутационной структуры VPX P1 для соединения с другими процессорными модулями.

На плате имеется также коммутатор Gigabit Ethernet, четыре порта которого соединены с GbE-портами микропроцессоров MPC8641D, а два порта выведены на разъем линий ввода/вывода VPX. Каждый микропроцессор MPC8641D имеет до 2GB двухканальной DDR2 SDRAM с ECC. В восьмипроцессорной конфигурации CHAMP-AV6 имеет пиковую производительность 64 GFLOPs на тактовой частоте 1ГГц.

Модуль CHAMP-AV6 выпускается в расширенном диапазоне температур -40...+85C в исполнениях для воздушного и кондуктивного охлаждения. Конструктивное исполнение по стандарту VPX-REDI (Ruggedized Enhanced Design Implementation, стандарт VITA 48) позволяет, благодаря увеличенному до 1" шагу установки модулей в крейте, реализовать улучшенный теплоотвод и, благодаря защитному кожуху модуля, обеспечить возможность замены в полевых условиях отдельного модуля, а не блока целиком.

Модуль CHAMP-AV6 имеет слот расширения XMC (Switched Mezzanine Card, стандарт VITA 42), соединенный с восьмиполосным (x8) интерфейсом PCI Express одного из процессорных узлов MPC8641D. Слот XMC поддерживает также режим обычного PMC (PCI Mezzanine Card). Линии ввода/вывода слота XMC/PMC выведены на разъем VPX согласно стандарту VITA 46.9.

Плата CHAMP-AV6 содержит шесть температурных датчиков: по одному на каждый микропроцессор и два на краях платы. Температурные датчики могут генерировать прерывания, и их показания считываются программно.

Программное обеспечение процессора CHAMP-AV6: операционные системы Curtiss-Wright Linux 2.6 и Wind River VxWorks 6.x/Workbench 2.x, а также библиотека DSP-функций SSSL, оптимизированная для Altivec-устройства процессоров PowerPC. Для обмена между процессорами в мультипроцессорной системе применяется коммуникационная библиотека Curtiss-Wright IPC (Inter-Process Communication).

Компания Curtiss-Wright Controls Embedded Computing образована в 2004 году после слияния шести ведущих производителей встраиваемых плат и систем для военных применений: **Dy4 Systems, VISTA Controls, Synergy Microsystems, Systran, Peritek и Primagraphics**. В спектре продуктов Curtiss Wright Controls одноплатные компьютеры, процессоры цифровой обработки сигналов, процессоры графики и видеонизображений с радаров, коммуникационные процессоры, коммутаторы/маршрутизаторы, устройства записи/хранения данных, корпуса и готовые специализированные подсистемы.

Представитель Curtiss Wright Controls Embedded Computing в России - компания AVD Systems
тел: 8-916-1944271, email: avdsys@aha.ru, www.cwcmbedded.com

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ DSP КОМПАНИЙ TEXAS INSTRUMENTS И ANALOG DEVICES В 2006 ГОДУ

Витязев С.В.

Стремительное развитие архитектур цифровых сигнальных процессоров (DSP) и средств их поддержки продолжается. Ведущие компании-производители Texas Instruments Inc. (TI) и Analog Devices Inc. (ADI) ежегодно представляют разработчикам систем цифровой обработки сигналов (ЦОС) новые решения. Данная статья посвящена обзору наиболее интересных новинок 2006 года в сфере DSP, предложенных этими компаниями.

Texas Instruments Inc.

Начать хочется со следующего сообщения. Компания Texas Instruments все больше внимания уделяет продвижению своей продукции на российский рынок. В этом году компания TI предоставила российским разработчикам возможность пользоваться русскоязычным сайтом www.ti.com/ru, содержащим общую информацию о продукции компании, а также информацию об обучающих мероприятиях. Кроме того, создана служба телефонных технических консультаций на русском языке. Прямая связь с техническими специалистами компании TI возможна по телефону +7 (495) 981 07 01.

Первые аппаратные решения DaVinci

Платформа DaVinci, активно продвигаемая компанией Texas Instruments, ориентирована на повышение эффективности разработки систем ЦОС мультимедиа-данных, включая мобильные устройства, домашние и автомобильные информационные и развлекательные системы и другие приложения. Платформа строится на базе спецпроцессоров в виде систем на кристалле, сопровождаемых набором библиотек мультимедиа-кодеков, стандартами представления программных кодов, обеспечивающих портируемость и адаптируемость программного обеспечения (ПО), шаблонами ПО для быстрой разработки собственных продуктов, широким набором средств поддержки разработчика, в том числе программами обучения и информирования. Компания представляет DaVinci, как открытую платформу, на базе которой будут вестись разработки систем ЦОС мультимедиа-данных следующих поколений.

В начале 2006 года TI были выпущены первые процессорные модули платформы DaVinci. Это процессоры семейства TMS320DM644x. Их архитектура строится как система на кристалле, включающая ядро сигнального процессора TMS320C64x+ и

Представлен обзор новых аппаратных и программных продуктов в сфере цифровых сигнальных процессоров, разработанных в 2006 году компаниями Texas Instruments и Analog Devices..

ядро микроконтроллера ARM926, а также специализированные для видеоданных акселераторы, периферийные устройства сетевого обмена и интерфейсы с внешней памятью и другими устройствами хранения информации. Специализация аппаратуры ЦОС для обработки видео позволяет добиться снижения общих затрат на разработку системы и на ее функционирование.

Семейство TMS320DM644x в настоящий момент представлено двумя процессорам: TMS320DM6446 и TMS320DM6443.

Процессор TMS320DM6446 (рис. 1) ориентирован на применение во встраиваемых приложениях следующего поколения, реализующих высокоэффективные алгоритмы кодирования/декодирования мультимедиа-данных, в том числе при передаче по сетевым протоколам. Процессор в составе платформы DaVinci может использоваться для быстрой разработки готовых решений, обеспечивающих поддержку надежной операционной системой, богатый интерфейс пользователя, высокую вычислительную производительность и малое энергопотребление. Такими свойствами его наделяет двойное операционное ядро, строящееся на базе подсистем сигнального процессора (подсистема DSP) и микроконтроллера (подсистема ARM).

Подсистема ARM основана на использовании 32-разрядного ядра ARM926EJ-S, работающего на частоте 297 МГц. Ведется обработка 32-, 16- и 8-разрядных данных. Архитектура памяти включает 16 Кбайт кэш программ, 8 Кбайт кэш данных, 16 Кбайт ОЗУ и 8 Кбайт ПЗУ.

Подсистема DSP использует самое мощное на сегодняшний день ядро 'C64x+ процессора с фиксированной точкой. Пиковая производительность ядра составляет 4752 MIPS (миллионов команд в секунду) или 2376 16-разрядных MMACS (миллионов операций умножения с накоплением в секунду) при рабочей частоте 594 МГц. Внутренняя память ядра DSP строится по иерархической двухуровневой структуре и включает 32 Кбайта кэш программ уровня L1, 80 Кбайт кэш данных уровня L1 и 64 Кбайта памяти уровня L2, выделяемой под программы и данные и конфигурируемой, как обычная память или кэш.

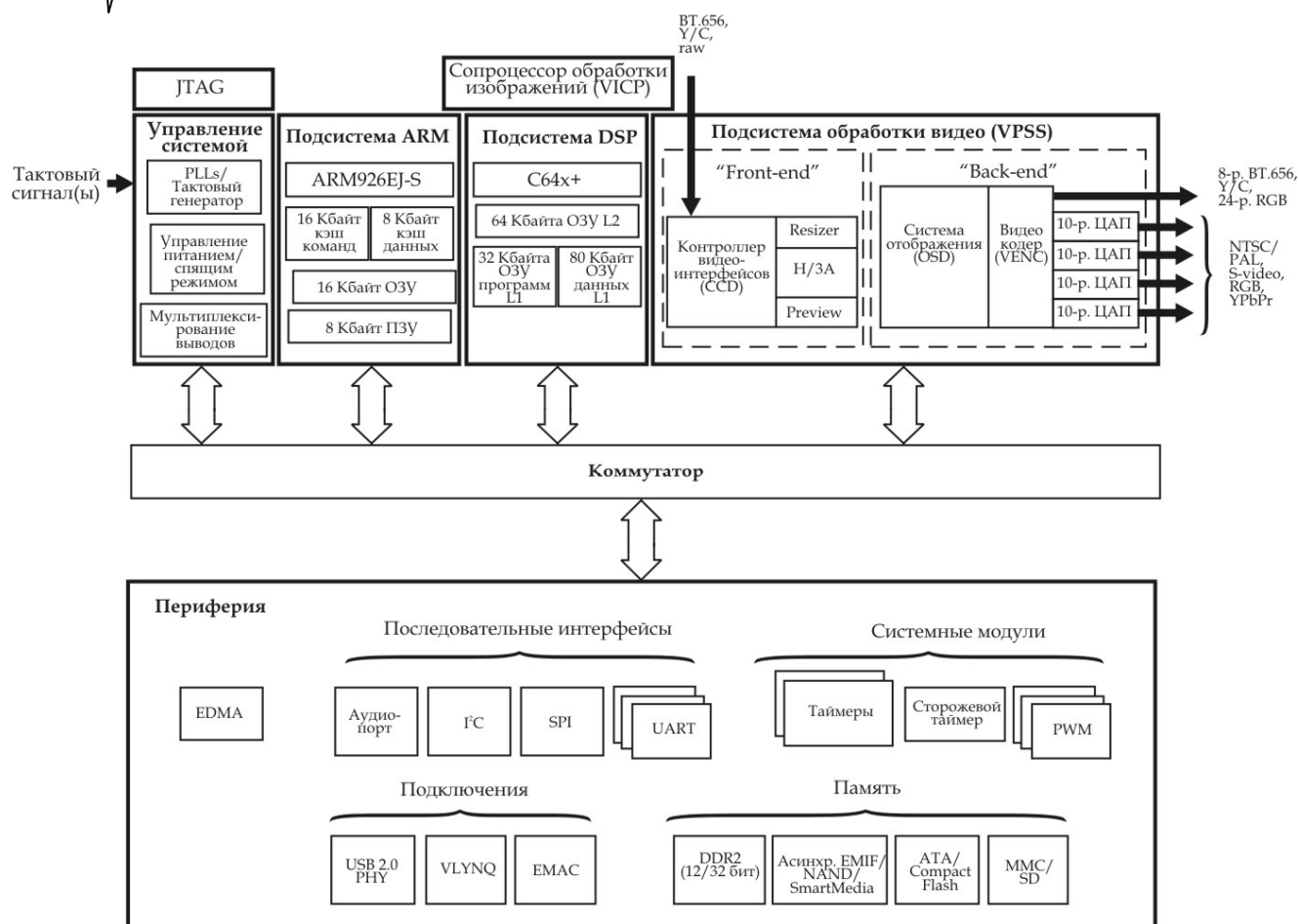


Рис. 1

Имеется богатый набор типовых и специализированных устройств периферии: два видеопорта, порт Ethernet 10/100 Мбит/с с дополнительным управляющим модулем, интерфейс I²C, последовательный аудиопорт (ASP), таймеры общего назначения, сторожевой таймер, ввод/вывод общего назначения, три блока универсального асинхронного передатчика (UART), три блока широтно-импульсной модуляции (PWM), интерфейс внешней памяти – асинхронной (EMIFA) и синхронной (DDR2).

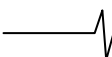
Процессор DM6446 содержит также подсистему обработки видео (Video Processing Subsystem – VPSS), включающую два устройства периферии, ориентированных на видеоданные. Входной интерфейс видеообработки (Video Processing Front-End – VPFE) используется для реализации захвата видеоизображений. Он включает контроллер интерфейса по общепринятым стандартам видеodeкодеров (CCDC), механизм предварительного просмотра (Previewer), модуль анализа гистограммы и автоматического определения экспозиции, баланса белого и фокусировки (H/3A), механизм масштабирования (Resizer). Выходной интерфейс видеообработки (Video Processing Back-End – VPBE) используется совместно с сопроцессором обработки изображений (Video Image Coprocessor – VICP) для вывода на устройство отображения. Он включает механизм вывода на экран (On-screen Display – OSD) и видеокодер (VENC), поддер-

живающий четыре канала цифро-аналогового преобразования (DAC).

Процессор TMS320DM6443 отличается от TMS320DM6446 упрощенной аппаратурой подсистемы обработки видео. Сопроцессор обработки изображений (VICP) в этом процессоре отсутствует, а входной интерфейс видеообработки (VPFE) содержит только блок масштабирования. Архитектура и характеристики вычислительных ядер обоих процессоров являются идентичными.

В конце 2006 года компания TI анонсировала выпуск новой линейки процессоров платформы DaVinci – семейства TMS320DM643x. Принципиальное отличие семейства от TMS320DM644x состоит в отсутствии ядра ARM-микроконтроллера и меньшей стоимости кристаллов. Процессоры TMS320DM6437, TMS320DM6435, TMS320DM6433 и TMS320DM6431 предлагаются производителем по цене менее 10 долларов и позволяют перейти к использованию DaVinci тем разработчикам, для которых стоимость элементной базы является критичной.

Начать работу с платформой DaVinci и процессорами TMS320DM644x можно с помощью оценочного модуля цифровой обработки видеоданных (Digital Video Evaluation Module (DVEVM)). Модуль позволяет провести полную разработку кодов приложения для ядра ARM и управлять ядром сигнального процессора с помощью программных интерфейсов приложения



(API) предоставляемых в рамках DaVinci. Заявленная стоимость модуля составляет \$2495 (цена производителя может отличаться от цен, действующих на территории Российской Федерации). В комплект поставки входит плата на базе процессора TMS320DM446 со встроенными специализированными портами подключения, привод жесткого диска 2,5 дюйма (емкость 40 Гбайт), пульт дистанционного управления, ЖК-дисплей, микрофон и колонки, видеокамера NTSC/PAL и пакет программного обеспечения.

Использование продуктов платформы DaVinci – это, безусловно, эффективный способ быстрой разработки готовых решений в области обработки видеоданных и изображений.

Технология изготовления кристаллов 45 нм

Компания Texas Instrument осваивает технологию 45 нм изготовления кристаллов. Переход на новую технологию позволит повысить степень интеграции, увеличить производительность и снизить потребляемую мощность устройств. Такой переход требует существенного повышения уровня технологий одновременно по многим направлениям. Тем не менее, компания заявляет о реализации этого проекта уже в ближайшие 2 года.

По оценке компании TI применение технологии 45 нм и повышение степени интеграции при разработке систем на кристалле позволят новым системам ЦОС иметь 30-процентный выигрыш по скорости обработки. Это может выливаться, например, в повышение качества воспроизведения видео на мобильных телефонах за счет увеличения числа кадров, обрабатываемых в секунду. Для беспроводных систем связи это может также означать возможность одновременного использования нескольких приложений, например, трехмерной игры с одновременной видеоконференцсвязью между игроками и параллельным выполнением функций электронной почты. Возможны и другие примеры.

С другой стороны, новая технология обещает уменьшить потребление энергии вычислительных устройств, ориентировочно, на 40%. Это означает возможность увеличения времени службы аккумуляторных батарей.

Первые инженерные образцы устройств, выполненных по новой технологии должны появиться в 2007 году. Полномасштабное производство компания TI планирует начать в середине 2008 года.

Снижение стоимости процессоров с плавающей точкой

О новой линейке процессоров в семействе TMS320C67x, строящихся на базе вычислительного ядра C67x+, компания Texas Instruments заявила в прошлом году и выпустила ряд устройств этого класса – процессоры: TMS320C6722, TMS320C6726 и TMS320C6727. В 2006 году компания выпустила новую модель семейства процессоров с плавающей точкой – кристалл TMS320C6720.

Цифровой сигнальный процессор TMS320C6720 в своей разработке ориентирован на снижение стоимо-

сти процессоров с плавающей точкой. Компания заявляет о нем, как о наиболее дешевом устройстве этого класса, выпускаемом в промышленности на данный момент. Стоимость кристалла при покупке в партиях по цене производителя составляет \$5.75. Снижение стоимости по сравнению с другими процессорами TMS320C672x было достигнуто за счет использования наименьших в семействе тактовой частоты (200 МГц) и состава периферийных блоков при сниженном объеме памяти ОЗУ на кристалле (64 Кбайта).

Основные приложения, на которые ориентирован новый процессор, – это чувствительные к стоимости элементной базы электрические музыкальные инструменты, медицинские приборы, устройства биометрии, системы радиовещания, оборудование аудио-конференцсвязи, измерительная аппаратура и другие. В ряде приложений, благодаря снижению цены, становится возможно вытеснение процессоров с фиксированной точкой процессорами с плавающей точкой, что позволит упростить и ускорить процесс разработки.

Отметим также появление отладочного модуля (Evaluation Module – EVM) для процессора TMS320C6727. Модуль считается недорогим решением, оснащенным богатым набором вспомогательных электронных компонентов, способным оказать существенную поддержку разработки собственных решений.

Процессор TMS320C5506 с минимальным потреблением

Семейство процессоров 'C5000 компании Texas Instruments ориентировано на приложения, требующие низкого энергопотребления. Это широкий ряд портативных аудио и видео устройств, переносное медицинское и измерительное оборудование, беспроводные средства связи и так далее.

Новый процессор TMS320C5506 является самым малопотребляющим устройством в своем семействе. Его экономичность достигается за счет ряда следующих факторов. Процессор обладает наименьшим характерным для современных устройств потреблением в режиме ожидания. Оно составляет всего 0.12 мВт при тактовой частоте 108 МГц и напряжении питания 1.2 В. В рабочем режиме потребляемая процессором мощность, включая вычислительное ядро и архитектуру памяти, также невысока и составляет, например, для частоты 108 МГц – 58 мВт. Частота тактирования и напряжение питания регулируются динамически. Поддерживается большое число различных режимов ожидания, когда те или иные устройства периферии или узлы внутренней архитектуры ядра отключаются, переставая потреблять энергию. Наращивание объема внутренней памяти (в процессоре TMS320C5506 он составляет 128 Кбайт) позволяет уменьшить необходимость в обращениях к внешним устройствам памяти, что также ведет к снижению энергозатрат.

Отдельно отметим специальные средства разработки, направленные на поддержку проектов, в которых важен контроль потребления. Компания Texas

Instruments предлагает использовать стартовый набор разработчика с оптимизацией энергопотребления для процессоров TMS320C55x™ (TMS320C55x™ Power Optimization DSP Starter Kit), включающий набор инструментов для анализа энергозатрат, управления ими и оптимизации проекта по этому параметру. Набор оценивается производителем в \$495 и включает ряд инструментальных средств, позволяющих разработчику критичных к потребляемой мощности приложений достаточно просто создавать действительно эффективные решения. К этим средствам относятся: инструменты планирования потребления (Power planning tools); библиотека программ динамической регулировки потребления путем совместного изменения тактовой частоты и напряжения питания (Power Scaling Library); менеджер питания, добавленный в ядро операционной системы DSP/BIOS и позволяющий устанавливать различные режимы потребления (Power Manager in DSP/BIOS™ kernel); аппаратный анализатор потребляемой мощности от компании National Instruments (National Instruments Power Analyzer).

Периферийные устройства процессора TMS320C5506 включают порт USB 2.0 для подключения к персональному компьютеру, 3 последовательных порта (McBSP), 3 таймера, интерфейс I²C, 6-канальный контроллер DMA, 16-разрядный интерфейс внешней памяти и 36 каналов ввода-вывода общего назначения.

Процессор производится в корпусе microBGA 12×12 мм и предлагается производителем по цене \$5.75 при покупке партии от 10000 штук. TMS320C5506 – это замечательный шаг на пути развития платформы C5000.

Снижение стоимости сигнальных контроллеров C28x

Семейство цифровых сигнальных контроллеров TMS320C28x совмещает вычислительную производительность 32-разрядного DSP с фиксированной точкой и уровень интеграции периферии и эффективность управления, характерные для микроконтроллеров. Семейство нашло широкое применение, зачастую заменяя микроконтроллеры в их традиционных сферах использования. Обеспечивая производительность до 150 MIPS (миллионов инструкций в секунду), процессоры C28x в базовой конфигурации содержат на кристалле до 128 К слов Flash- или ROM-памяти, 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь со скоростью 12.5 MSPS (миллионов отсчетов в секунду), интерфейсы QEP и CAP, таймеры с возможностью широтно-импульсной модуляции, последовательные интерфейсы, популярный CAN-интерфейс.

Четыре новые модели сигнальных контроллеров этого семейства – процессоры TMS320F28015, TMS320F28016, TMS320F2801-60 и TMSF2802-60 – базируются на архитектуре процессоров TMS320F2801 и TMS320F2802, но работают на пониженной частоте 60 МГц. Состав периферийных узлов варьируется для различных моделей. Стоимость кристаллов лежит в диапазоне 3...5 долларов при покупке в партиях у производителя. Выпуском новых моделей компания стремится предоставить разработчикам систем промышленного управления (включая цифровые преобразова-

тели мощности, управление двигателями и измерительное оборудование) высокоэффективные и недорогие решения.

Другим новым продуктом компании TI в линейке C2000 является процессор TMS320F28044. Процессор ориентирован на применение в цифровых регуляторах мощности, встраиваемых в системы, требующие динамического управления энергией. К таким системам относятся телекоммуникационное оборудование, портативные вычислительные системы, промышленные системы и другие. Производительность кристалла составляет 100 MIPS. Он способен в одиночку поддерживать управление 16-ю каналами DC/DC-преобразования. Стоимость процессора – \$5 (оптовая цена производителя).

ANALOG DEVICES INC.

Развитие семейства Blackfin

Семейство цифровых сигнальных процессоров Blackfin компании Analog Devices является одним из наиболее популярных и продвигаемых производителем. Эти процессоры отличает высокая вычислительная производительность при малой потребляемой мощности и богатых возможностях внешних интерфейсов. Они ориентированы, в первую очередь, на системы обработки мультимедиа-данных в малогабаритных портативных устройствах и отлично подходят для широкого ряда приложений, таких как системы видеонаблюдения и охранные системы, системы промышленного контроля и автоматики, системы дистанционного наблюдения, пользовательские терминалы, VoIP, биометрия, измерительное и сенсорное оборудование, медицинские приборы, бытовая электроника.

Условно, все процессоры Blackfin можно разделить на 3 класса. К первому классу относятся наиболее высокопроизводительные устройства BF56x, использующие двухядерную архитектуру. Класс средней производительности – это процессоры ADSP-BF533, BF534 и BF537. Серия малопотребляющих устройств для применения в мобильных системах представлена кристаллами ADSP-BF531, BF532 и BF536.

В 2006 году компания ADI расширила семейство Blackfin выпуском ряда новых моделей. Это, во-первых, процессоры ADSP-BF539 и ADSP-BF538 с их модификациями ADSP-BF539F и ADSP-BF538F, включающими встроенную Flash-память. Процессоры BF539 и BF539F разработаны специально для встраивания в автомобильные бортовые вычислительные системы. Эти процессоры работают на частоте 500 МГц и обеспечивают встроенную поддержку интерфейсов CAN и MOST. Принципиальной для нового процессора, как и для ADSP-BF538/BF538F, является наличие на кристалле Flash-памяти. Ее объем, составляющий для процессора ADSP-BF539F 512 Кбайт или 1 Мбайт в зависимости от модели, позволяет реализовывать алгоритмы обработки повышенной сложности, избавляет от необходимости использовать внешние компоненты, снижает стоимость конечного оборудования.

Процессоры ADSP-BF538 и ADSP-BF538F отличаются высокой степенью интеграции периферии на кристалле и ориентированы на более широкий ряд прило-

жений, в частности, промышленное оборудование, медицинские аппараты, биометрию. Рабочая частота процессоров составляет 500 МГц. Периферия на кристалле включает поддержку интерфейсов CAN, SPORT, UART, SPI, TWI и ввод-вывод общего назначения. По своей степени интеграции процессор ADSP-BF538 является развитием популярного кристалла ADSP-BF533. Процессор ADSP-BF538F включает дополнительно внутрикристальную Flash-память объемом 512 Кбайт или 1 Мбайт. Стоимость устройств этого класса начинается от \$13.75 при покупке в партиях.

Возможно, более ярким событием в развитии семейства Blackfin является появление нового семейства ADSP-BF54x, продолжающего линейку процессоров, относящихся к классу средней производительности. Семейство ADSP-BF54x ориентировано на применение в автомобильных электронных системах и системах промышленного контроля. Оно характеризуется расширенными возможностями обмена с внешними устройствами, включая микросхемы памяти, увеличенным объемом внутренней памяти, встроенной поддержкой интерфейсов CAN и MOST.

Рабочие частоты процессоров BF54x варьируются от 400 до 600 МГц в зависимости от модели устройства. Пропускная способность внутренних шин увеличена вдвое по сравнению с процессорами предыдущих семейств и составляет 532 Мбайта в секунду. Это позволяет процессору поддерживать высокую степень интеграции на кристалле периферийных устройств. Внутреннее ОЗУ процессоров имеет объем до 260 Кбайт. Периферия процессоров представлена широким набором компонентов, позволяющим разработчику минимизировать затраты и упростить компоновку системы, исключая необходимость в дополнительных внешних элементах. Мы просто перечислим встроенные периферийные устройства, не объясняя их назначения. Дополнительная информация может быть найдена на сайте компании Analog Devices в документации на процессоры. Периферийные устройства процессоров ADSP-BF54x включают: контроллер быстросействующего интерфейса USB On-the-Go (OTG); контроллер интерфейса ATA/ATAPI-6; до 4 синхронных последовательных портов (SPORT); до 3 SPI-портов, до 4 модулей UART, до 2 контроллеров CAN стандарта 2.0B, 2 контроллера TWI, 8/16-разрядный асинхронный хост-интерфейс с использованием DMA; различные типы параллельных интерфейсов, включая поддержку видеоформата ITU-R BT-656 и 18/24-разрядный интерфейс с ЖК-дисплеем; мультимедиа-трансивер (MXVR) для подключения к сетям по протоколу MOST; компоновщик пикселей, осуществляющий предобработку изображений; до 11 32-разрядных таймеров/счетчиков с поддержкой режима широтно-импульсной модуляции; часы реального времени и сторожевой таймер; счетчик вверх/вниз для реализации преобразования угол-код; 152 канала ввода-вывода общего назначения (GPIO); схема PLL с коэффициентом умножения частоты от 1 до 63; отладочный интерфейс JTAG.

Еще одной особенностью нового семейства является встроенная защита программного кода разра-

ботчика, представляющего интеллектуальную собственность, по технологии Lockbox™.

Процессор ADSP-BF542 поставляется с рабочими частотами 400, 533 и 600 МГц и стоит от \$11.95 до \$15.65, соответственно. Все цены приведены для случая приобретения непосредственно у производителя в партиях от 10000 штук.

Как мы упоминали в начале раздела, основная сфера применения процессоров Blackfin – это обработка больших объемов мультимедийной информации в экономичном, удобном для конечного пользователя исполнении. Чтобы отвечать этому направлению применения процессоров, компания ADI выпускает новый стартовый набор разработчика мультимедиа-систем на базе процессоров Blackfin (Blackfin Multimedia Starter Kit). Этот инструмент способен оказать существенное содействие разработчикам таких систем, как цифровое радио следующего поколения, мобильное телевидение, домашние развлекательные электронные системы и электроника в автомобилях, передача мультимедиа данных в сетях и других.

Стартовый набор разработчика мультимедиа-систем для процессора Blackfin строится на базе платы EZ-KIT Lite для процессора ADSP-BF561 (в будущем планируется поддержка и других процессоров). В дополнение поставляется плата расширения EZ-Extender. Стандартное программное обеспечение для стартовых наборов EZ-KIT Lite дополняется специальной библиотекой готовых программных модулей для типовых процедур ввода-вывода и обработки видео- и аудиоданных. Стартовый набор разработчика дает возможность использовать ряд готовых компонентов, которые позволяют отвлечься от проблем реализации на низком уровне и сконцентрироваться на оригинальных идеях построения системы, тем самым существенно экономя время разработки.

Развитие инструментальных средств поддержки разработчика систем ЦОС

Стартовый набор разработчика мультимедиа-систем для процессоров Blackfin, о котором шла речь выше, поддерживается последней версией 4.5 интегрированной среды разработки VisualDSP++, выпущенной компанией Analog Devices в 2006 году. Новая версия, кроме процессоров Blackfin, ориентирована также на семейства SHARC и TigerSHARC. Отличительной особенностью VisualDSP++ 4.5 является ускорение процесса построения проекта, за счет кэширования взаимосвязей файлов в проекте (project dependencies) и использования сценариев для программирования Flash-памяти (scriptable flash memory programmer). Упрощена работа с аппаратными точками останова (hardware breakpoints), которые теперь могут устанавливаться и сниматься из основного окна пользовательского интерфейса. Интерфейс с пользователем претерпел и другие изменения, помогающие более эффективно вести отладку программного обеспечения, в частности, при работе с кодом, выполняемым из Flash-памяти. Для зарегистрированных пользователей среды VisualDSP++ или пользователей

оценочных наборов переход к новой версии среды является бесплатным.

Огромное значение для разработчиков систем цифровой обработки сигналов является поддерживаемость системами математического моделирования. Одной из таких систем является пакет LabView компании National Instruments (NI). В этом году, благодаря совместной работе ADI и NI, в пакет LabView была интегрирована среда VisualDSP++. Теперь LabView оказывает непосредственную поддержку процессоров семейства Blackfin. Встроенный в LabView модуль поддержки процессоров Blackfin компании Analog Devices (LabVIEW Embedded Module for Analog Devices Blackfin Processors) представляет собой графическую среду разработки встраиваемых систем на базе процессоров Blackfin, позволяющую в кратчайшие сроки получать готовые решения, проводя весь цикл разработки в рамках единого интерфейса LabView. Пакет LabView позволяет конструировать модель системы с использованием библиотек блоков различных функций ввода-вывода, обработки и анализа сигналов. Интегрированная в LabView среда VisualDSP++ позволяет моделировать реализацию системы на процессорах Blackfin или наблюдать ее выполнение непосредственно на целевом оборудовании с использованием эмуляторов компании

ADI или на тестовых платах, например, стартовом наборе разработчика Blackfin на базе процессора ADSP-BF537, входящего в состав встроенного в LabView модуля поддержки Blackfin. Стоимость модуля составляет около \$9000. Его использование позволяет перейти на новый уровень работы с аппаратурой ЦОС.

Статья подготовлена на основе информации, представленной компаниями Texas Instruments и Analog Devices на их сайтах. Все приводимые цены следует считать только ориентировочными. Цены на продукцию компаний, действующие на территории Российской Федерации, можно узнать у их официальных представителей. Для TI это: «Сканти-Рус» (<http://www.scanti.ru>), «Компел» (<http://www.compel.ru>), «EBV Elektronik» (<http://www.ebv.com>), «Spoerle» (<http://www.spoerle.com>), «Silica» (<http://www.silica.com>) и «ITC Electronics» (<http://www.itc-electronics.com>). Компанию ADI представляют «АВТЭКС» (<http://www.autex.ru>), «АРГУССОФТ Компани» (<http://www.components.argussoft.ru>) и «ЭЛТЕХ» (<http://www.eltech.spb.ru>). Дополнительная информация по продукции может быть получена у этих компаний или найдена на сайтах производителей: Texas Instruments – <http://www.ti.com>, Analog Devices – <http://www.analog.com>.

НОВЫЕ КНИГИ

Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 751 с.: ил.

Представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов. Изложены основы теории дискретных сигналов и систем. Рассмотрены методы спектрального анализа и фильтрации дискретных сигналов, алгоритмы синтеза дискретных фильтров, влияние эффектов квантования и конечной точности вычисления на работу цифровых устройств, а также методы модуляции, применяемые для передачи цифровой информации. Материал изложен так, чтобы наглядно продемонстрировать сущность алгоритмов, их взаимосвязь и области применения.

Теоретические сведения сопровождаются примерами реализации обсуждаемых алгоритмов с помощью системы MATLAB и ее пакетов расширения Signal Processing, Communications и Filter Design.

Допущена в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки дипломированных специалистов «Информатика и вычислительная техника», преподавателей, научных работников, программистов, а также всех, кто интересуется компьютерной обработкой сигналов.

Ричард Лайонис. Цифровая обработка сигналов: 2-е изд. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.:ил.

Представляет собой учебник по цифровой обработке сигналов, написанный понятным языком, снабженный достаточным количеством иллюстраций и наглядных примеров. Содержит краткое введение в необходимый математический аппарат, в принципы машинного представления сигналов. Рассматривает вопросы периодической дискретизации. Отдельные главы посвящены дискретному и быстрому преобразованию Фурье. Подробно рассмотрены цифровые фильтры с конечной и бесконечной импульсной характеристикой, фильтры на основе частотной выборки и интерполированные КИХ-фильтры. Описаны квадратурные сигналы и комплексное понижающее преобразование. Разработаны принципы преобразования частоты дискретизации, необходимые для проектирования полифазных и каскадированных интеграторов-гребенчатых фильтров. Значительную часть книги составляет коллекция советов и «маленьких хитростей» в области цифровой обработки сигналов.

СЛИЯНИЕ ПОТОКОВЫХ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ НА ПРОЦЕССОРЕ NEUROMATRIX NM6403

О.С.Попова

Один из путей повышения информативности изображений связан со слиянием изображений, получаемых различными приемными устройствами. Вопрос слияния представляется одним из актуальных в области обработки изображений и потоков изображений [1-4]. При этом для каждого алгоритма учитывается специфика области применения и ограничения, связанные с ней.

Пусть исходные изображения синхронизированы в пространстве. Тогда основные требования к процедуре слияния сводятся к максимальному сохранению деталей исходных изображений и обеспечению возможности практической реализации слияния потоков видеоизображений в реальном масштабе времени.

В настоящей работе вопросы реализации слияния потоков видеоизображений рассматриваются применительно к использованию аппаратной платформы на базе процессора NeuroMatrix NM6403. Анализируются три возможных варианта слияния:

8 бит (GrayScale) + 8 бит (GrayScale) = 8 бит (GrayScale)

8 бит (GrayScale) + 16 бит (5R 6G 5B) = 16 бит (5R 6G 5B)

16 бит (5R 6G 5B) + 16 бит (5R 6G 5B) = 16 бит (5R 6G 5B)

Здесь под GrayScale подразумевается 8-битное изображение, имеющее 256 градаций серого цвета. Под RGB – цветное изображение, состоящее из красной (R), зеленой (G) и синей (B) составляющих (каналов). В данном случае используется 16-битное (5R;6G;5B) представление цветных изображений.

В настоящее время актуальны изображения TrueColor, предполагающие 8-битную кодировку каждого из цветов. Однако на практике в целях упрощения аппаратной реализации зачастую используются 16-битные RGB изображения. Переход от 24-битных изображений TrueColor к 16-битным RGB изображениям связан с уменьшением числа значащих бит каждого из цветов по сравнению с исходным, с 8 до 5 бит. Поэтому одна из задач настоящей работы связана с подтверждением того, что при слиянии изображений, связанном с указанным уменьшением разрядности, детали используемых изображений в значительной мере сохраняются. Потребности практической аппаратной реализации определяют также необходимость оценки времени, требуемого для реализации слияния отдельного кадра. Для решения указанных задач было разработано программное обеспечение, реализующее слияние. Это позволило произвести визуальную оценку качества полученных в результате слияния изображений и получить замеры времени рабо-

Рассматривается задача слияния изображений, поступающих от различных источников. Подобное слияние имеет место, например, при совмещении карты и аэрофотографии. Описывается алгоритм, реализованный с учетом особенностей внутренней структуры процессора NeuroMatrix NM6403. Предложенная реализация обеспечивает слияние потоков изображений в реальном масштабе времени при сохранении информативности исходных изображений.

ты разработанных алгоритмов при их реализации на специализированной аппаратуре на базе процессора NM6403.

Для иллюстрации полученных результатов в данном случае используются фотография участка земной поверхности и карта соответствующего участка местности (Рис. 1 и Рис. 2). Эти изображения использовались при представлении как в GrayScale, так и в RGB вариантах.



Рис. 1. Фотография земной поверхности



Рис. 2. Карта земной поверхности

Под цифровой обработкой изображения в реальном масштабе времени понимается обработка очередного полученного кадра во время получения следующего. Если рассматривать стандартное телевизионное изображение, кадры которого идут с частотой (темпом) 25 Гц, то на обработку одного кадра отводится не более 40 мс. Эта величина включает в себя не только собственно вычисления, но и все дополнительные действия, связанные с копированием данных, синхронизацией различных процессов и т.п.

Общая концепция алгоритма – слияние путем сложения битов 2-х изображений с яркостью, уменьшенной в 2 раза, – была выбрана эвристически, как наиболее простая с вычислительной точки зрения. Так как рассматриваются 3 возможные комбинации входных изображений, то имеет смысл проанализировать 3 группы алгоритмов:

- Алгоритм №1 для слияния 8бит + 8бит=8бит.

-Алгоритм №2 для слияния 8бит+16бит=16бит (ниже будут рассмотрены его две модификации, обозначенные как №2-1 и №2-2).

- Алгоритм №3 для слияния 16 бит+16 бит=16 бит.

Наиболее сложной оказалась реализация Алгоритма №2. При этом рассматривались следующие варианты совмещения Grayscale и RGB изображений:

1. Полная замена содержимого одного из каналов RGB изображения битами Grayscale изображения. В этом случае наиболее четкий результат получался при замене содержимого красного канала. Но полученное изображение оказалось неприемлемо с точки зрения цветовой гаммы, поэтому этот подход далее не рассматривался.

2. Сложение содержимого одного из каналов RGB изображения с битами Grayscale изображения при делении яркости каждого из складываемых каналов пополам – Алгоритм №2-1

3. Сложение содержимого всех каналов RGB с битами Grayscale изображения при делении яркости каждого из складываемых каналов пополам – Алгоритм №2-2.

Описанные выше алгоритмы были реализованы на РС с целью визуальной оценки качества получаемых изображений. Ниже показаны преобразования, осуществляемые для каждой точки изображений (входных – обозначенных как «Вход1» и «Вход2» и выходных – «Выход»):

Алгоритм №1: $\text{Выход}[i] = \text{Вход2}[i]/2 + \text{Вход1}[i]/2$.

Алгоритм №2: при совмещении 8 бит серого изображения урезаются до 5 бит за счет отбрасывания младших бит:

Алгоритм №2.1 добавляет 5 бит серого изображения к 5 битам красного(R) канала:

$\text{Выход}[i2] = \text{Вход2}[i2] // \text{канал G};$

$\text{Выход}[i2+1] = \text{Вход2}[i2+1]/2 + \text{Вход1}[i]/2 // \text{канал R};$

$\text{Выход}[i2+2] = \text{Вход2}[i2+2] // \text{канал B}.$

Наилучший результат был получен при использовании для суммирования красного канала. Если при слиянии выбрать отличный от красного канал, то изображение получается трудно воспринимаемым с точки зрения цвета (при выборе канала В) или фотоснимок практически невиден за картой (при выборе канала G).

Алгоритм №2.2 добавляет 5 бит серого изображения к 5 битам синего, зеленого и красного каналов:

$\text{Выход}[i] = \text{Вход2}[i2]/2 + \text{Вход1}[i]/2 // \text{канал G};$

$\text{Выход}[i+1] = \text{Вход2}[i2+1]/2 + \text{Вход1}[i]/2 // \text{канал R};$

$\text{Выход}[i+2] = \text{Вход2}[i2+2]/2 + \text{Вход1}[i]/2 // \text{канал B}.$

Хотя при этом алгоритме изображение получается более натуральных цветов, но надписи зеленого цвета становятся менее резкими и разборчивыми. Этот алгоритм требует наложения ограничения на цветовую гамму сливаемых изображений.

Алгоритм №3:

$\text{Выход}[i1] = \text{Вход1}[i1]/2 + \text{Вход2}[i2]/2 // \text{канал G};$

$\text{Выход}[i1+1] = \text{Вход1}[i1+1]/2 + \text{Вход2}[i2+1]/2 // \text{канал R};$

$\text{Выход}[i1+2] = \text{Вход1}[i1+2]/2 + \text{Вход2}[i2+2]/2 // \text{канал B}.$

При реализации указанных алгоритмов на процессоре NM6403 основным критерием оценки следует считать способность обработки потока изображений в темпе его поступления от ТВ камеры. Для описания реализации на процессоре NM6403 алгоритмы можно разделить по производимым действиям на 2 типа: алгоритмы для случая, когда в слиянии участвует пара изображений одинаковой разрядности (Алгоритм №1 и Алгоритм №3) и когда в слиянии участвует пара изображений разной разрядности. (Алгоритм №2-1 и Алгоритм №2-2). Причем алгоритмы первого типа являются подтипом алгоритмов второго типа.

Для первого случая при реализации на процессоре NM6403 используется блок маскирования с командами mask (наложение маски) и shift (циклический сдвиг) и векторное арифметико-логическое устройство (АЛУ). Во втором - необходимо преобразование данных к одной разрядности (т.е. преобразование Grayscale изображения в RGB), которое на процессоре NM6403 удобно производить с помощью матрицы, используемой в качестве коммутатора, перераспределяющего биты входного потока. С матрицей связана пара регистров, определяющих ее разбиение на столбцы и строки. Выбор оптимального разбиения позволяет максимально использовать возможности перенаправления потока входных битов, что в свою очередь влияет на скорость работы алгоритма. После прохода через матрицу, данные становятся одинаковой разрядности, и для окончательной обработки к ним применяются действия по схеме, аналогичной случаю один.

Экспериментальные результаты, полученные при использовании памяти SRAM (статическая разделяемая память) устройства BM1 (на базе процессора NM6403), показали, что предложенные реализации алгоритмов позволяют производить на BM1 слияние изображения формата 1024x768 во всех рассмотренных вариантах с частотой 25 кадров/сек.

Визуальная оценка качества полученных результатов проводилась по критериям четкости и цветовой гаммы изображения. Рис.3 показывает результат слияния по Алгоритму №1. При этом яркость обоих изображений была одинаковой.

Несмотря на усечение разрядности исходных изображений в ходе слияния, визуальный анализ результатов слияния показывает, что предложенные алгоритмы позволяют в значительной степени сохранить существенные детали исходных изображений. В зави-

симости от поставленной задачи, путем варьирования яркостей изображений можно добиться эффекта подчеркивания (выделения) одного из сливаемых изображений.



Рис.3. Результат слияние пары 8-битных изображений.

Стоит, однако, заметить, что при слиянии по Алгоритму №2-2 требуется наложение ограничений на цветовую гамму изображений. Так при использовании карты местности в качестве одного из изображений предпочтительны надписи черного или красного цвета, т.к. в противном случае они становятся трудно различимы.

Таким образом, проведенные исследования показали: несмотря на усечение разрядности изображений, полученные результаты достаточно хорошо восприни-

маются зрительно, иллюстрируя тот факт, что предложенные алгоритмы позволяют в значительной степени сохранить детали исходных изображений.

В настоящей реализации использовались половинные яркости обоих изображений, что обеспечивает универсальность алгоритмов слияния. При наличии априорной информации о соотношении яркостей исходных изображений, ее целесообразно использовать при настройке алгоритмов, что позволит повысить качество получаемых изображений (снизить потери информации, неизбежные при снижении разрядности представления изображений).

Алгоритмы, реализованные на базе процессора NeuroMatrix NM6403, позволяют осуществлять на устройстве BM1 совмещение изображения формата 1024x768 во всех рассмотренных вариантах с частотой порядка 25 кадров/сек.

Литература

1. <http://www.aicomunity.org/reports/lnex/ImageSuperposition/ImageSuperposition.php?fid=64>.
2. <http://www.russian-robotics.ru/combinacion.htm>.
3. Аксенов О.Ю. Совмещение изображений. Цифровая обработка сигналов. № 3, 2005, стр. 51-55.
4. Асонов М.В., Лабунец В.Г., Лабунец Е.В., R. Lenz. Быстрые алгоритмы распознавания и совмещения изображений, основанные на модулярных вариантах. Век радио: «Перспективные пути развития антенных систем космической связи, теории управления и распознавания образов»: Сб. науч. тр. / Отв. ред. Н.И. Черных., ИММ УрО РАН. - Екатеринбург, 1996. - 296 с.

Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала "Цифровая обработка сигналов" просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word на базе версии WINDOWS'95 или выше.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается:
 - краткой аннотацией на русском и английском языках;
 - номером УДК;
 - сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, телефоны, электронная почта).

2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.