

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

2/2003

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

**СЖАТИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ  
АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ  
ЦИФРОВАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ  
НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ DSP**



ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал  
№2 (8)/2003

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,  
Н. Г. Харатишвили, В. В. Шахгильдян,  
Ю. С. Шинаков

**Адрес редакции:**  
103064 Москва, ул. Казакова, 16  
Тел./факс: (095) 267-0662  
E-mail: editor@dspa.ru  
http://www.dspa.ru

**Для писем:**  
129090 Москва, а/я 48.

**Издатель:**  
ООО «КБ ВП»  
Генеральный директор: С. А. Задворнов  
Дизайн и верстка: И.А. Фашевская  
Корректура: С. В. Витязев

Подписной индекс по каталогу  
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 26.05.2003. Формат 60x90/8.  
Гарнитура «Pragmatica C». Печать офсетная.  
Бумага мелованная. Печ. л. 7,0. Тираж 1000 экз.  
Заказ №256. Отпечатано в  
ООО «Типография Принтхаус»  
Москва, ул. Вавилова, вл. 9а, стр. 7,  
тел.: 132-7218, 105-07-98.

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

© КБВП, 2003

## В НОМЕРЕ:

- С.Н. Кириллов, О.Л. Виноградов  
**Двухэтапная процедура оптимизации коэффициентов  
рекурсивных фильтров** .....2
- Ф.В. Стрелков, С.В. Умняшкин  
**Контекстное кодирование коэффициентов дискретного  
косинусного преобразования (ДКП) в JPEG-подобной  
схеме компрессии** ..... 5
- А.В. Дворкович, С.В. Быстров  
**Методика регулировки потока при сжатии  
динамических видеоизображений** ..... 12
- В.Б. Крейнделин, А.В. Колесников  
**Алгоритм фазовой синхронизации в системе OFDM,  
использующей рассеянные пилот-сигналы** ..... 17
- А.П. Дятлов, Е.В. Миронец  
**Об оценке соотношения сигнал/шум на основе  
совместного использования автокорреляционного  
измерителя и цифрового анализатора спектра** .....21
- А.К. Пяткин  
**Реализация цифрового формирователя полосы  
сигнала в многофункциональных РЛС** .....26
- Е.В. Миронец  
**О возможности повышения эффективности обработки  
низкоскоростных частотно-манипулированных  
сигналов** .....31
- В.С. Шаптала  
**Сравнительный анализ реализаций KB-модема на  
сигнальных процессорах с фиксированной и  
плавающей точкой** .....34
- В.Б. Стешенко  
**Цифровые разомкнутые схемы демодуляторов  
сигналов с частотной и фазовой манипуляцией** .....37
- В.Н. Ануфриев, А.А. Мельников, М.Ю. Семенов  
**Интеллектуальные датчики со встроенной цифровой  
коррекцией**.....41
- А.А. Рыболовлев, В.Г. Трубицын  
**Стартовый набор TMS320VC5416 DSK.  
Состав, основные характеристики и возможности.  
Организация памяти** .....44
- С.В. Витязев  
**Новые разработки DSP компании Texas Instruments  
(по материалам Интернет)** .....51

УДК 681.513

## Двухэтапная процедура оптимизации коэффициентов рекурсивных фильтров

С.Н. Кириллов, О.Л. Виноградов

Рекурсивные фильтры (РФ) широко применяются при моделировании и идентификации систем, для выравнивания передаточных характеристик каналов связи, а также в системах адаптивного управления и подавления шумов. Наличие обратных связей в РФ обеспечивает лучшие характеристики фильтрации при одинаковых порядках фильтров либо позволяет существенно уменьшить порядок фильтра при сохранении тех же характеристик фильтрации по сравнению с нерекурсивными фильтрами [1,2].

При проектировании РФ часто применяются алгоритмы оптимизации коэффициентов с использованием модели авторегрессии-скользящего среднего (АРСС) [1] на основе критерия минимума среднего квадрата ошибки (СКО) и адаптивных алгоритмов [2] на основе метода наименьших квадратов (МНК). Алгоритм оптимизации коэффициентов РФ на основе модели АРСС является квазиоптимальным, что приводит к значительным ошибкам при определении параметров, но в то же время он обладает более высокой устойчивостью к действию мешающих шумов по сравнению с алгоритмом МНК. Предложенный в [3] комбинированный критерий СКО позволяет уменьшить ошибку нахождения параметров модели АРСС в 2–4 раза и дополнительно повысить помехоустойчивость этого алгоритма.

Адаптивному алгоритму МНК [2] свойственны локальные оптимумы целевой функции, большое время сходимости и низкая устойчивость к действию помех. Использование адаптивных алгоритмов на основе комбинированного МНК [4,5] позволило уменьшить время сходимости в 2,5–5 раз и повысить устойчивость процесса адаптации к действию помех. Необходимо отметить, что вычислительные затраты на реализацию алгоритма МНК значительно меньше, чем алгоритма на основе модели АРСС, но в первом случае время обработки, за которое обеспечивается требуемая точность оценки параметров, больше, чем во втором случае. Кроме того, использование комбинированных критериев оптимизации коэффициентов РФ [3–5] не устраняет полностью недостатки, свойственные алгоритмам на основе модели АРСС и МНК.

Целью работы является разработка двухэтапной процедуры оптимизации коэффициентов РФ, обеспечивающей высокую скорость сходимости параметров, устойчивость процесса адаптации к локальным экстремумам целевой функции и действию шумов, а также малые ошибки полученного решения.

Предложена двухэтапная процедура оптимизации коэффициентов рекурсивных фильтров на основе модели авторегрессии-скользящего среднего на первом этапе и метода наименьших квадратов на втором. Показана высокая эффективность предложенной процедуры с точки зрения точности оценок, уменьшения чувствительности к локальным экстремумам и действию шумов, а также скорости сходимости к оптимальному решению по сравнению с известными методами оптимизации коэффициентов рекурсивных фильтров.

### Постановка задачи

Основным требованием, предъявляемым к цифровым устройствам, реализованным на основе современных цифровых процессоров обработки сигналов, является качество их функционирования, в то время как требования к вычислительным затратам отходят на второй план. По этой причине целесообразно использование алгоритмов, которые при небольшом увеличении сложности позволяют значительно повысить качество функционирования. Практическая реализация таких алгоритмов оптимизации коэффициентов РФ возможна путем использования комбинации алгоритмов на основе модели АРСС и МНК.

Рассмотрим двухэтапную процедуру оптимизации коэффициентов РФ, когда на первом этапе по ограниченному блоку отсчетов исходного сигнала производится грубый поиск области глобального минимума с использованием алгоритма на основе модели АРСС, а на втором этапе – алгоритма МНК.

На **первом этапе** в соответствии с моделью АРСС алгоритм функционирования РФ (рис. 1) описывается уравнением

$$d(n) = -\sum_{k=1}^p a(k)d(n-k) + \sum_{k=0}^q b(k)x(n-k), \quad (1)$$

где  $x(n)$  – входная последовательность в виде нормального белого шума с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma^2$ ;  $d(n)$  – отсчеты сигнала на выходе

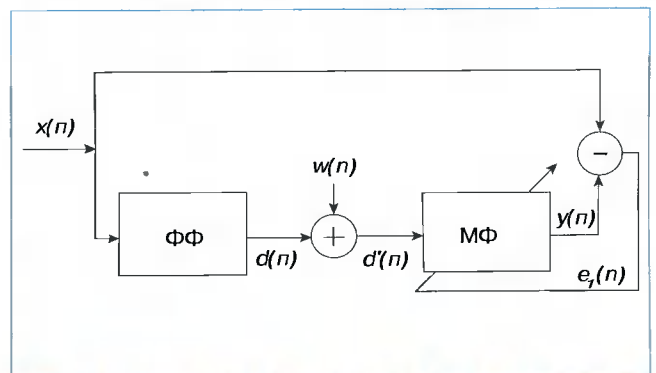


Рис. 1

формирующего фильтра (ФФ);  $a(k), b(k)$  – коэффициенты рекурсивной и нерекурсивной части ФФ соответственно.

Отсчеты сигнала  $d'(n)=d(n)+w(n)$ , где  $w(n)$  – отсчеты мешающего шума, подаются на вход моделирующего фильтра (МФ), выход которого  $y(n)$  сравнивается в процессе второго этапа адаптации с входным сигналом  $x(n)$ .

Расчет оценок коэффициентов  $\hat{a}(k), \hat{b}(k)$  модели АРСС осуществляется по комбинированному критерию минимума СКО [3]

$$J_{\hat{a},\hat{b}}(n)=\min_{a,b} \sum_{n=N_1}^{N_2} [(1-k)e_{\hat{a}}(n)+k\Delta e_{\hat{a}}(n)]^2, \quad (2)$$

где  $e_{\hat{a}}(n)=x(n)-y(n)$ ,  
 $\Delta e_{\hat{a}}(n)=e_{\hat{a}}(n)-e_{\hat{a}}(n-1)=d(n)-d(n-1)-(y(n)-y(n-1))$ ,  
 $k=0...1, N_1, N_2$  – границы блока отсчетов.

Аналитическое решение для оценок коэффициентов  $\hat{a}(k), \hat{b}(k)$  позволяет получить квазиоптимальный метод раздельного оценивания АР и СС составляющих процесса [1]. При этом сначала находятся оценки  $\hat{a}(k)$  АР-параметров модели из системы модифицированных уравнений Юла – Уолкера [3]

$$D \cdot A = R, \quad (3)$$

где матрицы  $D, R, A$  имеют вид:

$$D = \begin{bmatrix} \hat{r}(q) & \hat{r}(q-1) & \dots & \hat{r}(q-p+1) \\ \hat{r}(q+1) & \hat{r}(q) & \dots & \hat{r}(q-p+2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \hat{r}(q+p-1) & \hat{r}(q+p-2) & \dots & \hat{r}(q) \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} \hat{r}(q+1) \\ \hat{r}(q+2) \\ \vdots \\ \hat{r}(q+p) \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} \hat{a}(1) \\ \hat{a}(2) \\ \vdots \\ \hat{a}(p) \end{bmatrix},$$

здесь

$$\hat{r}_{\hat{a}}(i) = (1-k) \sum_{n=0}^{N-1-i} x(n)x(n+i) + k \sum_{n=0}^{N-1-i} [x(n-d)-x(n)][x(n+d+i)-x(n+i)]$$

– комплексные оценки автокорреляционной последовательности процесса,  $\hat{r}(-i)=\hat{r}^*(i)$ , а символом «\*» обозначена операция комплексного сопряжения.

Далее аналогично [3] находятся оценки параметров аппроксимирующей АР-модели и оценки  $\hat{b}(k)$  СС-параметров.

На **втором этапе** с помощью алгоритма на основе комбинированного МНК [4,5] осуществляется уточнение полученных оценок  $\hat{a}(k), \hat{b}(k)$ . Для этого на входы ФФ и МФ (рис. 2) поступает процесс, представляющий собой реализацию белого гауссова шума  $x(n)$  (согласно принятой модели), а оптимизация коэффициентов МФ производится на основе разностного сигнала  $e_2(n)$  по комбинированному МНК.

$$J_2(n)=\min_{a,b} [(1-k)e_2(n)+k\Delta e_2(n)]^2, \quad (4)$$

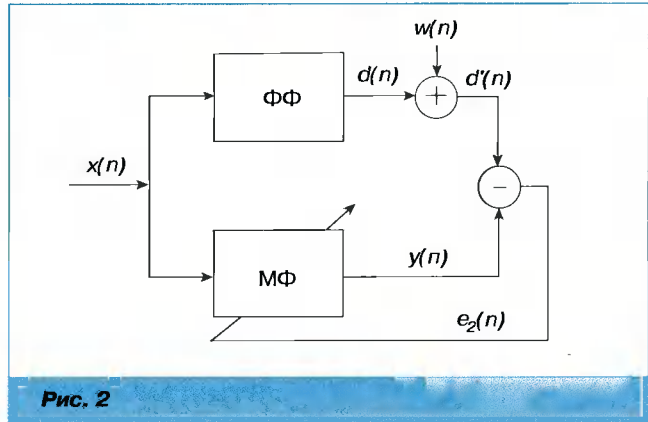


Рис. 2

где  $e_2(n)=d_2(n)-y(n)+w(n)$  – сигнал ошибки,  
 $\Delta e_2(n)=e_2(n)-e_2(n-1)$ .

Адаптация весовых коэффициентов МФ осуществляется на основе соотношения

$$W_{n+1} = W_n - M \hat{V}_n, \quad (5)$$

где

$$\hat{V}_n = \left[ \frac{\partial J_2(n)}{\partial \hat{b}_n(0)}, \frac{\partial J_2(n)}{\partial \hat{b}_n(1)}, \dots, \frac{\partial J_2(n)}{\partial \hat{b}_n(q)}, \frac{\partial J_2(n)}{\partial \hat{a}_n(1)}, \dots, \frac{\partial J_2(n)}{\partial \hat{a}_n(p)} \right]^T$$

– вектор-столбец оценок градиента на  $n$ -м шаге,

$M = \text{diag}[\mu_0, \mu_1, \dots, \mu_q, \nu_1, \dots, \nu_p]$  – матрица параметров сходимости нерекурсивных и рекурсивных ветвей МФ соответственно. Если выходной сигнал адаптивного РФ представить в виде

$$y(n) = \sum_{i=0}^q \hat{b}_n(i)x(n-i) - \sum_{i=1}^p \hat{a}_n(i)y(n-i) = W_n^T U_n, \quad (6)$$

где  $W_n = [\hat{b}_n(0), \hat{b}_n(1), \dots, \hat{b}_n(q), \hat{a}_n(1), \dots, \hat{a}_n(p)]^T$  – вектор весовых коэффициентов МФ,  $U_n = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-q), y(n-1), \dots, y(n-p)]^T$  – вектор сигнала;  $\hat{a}_n(i), \hat{b}_n(i) - i$ -е весовые коэффициенты МФ в рекурсивной и нерекурсивной ветви в момент времени  $n$  соответственно, то с учетом введенных обозначений формула (4) принимает вид

$$J_2 = \min_{a,b} [d_2(n) - W_n^T U_n - k(d_2(n-1) - W_{n-1}^T U_{n-1})]^2. \quad (7)$$

Вычисление производных вида  $\partial J_2(n)/\partial \hat{b}_n$  и  $\partial J_2(n)/\partial \hat{a}_n$  осуществляется по следующим рекуррентным формулам

$$\alpha_j(n) = \frac{\partial W_n^T U_n}{\partial \hat{a}_n(j)} = y(n-j) + \sum_{i=1}^p \hat{a}_n(i) \alpha_j(n-i), \quad j = 1 \dots p;$$

$$\beta_j(n) = \frac{\partial W_n^T U_n}{\partial \hat{b}_n(j)} = x(n-j) + \sum_{i=1}^p \hat{a}_n(i) \beta_j(n-i), \quad j = 0 \dots q;$$

$$\Delta \alpha_j(n) = \frac{\partial W_n^T U_{n-1}}{\partial \hat{a}_n(j)} = y(n-1-j) + \sum_{i=1}^p \hat{a}_n(i) \Delta \alpha_j(n-i), \quad j = 0 \dots p; \quad (8)$$

$$\Delta \beta_j(n) = \frac{\partial W_n^T U_{n-1}}{\partial \hat{b}_n(j)} = x(n-1-j) + \sum_{i=1}^p \hat{a}_n(i) \Delta \beta_j(n-i), \quad j = 0 \dots q,$$

а градиента  $\hat{V}_n^* = -2[e(n) - k \cdot e(n-1)] \cdot [\Theta(n) - k \cdot \Theta(n-1)]$ ,  
 где  $\Theta(n) = [\beta_0(n), \beta_1(n), \dots, \beta_q(n), \alpha_1(n), \dots, \alpha_p(n)]^T$ ,  
 $\Delta \Theta(n) = [\Delta \beta_0(n), \Delta \beta_1(n), \dots, \Delta \beta_q(n), \Delta \alpha_1(n), \dots, \Delta \alpha_p(n)]^T$ .

## Результаты экспериментальных исследований

Методом математического моделирования исследовалась точность оценок коэффициентов  $\hat{a}_n(k)$ ,  $\hat{b}_n(k)$  РФ при использовании двухэтапной процедуры оптимизации. На первом этапе по блоку длиной от 64 до 256 отсчетов производилась предварительная оценка коэффициентов  $\hat{a}_n(k)$ ,  $\hat{b}_n(k)$  МФ, а далее эти значения использовались в качестве начальных в алгоритме на основе МНК. Порядки ФФ и МФ совпадали и находились в пределах  $2 \leq L \leq 6$ , а результаты исследований усреднялись по 1000 реализациям. В качестве мешающего шума использовались последовательности нормального белого шума. По результатам исследований был сделан вывод о возможности оценки только АР-параметров на первом этапе ввиду значительных вычислительных затрат при определении СС-параметров. Характерные результаты исследований в виде зависимости дисперсии сигнала ошибки

$$D(n) = \frac{1}{N_1} \sum_{i=1}^{N_1} e_i^2(n)$$

от числа отсчетов  $N_1$ , где  $N_1$  – число усреднений, при отношении сигнал/шум  $q=0$  дБ, приведены на рис. 3 (кривая 1 – для случая алгоритма МНК, кривая 2 – для случая двухэтапной процедуры). На рис. 4 приведены зависимости дисперсии оценок коэффициентов МФ

$$D_w(n) = \frac{1}{N_1} \sum_{i=1}^{N_1} \left( \frac{W - \hat{W}(n)}{W} \right)^2$$

от числа отсчетов  $N_1$ , при отношении сигнал/шум  $q=15$  дБ. Анализ результатов исследований показал, что использование двухэтапной процедуры позволяет уменьшить время сходимости в 3–7 раз в зависимости от значений дисперсии сигнала ошибки  $D$  и снизить требуемое отношение сигнал/шум до 10 дБ по сравнению с алгоритмом на основе МНК, который устойчиво работает при  $q > 20$  дБ.

Кроме того, использование комбинированного критерия при оптимизации коэффициентов МФ на втором

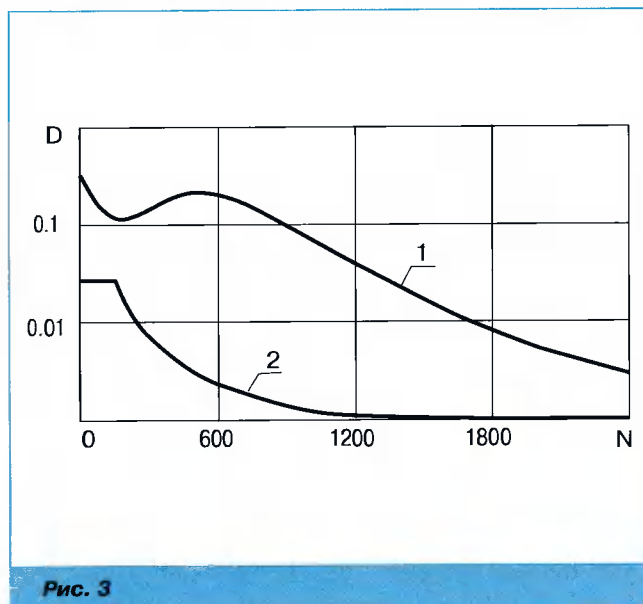


Рис. 3

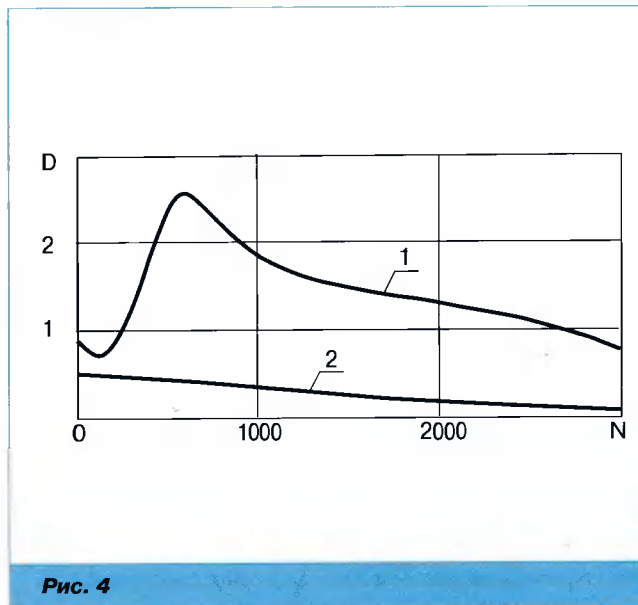


Рис. 4

этапе позволило дополнительно снизить величину дисперсии ошибки  $D$  на 40–60 %.

Вычислительные затраты на определение параметров РФ с использованием алгоритма на основе АРСС-модели в 2 раз выше по сравнению с суммарными вычислительными затратами двухэтапной процедуры (при одной и той же ошибке).

Таким образом, показана целесообразность использования двухэтапной процедуры оптимизации коэффициентов РФ с точки зрения точности оценок, уменьшения чувствительности к локальным экстремумам и действию шумов, а также скорости сходимости к оптимальному решению по сравнению со случаем раздельного использования алгоритмов на основе АРСС-модели и комбинированного МНК.

## Литература

1. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
3. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Оптимизация параметров АРСС-модели по комбинированному критерию минимума среднего квадрата ошибки. // Известия ВУЗов. Радиотехника, 2000, №3–4, с. 21–26.
4. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Комбинированный критерий оптимизации коэффициентов адаптивных фильтров с конечной импульсной характеристикой. // Радиотехника, 1999, № 2, с. 39–41.
5. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Оптимизация устройств цифровой обработки сигналов по комбинированному критерию среднего квадрата ошибки. // Цифровая обработка сигналов, 2000, №1, с. 27–32.

УДК 621.397.2

## Контекстное кодирование коэффициентов дискретного косинусного преобразования (ДКП) в JPEG-подобной схеме компрессии

Ф.В. Стрелков, С.В. Умняшкин

Несмотря на наблюдающуюся в последние годы ярко выраженную моду на использование вейвлет-преобразований для сжатия изображений, ДКП по-прежнему остается, на наш взгляд, основным инструментом, используемым в схемах сжатия, основанных на дискретных ортогональных преобразованиях. Термин «JPEG-подобная» в применении к схеме компрессии будем понимать в смысле классического варианта JPEG, когда при кодировании изображение разбивается на достаточно небольшие фрагменты, которые обрабатываются по отдельности друг от друга по схеме, обязательными элементами которой являются: ортогональное преобразование, квантование преобразованных данных и их последующее статистическое кодирование.

Рассмотренный в настоящей статье алгоритм можно трактовать как модификацию метода JPEG в части статистического кодирования квантованных коэффициентов. В целом схема алгоритма соответствует JPEG: ДКП для блоков  $8 \times 8$ , обход коэффициентов по зигзагу, кодирование ненулевых коэффициентов и длин нулевых серий между коэффициентами. Отличие заключается в кодировании символов с помощью многомодельного арифметического кодера с выбором статистических моделей на основании контекстного прогноза, вычисленного по нескольким ранее обработанным коэффициентам ДКП. Методика построения контекстного алгоритма является дальнейшим развитием и формализацией положений работы [1] и может быть применена также в других схемах кодирования.

### Составляющие контекстного кодирования

В литературе по сжатию данных понятие контекста носит очень широкий смысл. Например, в задачах сжатия текста под контекстом некоторого символа понимается набор, состоящий из определенного числа символов, непосредственно предшествующих данному символу. Число символов, входящее в контекст, определяет максимальный порядок моделирования. В контекст могут входить не сами символы, которые имеются в потоке данных, а некоторые функции от них. Общим является то, что всегда есть некоторый символ, контекст которого рассматривается, а число объектов, составляющих контекст, конечно. Одно из наиболее общих понятий контекста состоит в следующем [2].

Контекст  $i$ -го символа  $s_i$  есть результат отображения  $f(s_{j_1}, s_{j_2}, \dots, s_{j_r}), r > 0$ , где  $s_{j_1}, s_{j_2}, \dots, s_{j_r}, j_1, j_2, \dots, j_r < i$  – предшествующие символы, причем это отображение переводит набор символов в некоторый числовой вектор.

Можно обобщить определение, если допустить, что  $f(s_{j_1}, s_{j_2}, \dots, s_{j_r}) \rightarrow \Psi$ , где  $\Psi$  – множество объектов произвольной природы, в том числе числа, векторы и таблицы частот. В простейшем случае контекстом символа  $s_i$  является сам набор предшествующих символов  $s_{j_1}, s_{j_2}, \dots, s_{j_r}$ .

Необходимым условием контекстного кодирования является наличие некоторого многомодельного кодера, который формирует коды для символов в соответствии с их относительными частотами в статистической модели источника данных. При этом статистические модели обычно являются адаптивными, то есть частоты символов изменяются после кодирования очередного символа.

Контекстное моделирование заключается в выборе статистической модели перед кодированием очередного символа  $s_i$  по известному контексту  $C(s_i)$  этого символа с тем, чтобы с помощью адаптивной модели оценить по выборке условную вероятность  $P\{S_i/C(s_i)\}$ . Далее следует эффективное кодирование символа на основе оценки условной вероятности. Этапы контекстного моделирования и эффективного («энтропийного») кодирования вместе составляют контекстное кодирование.

Показатели сжатия при контекстном кодировании зависят от:

- 1) выбора подходящего контекста,
- 2) правила выбора статистической модели по контексту,
- 3) алгоритма накопления статистики в адаптивной модели,
- 4) алгоритма формирования эффективных кодов по данным статистической модели.

В общем виде под *контекстным прогнозом* или просто *прогнозом* символа  $S_i$  будем понимать случайную величину  $P_i$ , которая является функцией элементов контекста  $C(S_i)$  и используется для выбора статистической модели символа  $S_i$ . Соответственно *значением прогноза*  $p_i$  будет число – значение функции от элементов  $C(S_i)$ .

Имеет смысл говорить о *качестве* прогноза: хорошо составленный прогноз должен уменьшить неопределенность символа  $S_i$  и тем самым позволить закодировать его более эффективно.

В качестве простого примера рассмотрим «прогноз ненулевого коэффициента ДКП»:

$$P_k = \begin{cases} 0, & \text{все коэффициенты из } C(z_k) \text{ нулевые} \\ 1, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Такой прогноз позволяет выбрать одну из двух моделей для кодирования коэффициента  $z_k$  по значению контекста  $C(z_k)$ . Если природа входных данных алгоритма контекстного кодирования такова, что нулевые коэффициенты контекста преимущественно предшествуют нулевому коэффициенту  $1/z_k$ , то кодирование с двумя моделями окажется выигрышным по сравнению с кодированием без учета стохастической зависимости.

Задачи выбора контекста  $C(S_i)$  и составления контекстного прогноза тесно связаны. Чтобы решить эти две задачи необходимо сначала выявить природу статистических связей кодируемых данных.

### Входные данные контекстного алгоритма кодирования

В классическом методе JPEG каждый фрагмент изображения 8x8 пикселей обрабатывается при помощи двумерного ДКП. Блоки коэффициентов ДКП  $A = \{a_{i,j}\}_{i,j=0}^7$  квантуются с некоторой целочисленной матрицей  $Q = \{q_{i,j}\}_{i,j=0}^7$ , затем считываются в зигзагообразной последовательности в одномерный вектор (рис. 1).

Введем два обозначения для коэффициентов ДКП. Пусть  $\hat{Z}^{y,x} = (\hat{z}_0^{y,x}, \hat{z}_1^{y,x}, \dots, \hat{z}_{63}^{y,x})$  – это блок квантованных коэффициентов ДКП с координатами  $(y,x)$  на изображении, считанный в порядке зигзага. Каждый коэффициент  $z_k$  находится квантованием:  $\hat{z}_k = \text{round}(a_{i,j}/q_{i,j})$ . Символами без «крышки»  $Z^{y,x} = (z_0^{y,x}, z_1^{y,x}, \dots, z_{63}^{y,x})$  будем обозначать масштабированные коэффициенты ДКП, т. е. деленные на элемент матрицы квантования без округления:  $z_k = a_{i,j}/q_{i,j}$ . Коэффициенты  $z_k$  имеют тот же масштаб, что и квантованные коэффициенты  $\hat{z}_k$ , но вычислены без потери информации. Далее будем опускать в обозначениях координаты блока, если они не имеют существенного значения.

Кодированию без потерь подлжет множество пар символов  $\{(n_k, \hat{z}_k) | k \in K^{y,x}\}$ , где  $K^{y,x} \subset \{1, \dots, 63\}$  – множество индексов ненулевых элементов вектора  $\hat{Z}^{y,x}$ ,  $n_k \geq 0$  – длина непрерывной серии нулей непосредственно перед коэффициентом  $\hat{z}_k \neq 0$ . Постоянная состав-

ляющая ДКП  $\hat{z}_0$  кодируется отдельно по специальному правилу.

При получении всех экспериментальных результатов, описанных в этой работе, использовалась матрица Пеннебакера (Pennebaker), рекомендованная для квантования яркостной составляющей в стандарте JPEG [3]:

$$Q = \begin{pmatrix} 16 & 11 & 10 & 16 & 24 & 40 & 51 & 61 \\ 12 & 12 & 14 & 19 & 26 & 58 & 60 & 55 \\ 14 & 13 & 16 & 24 & 40 & 57 & 69 & 56 \\ 14 & 17 & 22 & 29 & 51 & 87 & 80 & 62 \\ 18 & 22 & 37 & 56 & 68 & 109 & 103 & 77 \\ 24 & 35 & 55 & 64 & 81 & 104 & 113 & 92 \\ 49 & 64 & 78 & 87 & 103 & 121 & 120 & 101 \\ 72 & 92 & 95 & 98 & 112 & 100 & 103 & 99 \end{pmatrix} \quad (1)$$

### Построение контекстного прогноза

#### Корреляция между коэффициентами ДКП

Корреляцию между коэффициентами ДКП можно разделить на два вида: *внутриблочную* и *межблочную*. Внутриблочная корреляция – это корреляция между коэффициентами одного блока изображения, тогда как под межблочной корреляцией понимается корреляция между коэффициентами из разных блоков изображения, в частности между коэффициентами с одинаковым номером (*внутриполосная* корреляция).

Известно, что внутриблочная корреляция незначительна в силу свойств ДКП и коэффициенты корреляции близки к нулю. Однако этого нельзя сказать о корреляции абсолютных значений коэффициентов спектра. Чтобы оценить численную разницу, был проделан простой эксперимент: по данным 6 полутоновых изображений 512x512 (Barbara, Boat, Goldhill, Lena, Mandrill, Peppers) были вычислены наименьшее, наибольшее и среднее значения модулей коэффициентов корреляции (табл. 1). Число различных коэффициентов корреляции между элементами спектра без учета постоянных составляющих равно  $1953 = 63 \cdot 62/2$ .

Судя по численным оценкам, в среднем наиболее сильна корреляция между модулями коэффициентов. Кроме того, корреляция между модулями всегда выше, чем между самими коэффициентами спектра, т. е.  $|c(|z_i|, |z_j|)| > |c(z_i, z_j)|, \forall i \neq j$ . Поэтому для составления контекстного прогноза будем использовать корреляцию между абсолютными значениями коэффициентов ДКП  $|z_1|, |z_2|, \dots, |z_{63}|$ , а сам прогноз можно понимать как «прогноз модуля коэффициента».

Поскольку алгоритм контекстного кодирования разрабатывался для целей практической реализации в программных библиотеках компрессии видеоизображений, то исследование возможностей использования

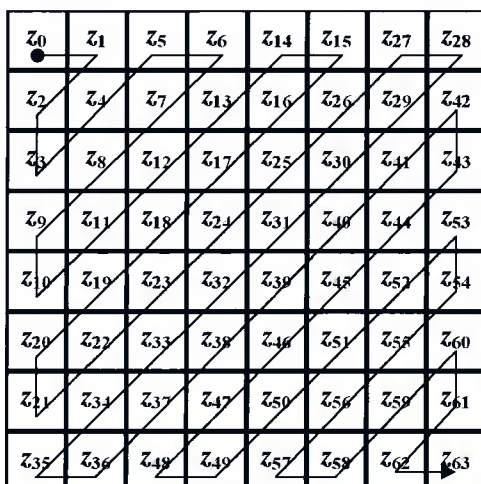


Рис. 1. Порядок считывания коэффициентов ДКП в одномерную последовательность (зигзаг)

Таблица 1. Корреляция переменных составляющих спектра ДКП

	$\min  c(u, u) $	$\frac{1}{1953} \sum_{i=1}^{63} \sum_{j=1}^{63}  c(u, u_i) $	$\max  c(u, u_i) $
$u=z$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	0,0208	0,3240
$u= z $	$2,3 \cdot 10^{-2}$	0,2673	0,6570
$u=z^2$	$4,3 \cdot 10^{-5}$	0,1126	0,7296

межблочной корреляции в данной работе было ограничено по двум причинам:

- учет межблочной корреляции коэффициентов ДКП предполагает вычисление ДКП для всех блоков изображения, тогда как в алгоритмах видеокompрессии преобразование, возможно, выполняется не с каждым блоком;
- для хранения коэффициентов ДКП ранее обработанных блоков изображения требуется дополнительная память.

Тем не менее при вычислении контекстного прогноза следует учитывать абсолютные значения горизонтального и вертикального перепадов постоянной составляющей  $|\Delta z_h|$  и  $|\Delta z_v|$ , где

$$\Delta z_h = z_0^{y,x} - z_0^{y,x-1}, \Delta z_v = z_0^{y,x} - z_0^{y-1,x}. \quad (2)$$

Вычисление постоянной составляющей (среднего значения) яркости не требует больших вычислительных затрат, однако эксперименты показывают, что учет перепадов постоянной составляющей позволяет резко повысить качество прогноза модуля низкочастотных коэффициентов, ценой хранения (или вычисления) только двух чисел:  $z_0^{y,x-1}$ ,  $z_0^{y-1,x}$ .

### Аналитическое выражение для контекстного прогноза

Итак, мы предположили корреляционную зависимость  $|Z_k|$ ,  $k=1, \dots, 63$  от модулей ранее обработанных коэффициентов  $|Z_1|, |Z_2|, \dots, |Z_{k-1}|$ , а также от модулей перепадов постоянной составляющей  $|\Delta z_h|$  и  $|\Delta z_v|$ .

Обозначим множество возможных факторов, действующих на случайную величину  $|Z_k|$ , через

$$W_k = \{|\Delta z_h|, |\Delta z_v|, |Z_1|, |Z_2|, \dots, |Z_{k-1}|\}.$$

Из каждого множества  $W_k$  выберем  $r(k)$  факторов, оказывающих наибольшее влияние на значение «зависимой» переменной  $|Z_k|$ . Число элементов во множествах  $W_k$  различно и равно  $k+1$ . Поэтому всегда  $r(k) \leq k+1$ . Например, для случайной величины  $|Z_1|$  можно взять не более двух факторов, а именно  $|\Delta z_h|$ ,  $|\Delta z_v|$ , но для  $|Z_{63}|$  возможно построение прогноза по 64 элементам множества  $W_{63}$ .

Степень влияния факторов на  $|Z_k|$  будем оценивать по величине коэффициента корреляции. Для каждого  $k=1, \dots, 63$  выберем  $r(k)$  элементов  $C_i^k \in W_k$ ,  $i=1, 2, \dots, r(k)$  таких, что модули коэффициентов корреляции  $|\alpha(|Z_k|, C_i^k)|$ ,  $i=1, 2, \dots, r(k)$  принимают наибольшие значения среди всех возможных для данного индекса  $k$  значений  $|\alpha(|Z_k|, C^k)|$ ,  $C^k \in W_k$ .

Для определенности положим

$$|\alpha(|Z_k|, C_1^k)| \geq |\alpha(|Z_k|, C_2^k)| \geq \dots \geq |\alpha(|Z_k|, C_{r(k)}^k)|. \quad (3)$$

Выбранный таким образом набор случайных величин  $\{C_1^k, C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k\} \subset W_k$  далее и будем называть контекстом случайной величины  $|Z_k|$  и обозначать  $C(|Z_k|)$ .

Чтобы выделить корреляционную зависимость случайной величины  $|Z_k|$  от факторов  $C(|Z_k|)$ , воспользу-

емся моделью множественной линейной регрессии  $|Z_k|$  на  $C_1^k, C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k \in C(|Z_k|)$ .

То есть, допустим, что в генеральной совокупности функция регрессии

$$q(C_1^k, C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k) = M[|Z_k| / C_1^k = C_1^k, C_2^k = C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k = C_{r(k)}^k] \quad (4)$$

является линейной функцией от переменных  $C_1^k, C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k$ .

Тогда в качестве контекстного прогноза модуля  $k$ -го коэффициента  $|Z_k|$  естественно использовать выборочную линейную регрессию

$$p_k = \alpha_{k0} + \sum_{i=1}^{r(k)} \alpha_{ki} C_i^k, \quad (5)$$

где  $\alpha_{ki}$ ,  $i=0, 1, \dots, r(k)$  – выборочные оценки неизвестных параметров функции регрессии (4).

Параметры контекстного прогноза  $\alpha_{ki}$  могут быть найдены по методу наименьших квадратов [4])

$$\alpha_{k0} = |\bar{z}_k| - \sum_{i=1}^{r(k)} \alpha_{ki} \bar{c}_i^k, \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^{r(k)} \alpha_{ki} \text{cov}(C_i^k, C_s^k) = \text{cov}(|z_k|, C_s^k), \quad s=1, 2, \dots, r(k), \quad (7)$$

где горизонтальная черта означает операцию усреднения по выборке (вместо математических ожиданий взяты соответствующие выборочные средние  $|\bar{z}_k|$  и  $\bar{c}_i^k$ ), а обозначение  $\text{cov}(x, y)$  соответствует выборочной оценке ковариации случайных величин  $X$  и  $Y$ :

$$\text{cov}(x, y) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})(y_j - \bar{y}).$$

Таким образом, параметры  $\alpha_{ki}$ ,  $i=0, 1, \dots, r(k)$  контекстного прогноза (5) находятся решением системы (7), состоящей из  $r(k)$  линейных уравнений и вычислением выражения (6).

Значение прогноза  $p_k$ ,  $k=1, 2, \dots, 63$  дает выборочную оценку условного математического ожидания

$$M[|Z_k| / C_1^k = C_1^k, C_2^k = C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k = C_{r(k)}^k],$$

где  $C_1^k, C_2^k, \dots, C_{r(k)}^k \in C(|Z_k|)$ .

### Экспериментальное определение параметров контекстного прогноза

Для построения контекстного прогноза необходимо знать следующие выборочные характеристики спектра ДКП:

$\bar{x}_p$ ,  $\text{cov}(x_p, x_j)$ ,  $c(x_p, x_j)$ , где  $x_p, x_j \in \{|\Delta z_h|, |\Delta z_v|, |Z_1|, |Z_2|, \dots, |Z_{63}|\}$ .

Оценки всех неизвестных характеристик получим, используя выборку, составленную по 6 полутоновым изображениям (8 бит, 512x512): Barbara, Boat, Goldhill, Lena, Mandrill, Peppers. Выборочные оценки были получены в пакете Matlab 5.2 с помощью функций mean, cov, corrcoef соответственно. Функции Matlab вычисляют несмещенную оценку дисперсии  $s^2 = (1/(n-1)) \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2$ , которая используется для работы cov и corrcoef.



Далее, задавшись числом элементов  $r(k)$  в регрессионной модели для каждого  $k=1, \dots, 63$ , можно найти оптимальные параметры  $\alpha_{kp}$   $i=0, 1, \dots, r(k)$  контекстного прогноза из уравнений (6) и (7). Выберем значения  $r(k)$  по самому простому правилу – одно значение  $R$  для любого  $k$ . Учитывая, что для малых индексов  $k$  может не хватить возможных независимых переменных ( $r(k) \leq k+1$ ), получим следующее правило:

$$r(k) = \begin{cases} R, & k \geq R-1 \\ k+1, & k < R-1 \end{cases}, k=1, \dots, 63. \quad (8)$$

Осталось выбрать значение параметра  $R$ , задающее максимальное число переменных в регрессионной модели. Логично полагать, что большее значение  $R$  должно приводить к уменьшению ошибки модели  $|z_k| \approx p_k$ , одновременно увеличивая вычислительные затраты на подсчет суммы (5). При увеличении  $R$  на единицу на каждое вычисление прогноза  $p_k$  требуется больше операций на одно сложение и одно умножение. Не принимая во внимание особенности конкретного вычислительного средства, будем считать, что с увеличением  $R$  на единицу время обработки увеличивается на некоторую постоянную величину. Уменьшение ошибки предсказания с ростом  $R$  оценим экспериментально, закодируем тестовое изображение Barbara с разными значениями параметра  $R=1, 2, 3, 4, 5, 6$ . Для этого в работающем алгоритме, описанном ниже, необходимо опробовать шесть наборов параметров прогноза. Каждый набор параметров находится решением системы линейных уравнений (7) и вычислением выражения (6) для  $k=1, \dots, 63$ . Зависимость длины сжатого файла от параметра  $R$  показывает, что значение  $R=3$  дает наилучший компромисс между сжатием и вычислительными затратами (дальнейшее увеличение  $R$  не дает значимого повышения эффективности сжатия данных).

Рис. 2 иллюстрирует несколько контекстов, выбранных по абсолютным значениям коэффициентов корреляции между модулями спектральных коэффициентов при  $R=3$ .

### Выбор модели по значению контекстного прогноза

Множество возможных значений контекстного прогноза разобьем на неравные промежутки путем введения порогов  $t_1, t_2, \dots, t_M$ , как показано на рис. 3.

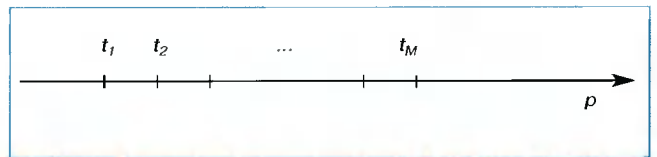


Рис. 3

Допустим, что вычислено значение контекстного прогноза  $p_k$ ,  $k=1, \dots, 63$ . Тогда статистическая модель для ненулевого коэффициента  $z_k$  или для длины нулевой серии  $n_k$  определяется попаданием значения  $p_k$  в один из промежутков. Поскольку мы кодируем коэффициенты и длины нулевых серий по разным моделям, то необходимо иметь два разных набора порогов:  $t_1^z, t_2^z, \dots, t_{M_z}^z$  и  $t_1^n, t_2^n, \dots, t_{M_n}^n$ . В этих наборах, вообще говоря, разное число порогов:  $M_z$  и  $M_n$ .

Оптимальные пороги и, следовательно, оптимальное число статистических моделей хорошо определяются экспериментально. Начать можно с кодирования изображения, используя одну модель для коэффициентов и одну – для длин нулевых серий, то есть без предсказания. Затем выбрать значение первого порога так, чтобы размер сжатого изображения стал минимальным. Далее постепенно увеличивать число моделей, добавляя новые пороги до тех пор, пока размер сжатого изображения не станет увеличиваться. Этот эксперимент также позволяет судить об устойчивости алгоритма к изменению класса входных изображений. Проведенные нами эксперименты показывают, что для разных изображений оптимальные пороги изменяются незначительно. Следовательно, предложенное правило составления прогноза выявляет свойства именно спектра ДКП, а не свойства исходного изображения.

Оказалось, что наилучшее число порогов  $M_z=M_n=3$ , то есть следует использовать по 4 модели для ненулевых коэффициентов и для длин нулевых серий. В экспериментах были получены следующие значения порогов:  $t_1^z=0,52$ ,  $t_1^n=0,45$ ,  $t_2^z=t_2^n=1,3$ ,  $t_3^z=t_3^n=3,25$ .

Окончательно правило выбора номера модели для длин нулевых серий  $n_k$  в зависимости от значения контекстного прогноза выглядит следующим образом:

$$m = \begin{cases} 4, & p_k \leq t_1^n; \\ 3, & t_1^n < p_k \leq t_2^n; \\ 2, & t_2^n < p_k \leq t_3^n; \\ 1, & p_k > t_3^n. \end{cases} \quad (9)$$

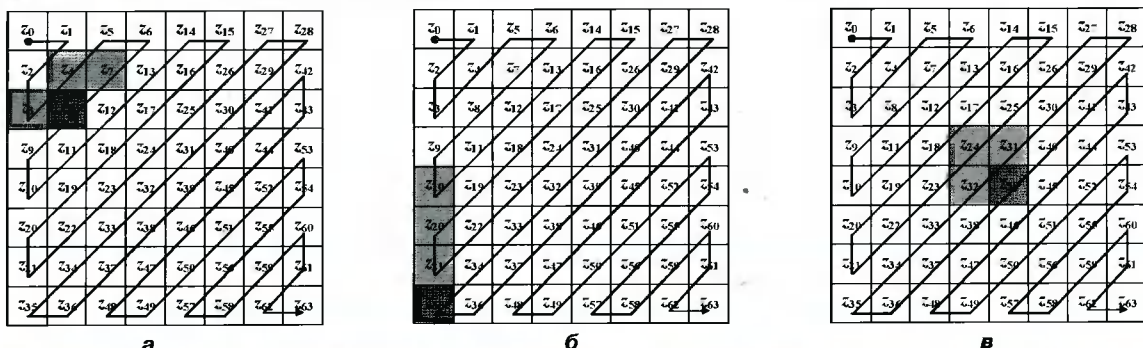


Рис. 2. Контексты некоторых коэффициентов при  $R=3$ : а –  $|Z_8|$ ; б –  $|Z_{35}|$ ; в –  $|Z_{39}|$

А правило выбора номера модели для ненулевых коэффициентов  $Z_k$ :

$$m = \begin{cases} 8, & p_k \leq t_1^z; \\ 7, & t_1^z < p_k \leq t_2^z; \\ 6, & t_2^z < p_k \leq t_3^z; \\ 5, & p_k > t_3^z. \end{cases} \quad (10)$$

**Описание алгоритма контекстного кодирования**

Используемый в работе арифметический кодер аналогичен широко известному варианту [5]. Число бит для представления накопленной частоты (frequency bits) принято равным 13, а число бит для представления числа (code bits) равно 19.

**Кодирование постоянной составляющей**

Чтобы закодировать постоянную составляющую  $\hat{z}_0^{y,x}$  (квантованное значение), сначала вычисляется прогнозируемое значение по двум соседним блокам:

$$\hat{p}_0^{y,x} = \text{round}[(\hat{z}_0^{y,x-1} + \hat{z}_0^{y-1,x})/2]. \quad (11)$$

Далее кодируется только разность истинного и прогнозируемого значений  $\hat{z}_0^{y,x} - \hat{p}_0^{y,x}$  с использованием модели с номером  $m=0$ .

В формуле (11) используется проквантованное значение постоянной составляющей ДКП, следовательно, нужно следить, чтобы значения от разных блоков были проквантованы одинаково и в формуле участвовали числа одного масштаба.

**Кодирование блока квантованных коэффициентов**

Значение контекстного прогноза, вычисленное по формуле, аналогичной (5), но с использованием квантованных коэффициентов, будем обозначать символом с «крышкой»:

$$\hat{p}_k = \alpha_{k0} + \sum_{i=1}^{r(k)} \alpha_{ki} \hat{c}_i^k, \quad (12)$$

где  $\hat{c}_1^k, \hat{c}_2^k, \dots, \hat{c}_{r(k)}^k$  – контекст, состоящий из модулей квантованных коэффициентов.

Пусть  $K^{y,x} \subset \{1, \dots, 63\}$  – множество индексов ненулевых элементов блока  $Z^{y,x}$  квантованных коэффициентов ДКП. Алгоритм кодирования каждого блока  $Z^{y,x}$  выглядит следующим образом.

1. Установить номер модели  $m \leftarrow 0$ .

2. Вычислить значение прогноза постоянной составляющей  $\hat{p}_0$  по (11).
3. Закодировать разность  $\hat{z}_0 - \hat{p}_0$ .
4. Установить номер модели  $m \leftarrow 1$ .
5. Для всех индексов ненулевых коэффициентов  $k \in K^{y,x}, k \neq 0$ 
  - Закодировать длину нулевой серии  $n_k$ .
  - Вычислить значение контекстного прогноза  $\hat{p}_k$  по формуле (12).
  - Выбрать по  $\hat{p}_k$  номер модели для ненулевых коэффициентов  $m \in \{5, 6, 7, 8\}$ .
  - Закодировать ненулевой коэффициент  $Z_k$ .
  - Выбрать по  $\hat{p}_k$  номер модели для длин нулевых серий  $m \in \{1, 2, 3, 4\}$ .
6. Если  $k < 63$ , то закодировать признак конца блока ЕОВ.

В приведенном описании алгоритма подразумевается, что кодирование символа всегда выполняется с использованием той статистической модели, номер которой был выбран последним.

**Результаты экспериментов**

В табл. 2 приведены результаты сжатия полутоновых (8 бит на пиксель) изображений: семи 512x512 и одного 2048x2560 (Cafe). Размер сжатого файла указан в байтах. Под выигрышем в сжатии понимается процент уменьшения длины файла при контекстном кодировании по сравнению с размером JPEG-файла, то есть размер JPEG-файла принимается за 100%.

Файлы JPEG с кодированием по Хаффману были получены с помощью программы Paint Shop Pro версии 5.00. Тот же результат можно получить с помощью широко распространенного кодера с открытым исходным кодом от Independent JPEG Group с включенной опцией оптимизации таблиц Хаффмана. Файлы JPEG с арифметическим кодированием получены с помощью библиотеки от Independent JPEG Group с дополнением, автор которого Guido Vollbeding. Уровень качества соответствует матрице квантования (1). В таблице приведены размеры JPEG-файлов, уменьшенные на длину заголовка, равную 104 байтам. Пиковое отношение сигнал-шум (PSNR) вычисляется по формуле

$$PSNR = 10 \lg \left[ 255^2 / \left\{ \frac{1}{w \cdot h} \sum_{i,j} (f(i,j) - f'(i,j))^2 \right\} \right], \quad (13)$$

где  $w, h$  – размеры изображения в пикселях, а  $f(i,j)$  и  $f'(i,j)$  – яркости точек исходного и восстановленного

**Таблица 2**

	PSNR, дБ	Контекстное кодирование	JPEG Хаффман	Выигрыш в сжатии, %	JPEG арифм. код.	Выигрыш в сжатии, %
Barbara	32,54	27647	29785	7,2	27773	0,5
Boat	34,73	22119	23797	7,1	21917	-0,9
Goldhill	33,59	24182	26609	9,1	24084	-0,4
Lena	35,81	18447	20303	9,1	19406	4,9
Mandrill	28,23	40714	44657	8,8	40657	-0,1
Peppers	34,83	18623	20742	10,2	20185	7,7
Zelda	37,78	14888	16416	9,3	15346	3,0
Cafe	30,00	746573	815063	8,4	777333	4,0



изображения. Для абсолютно точного сравнения PSNR для JPEG и контекстного кодирования должен совпадать. Практически же наблюдались отличия, но они составили величину менее 0,02 дБ и в пользу нашего кодера, что можно объяснить различной точностью вычисления ДКП. В табл. 2 указано значение PSNR, полученное для случая контекстного кодирования.

Результаты сжатия по стандарту JPEG с кодированием по Хаффману приведены лишь для справки, сравнение нужно проводить между алгоритмами, использующими арифметическое кодирование. На четырех изображениях из восьми наш алгоритм уверенно опережает JPEG, а на остальных четырех разница в длине кода составляет доли процента. Напомним, что параметры контекстного алгоритма, а именно контексты и коэффициенты контекстного прогноза, были найдены по совокупной статистике 6 изображений.

Может ли оказаться так, что каждое отдельное изображение сжимается недостаточно эффективно из-за того, что эмпирические параметры кодирования были получены по совокупной статистике разнородных изображений? Проведем эксперимент: закодируем все восемь изображений для случая, когда контексты, параметры контекстного прогноза, пороги выбора моделей по прогнозу найдены только по изображению Boat (худший результат сравнения с JPEG). Изменение длин файлов получается в пределах одного процента. Таким образом, параметры алгоритма контекстного прогноза являются достаточно универсальными и определяются в большей степени общими свойствами ДКП изображений.

## Заключение

Метод контекстного кодирования, основанный на выделении корреляционной зависимости между модулями коэффициентов ДКП внутри одного блока 8x8, был применен для сжатия неподвижных изображений. Сравнение контекстного алгоритма с алгоритмом JPEG, использующим арифметическое кодирование, показало, что на отдельных изображениях проигрыш в сжатии составляет величину, не превышающую 1%, тогда как выигрыш достигает 7%.

К числу недостатков предложенного алгоритма можно отнести большое количество параметров: контекст из трех элементов выбран для каждого из 63 коэффициентов ДКП, четыре параметра контекстного прогноза найдены для каждого коэффициента ДКП, шесть порогов выбора статистических моделей по значению прогноза. Тем не менее, все эти параметры обусловлены свойствами спектра ДКП реальных изображений и являются достаточно универсальными, что подтверждают результаты экспериментов.

Вычислительная сложность алгоритма невелика. К хорошо изученным и оптимизированным операциям вычисления ДКП, арифметического кодирования и адаптивного моделирования добавляется только вычисление контекстного прогноза. Контекстный прогноз требует 3 умножения и 4 сложения на каждый ненуле-

вой квантованный коэффициент ДКП-блока, причем умножения допускают целочисленную реализацию.

Все эксперименты проводились с учетом единственной матрицы квантования – матрицы Пеннебакера (1), поэтому метод контекстного кодирования требует обобщения для различного шага квантования, например для распространенного набора из сотни матриц, которые получаются умножением матрицы Пеннебакера на коэффициент.

Следует отметить, что использованное нами (и в JPEG) кодирование длин нулевых серий (RLE) не в полной мере является естественным для природы двумерных данных спектров ДКП. Тем не менее, эта техника значительно сокращает вычисления: кодированию подвергаются лишь ненулевые коэффициенты, которых на практике оказывается значительно меньше нулевых.

По причинам, упомянутым в подпункте «Корреляция между коэффициентами ДКП» недостаточное внимание уделено межблочной корреляции. Можно ожидать даже более сильной корреляционной зависимости между коэффициентами, относящимися к одной базисной функции из разных блоков, чем между коэффициентами внутри одного блока, особенно в области низких частот. Следовательно, есть возможность существенно улучшить сжатие, учитывая межблочную корреляцию.

Среди возможных путей повышения степени сжатия можно также отметить минимизацию критерия битовые затраты – искажение (RD-оптимизацию), выполненную аналогично тому, как это делается для стандартного алгоритма JPEG в работе [6].

Предложенный алгоритм с RD-оптимизацией применяется в программной охранной системе Visual Security, разработанной в Технологическом центре МИЭТ ([www.tcen.ru](http://www.tcen.ru)).

## Литература

1. Умняшкин С.В. Использование контекстного арифметического кодирования для повышения сжатия данных по схеме JPEG. // Известия вузов. Электроника, 2001, № 3, с. 96–98.
2. Xiaohui Xue, Wen Gao. Context-based Statistical Model for DCT-based Image Coder.
3. W. B. Pennebaker and J. L. Mitchell, JPEG Still Image Data Compression Standard. New York: Van Nostrand Reinhold, 1992.
4. Розанов Ю.А. Случайные процессы. М.: Наука, 1971, 288 с.
5. I. Witten, R.M. Neal, J.G. Cleary. Arithmetic coding for data compression. // Communications of the ACM, vol.30, no.6, pp. 520–540, June 1987.
6. Умняшкин С.В., Космач М.В. Оптимизация кодирования цифровых изображений по методу JPEG. // Известия вузов. Электроника, 1998, №6, с. 79–84.

## Выставка: план победы

Многолетнее анкетирование среди участников и посетителей московской выставки электронных компонентов ExpoElectronica позволило определить технологию выставочного успеха.

Специалисты главной российской «ЭкспоЭлектроники» проводят анкетирование и маркетинговые исследования аудитории уже в течение шести лет. За это время на вопросы анкеты ответили более 25 000 посетителей и участников. На фоне стандартных исследований с выборками в 1000–1500 человек работа маркетологов «ЭкспоЭлектроники» кажется грандиозной и заслуживает особого внимания. Прокомментировать результаты исследований мы попросили PR-директора компании, организующей выставку, ООО «Примэкспо» Ирину Чумак.

– Каковы цели ваших исследований?

– Проводимые исследования направлены на решение нескольких задач. Одна из них – определить типичные ошибки, снижающие эффективность работы на выставке. Другая задача – построить «алгоритм максимальной эффективности», которым могут воспользоваться все партнеры и клиенты «ЭкспоЭлектроники». Ведь организаторы выставки заинтересованы в том, чтобы ее участники достигли максимального результата.

– Что такое «эффективность» и «результат» в применении к выставочному бизнесу?

– Отраслевая выставка – сама по себе кульминация в маркетинге предприятий электронной промышленности. Она помогает эффективно решить весь комплекс промо-задач: от прямого обращения к многочисленной целевой аудитории до нахождения деловых партнеров. На любом этапе этой работы – знакомство посетителей с вашей продукцией или торговой маркой, представление ее достоинств и преимуществ, формирование позитивного отношения к ней, завязывание связей с лицами, принимающими решения, подготовка и подписание контрактов – вы можете получить желаемый результат. Какие-то контакты на выставке могут закончиться заключением договоров, какие-то – выгодным информированием, какие-то – завязыванием перспективных знакомств. А в идеале абсолютная эффективность измеряется в максимальных денежных доходах, которые предприятие получает уже после выставки. Но на практике оказывается, что желаемый результат требует серьезной подготовки. Это естественно, ведь выставка – особый вид маркетингового продвижения.

– С чего же начинают подготовку те предприятия, которые достигают максимального результата?

– Во-первых, они просто начинают подготовку вовремя. Нормальный срок такой работы – несколько месяцев. Начав «шевелиться» за пару недель до открытия выставки, можно рассчитывать на стабильно «скромный» результат. Часто в предвыставочном цейтноте создается дорогостоящее, шумное шоу для зевак. Наши исследования показали, что во втором случае компании часто сожалеют о напрасно потраченных средствах. Можно поставить перед стендом полуодетых девочек в перьях, запустить в дело дорогостоящие муляжи оборудования – и не получить от выставки почти ничего. К успеху же ведет мощная, логичная, продуманная подача образа своей компании и ее продукции – от четко проработанного представления вашего товара с учетом главных его особенностей до рекламных ходов и построения стенда. А все шоу-эффекты должны лишь акцентировать, но не отвлекать внимание специалистов от вашего так называемого ключевого сообщения. Ведь не секрет, что слишком яркие образы часто заслоняют собой само сообщение, и оно остается незамеченным.

– У этой подачи есть какие-нибудь законы?

– Да, можно сказать и так. Выставка – это действительно в какой-то мере шоу. Но это шоу для специалистов – нужно наглядно продемонстрировать достоинства своего предложения на рынке. Ведь специалисты ходят на выставку не развлекаться, а работать, продвигать свой бизнес. Как показывает практика, на крупных специализированных вы-

ставках специалисты предпочитают логичную деловую подачу нужной информации. Товар – его свойства – цена – условия поставок – вот те опорные моменты, которые определяют демонстрационную логику стенда. Под нее нужно подготовить соответствующие материалы: каталоги, буклеты, проспекты, CD, листовки, визитки и так далее. Не стоит экономить на нужном, зато все лишнее можно с легкостью отбросить.

Затем стоит продумать тактику работы на выставке. Различная печатная продукция должна полностью избавить ваших клиентов от необходимости что-то записывать. Но в процессе контактов с посетителями важно соблюдать адекватность в раздаче материалов, не попадая в т.н. ловушки. Иногда все основные рекламные материалы – каталоги, диски – раздаются в первый день и порой случайным людям. А на второй и последующие дни, на которые и падает пик деловой активности, самым интересным потенциальным клиентам вынуждены раздавать визитки или листовки, размноженные на ризографе. В результате упускаются возможности, ради которых компании участвуют в выставке. Поэтому стоит четко определить, кто именно вам нужен и кто какого внимания заслуживает.

Отсюда вытекает еще одна необходимость: заблаговременная подготовка стендистов. Задача стендиста не просто раздавать материалы потенциальным клиентам, он должен быть готов кратко представить маркетинговую «формулу» вашего продукта.

Не стоит требовать от стендистов задатков шоу-гениев или топ-менеджеров. Лучше построить подготовку таким образом, чтобы стендисты знали схему ответов на вероятные вопросы и усвоили алгоритм выставочного общения – максимум корректной информации в минимум времени. Стоит учесть, что после 2 часов работы стендистам нужен перерыв, иначе дальнейшая работа не будет результативна.

Важно, чтобы стенд был удобен и функционален. Нужно построить его таким образом, чтобы не мешать друг другу в процессе работы, при этом не забывайте о специальной зоне для возможных переговоров. Выставка часто является кульминацией рекламной кампании, проходящей по нескольким информационным каналам – пресса, радио, direct-mail и пр. Участники выставки часто присоединяются к рекламной кампании организаторов выставки – это экономит средства. Для большей эффективности целесообразно указывать в своих предвыставочных рекламных объявлениях номер павильона и выставочного стенда, чтобы избавить потенциальных клиентов от долгих поисков.

– А есть ли в выставочном процессе какая-нибудь уникальная возможность, что-то, чего можно достичь только на выставке?

– Конечно. В первую очередь, выставка – это комплекс возможностей.

Общеизвестно, что различные каналы коммуникаций (ТВ, пресса, радио, наружная реклама и пр.) работают по-разному – воздействуя зрительными или слуховыми образами. Выставка же обладает преимуществами различных рекламных каналов одновременно – и зрительного, и слухового. Кроме того, специализированная выставка – это территория, где вся аудитория является целевой, где собираются именно специалисты.

Компании, которые хорошо подготовились к выставке, говорят, что эти три дня дают им большую отдачу, чем год маркетинговой работы по другим каналам. Ведь «ЭкспоЭлектроника» – это порядка 20 000 специалистов со всей страны, которые приедут посмотреть на вашу экспозицию.

Сможете ли вы привлечь и удержать их внимание, сможете ли найти в этой огромной массе заинтересованных лиц именно тех, кто вам нужен, зависит во многом и от вас. Но нигде больше вы не сможете «вживую» обратиться к такой огромной аудитории специалистов-профессионалов, которая собралась специально для того, чтобы смотреть, слушать и решать. Это – уникально!

УДК 621.397.2

# Методика регулировки потока при сжатии динамических видеоизображений

А.В. Дворкович, С.В. Быстров

## 1. Введение

При сжатии цифровой информации динамических изображений, как правило, необходимо регулировать выходной поток данных в соответствии с ограниченной пропускной способностью реальных каналов связи. На практике часто возникает задача доставить закодированные данные через канал с ограниченной пропускной способностью с минимальной задержкой при сохранении максимально возможного качества восстановленного изображения. Данная статья посвящена решению этой задачи – разработке эффективно-го метода регулирования скорости выходного потока данных.

При разработке такого метода необходимо рассмотреть особенности кодирования различных типов кадров (с внутрикадровым кодированием, I, кодированные с предсказанием, P, кодированные с двунаправленным предсказанием, B), встречающихся во многих распространенных стандартах кодирования (MPEG-1 [1], MPEG-2 [2], H.261 [3], H.263 [4], MPEG-4 [5]). Чтобы обеспечить наиболее полное использование пропускной способности канала связи с минимальной задержкой, необходимо подогнать параметры кодирования кадров к параметрам канала, их взаимосвязь должна быть точно смоделирована.

Регулировка потока сводится к принятию решений о параметрах квантования видеообъектов (кадров, макроблоков). Описываемая методика основана на так называемой R-D-модели (Rate-Distortion, модель связи скорости выходного потока и степени сжатия) [6]. В этой модели учитываются характеристики изображения, влияющие на выбор параметров квантования. Т.к. перечисленные выше стандарты видеокомпрессии используют одинаковый базовый алгоритм кодирования (внутрикадровое косинусное преобразование блоков и квантование, межкадровое предсказание макроблоков), то данная схема регулирования потока применима к каждому из них.

## 2. R-D-модель

Прежде чем приступить к описанию R-D-модели, необходимо ввести некоторую меру сложности видеообъекта. Часто используются такие меры, как средне-квадратичная разность (СКР), средняя абсолютная разность (САР), максимальная разность (МР).

$$СКР = \frac{1}{255} \sum_{i=1}^{16} \sum_{j=1}^{16} (f(i,j) - \mu)^2,$$

$$САР = \frac{1}{255} \sum_{i=1}^{16} \sum_{j=1}^{16} |f(i,j) - \mu|,$$

$$МР = \max_{(i=1, \dots, 16, j=1, \dots, 16)} (|f(i,j) - \mu|),$$

где  $f(i, j)$  – значение яркости в точке  $(i, j)$ ,  
 $\mu$  – средняя яркость макроблока,

$$\mu = \frac{1}{255} \sum_{i=1}^{16} \sum_{j=1}^{16} f(i,j).$$

На практике из соображений минимизации объема вычислений часто применяется мера САР.

Для макроблоков, кодируемых с предсказанием, значение в каждой точке берется после компенсации движения, а значение средней яркости можно считать равным нулю. Для кадра САР рассчитывается как сумма САР всех макроблоков.

В R-D-модели предполагается, что количество бит  $T$ , которые будут потрачены на кодирование коэффициентов ДКП (дискретного косинусного преобразования), зависит от коэффициента квантования видеообъекта  $Q$  следующим образом:

$$T = САР \cdot \left( \frac{X_1}{Q^1} + \frac{X_2}{Q^2} \right) = R - H,$$

где  $X_1$  и  $X_2$  – параметры модели,  $R$  – количество бит, приходящихся на видеообъект;  $H$  – количество бит, приходящихся на заголовки и вектора движения.

При использовании единого коэффициента квантования для кадра параметры системы  $X_1$  и  $X_2$  можно уточнять после того, как кадр будет закодирован. Для уточнения используется  $n$  закодированных кадров.

Пусть матрицы

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1/Q_1 \\ 1 & 1/Q_2 \\ \dots & \dots \\ 1 & 1/Q_n \end{bmatrix}, \quad M_2 = \begin{bmatrix} Q_1 \cdot T_1 \\ Q_2 \cdot T_2 \\ \dots \\ Q_n \cdot T_n \end{bmatrix},$$

тогда

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = (M_1^T \cdot M_1)^{-1} \cdot M_1^T \cdot M_2,$$

где  $T_i, Q_i (i = 1 \dots n)$  – количество бит, потраченных на кодирование коэффициентов ДКП и коэффициенты квантования закодированных кадров соответственно. Ниже будет указано, какие кадры используются для уточнения параметров модели.

### 3. Методика

Регулирование потока с использованием постоянного коэффициента квантования в кадре состоит из следующих стадий.

1. Вычисление количества бит, выделяемых на кадр и на коэффициенты ДКП.
2. Подсчет коэффициента квантования.
3. Кодирования кадра.
4. Обновление R-D-модели.

Первая стадия методики отличается для разных типов кадров, так как различен механизм подсчета количества бит, выделяемых на коэффициенты ДКП, для I-, P- и B-кадров. Хотя данная модель не привязана к сложности кадра (сложность в несколько раз отличается для различных типов кадров), однако предполагается, что последовательно идущие кадры имеют схожую сложность, примерно одинаковое количество бит на заголовки (не коэффициенты ДКП) и т.д. В связи с этим строится R-D-модель для каждого типа кадров.

Рассмотрим подробнее первую и четвертую стадии.

#### 3.1 Вычисление количества бит, выделяемых на кадр и на коэффициенты ДКП

Количество бит, выделяемых на кадр и на его коэффициенты ДКП, определяется в том числе типом кадра. Например, размер I-кадра должен в несколько раз превышать размер P-кадра. Пусть кодирование видео осуществляется при следующих условиях: максимальное расстояние (в кадрах) между двумя последовательными I-кадрами равно  $N_I$ ; I-кадры в среднем занимают в  $K_I$  раз больше бит, чем P-кадры; временное расстояние между двумя последовательными I-кадрами (без учета потенциальной смены сюжета) равно  $\tau_I$ ; ПСК – пропускная способность канала связи. Тогда пред началом кодирования группы кадров, начинающейся I-кадром и продолжающейся до следующего I-кадра, необходимо рассчитать количество бит, приходящихся на I-кадр:

$$T_I = K_I \cdot \tau_I \cdot \text{ПСК} / (N_I + K_I).$$

Опишем далее расчет для P-кадров. Допустим, закодированный I-кадр занял  $T_I$  бит. Тогда количество бит  $T_{ост}$ , оставшихся на  $N_P$  P-кадров группы ( $N_P = N_I - 1$ ), равно

$$T_{ост} = N_I \cdot \text{ПСК} - T_I$$

Таким образом, среднее количество бит, приходящихся на P-кадр группы, равно

$$T_P = T_{ост} / N_P.$$

Так как количество бит, реально потраченных на P-кадр, отличается от расчетного значения, то в целях обеспечения более равномерного распределения бит на кадры используется виртуальный буфер. Это буфер также служит для сглаживания неравномерности пото-

ка кодированных данных, которая обусловлена использованием различных типов кадров, различной сложностью кадров и пр. Пусть  $B_S$  – размер виртуального буфера (часто его размер задается как  $N_I \cdot \text{ПСК} / 4$ ), а  $B$  – его заполненность (вначале  $B = B_S / 2$ ). Тогда перед кодированием очередного P-кадра предполагаемое количество бит можно рассчитать как

$$T_P = T_{ост} / N_P \cdot (B + 2 \cdot (B_S - B)) / (2 \cdot B + (B_S - B)).$$

Таким образом, если буфер заполнен больше, чем наполовину, то количество выделяемых бит уменьшается, в противном случае – увеличивается. После того как P-кадр закодирован, следует уточнить количество бит для следующего P-кадра и обновить заполненность виртуального буфера.

$$\begin{aligned} T_{ост} &= T_{ост} - T_P, \\ N_P &= N_P - 1, \\ B &= B + T_P - B_K, \end{aligned}$$

где  $B_K$  – количество бит, уходящих из виртуального буфера в канал за время между двумя последовательными кадрами.

Чтобы избежать сильной деградации качества P-кадров или переполнения виртуального буфера в случае, когда реальные размеры P-кадров получаются больше расчетных, можно пропускать P-кадры. Однако следует учитывать, что пропуск кадров приводит к ухудшению предсказания и к большей сложности последующего кадра. Количество пропускаемых P-кадров  $N_{II}$  рассчитывается следующим образом:

$$\begin{aligned} N_{II} &= 0; \\ \text{while}(B > 0,8 \cdot B_S) \{ \\ N_{II} &= N_{II} + 1; \\ N_P &= N_P - 1; \\ B &= B - B_K; \} \end{aligned}$$

Также следует отметить те случаи, когда группа кадров при кодировании не укладывается в отведенный ей поток, например при смене сюжета. В этом случае количество перерасходованных бит можно учесть при кодировании следующей группы кадров.

#### 3.2 Обновление R-D-модели

Обновление модели можно разбить на два этапа: определение количества кадров  $n$ , результаты кодирования которых будут учтены при уточнении параметров модели, и уточнение параметров модели.

Описываемый ниже механизм позволяет предотвратить (уменьшить) негативное влияние изменения сложности кадров (смены медленного сюжета более быстрым и наоборот). Например, если сложность текущего кадра значительно больше, чем у предыдущего, то количество кадров, принимаемых во внимание, (размер окна статистики) следует уменьшить. Таким образом, кодер может принимать решение, основыва-

ясь, например, на разнице в сложности текущего и предыдущего кадров. Допустим, что закодировано  $N_3$  кадров группы, тогда

$$W = \min(N_3, 20),$$

то есть максимальный размер окна статистики равен 20.

Пусть сложность текущего закодированного кадра равна  $CAP_{ТЕК}$ , а предыдущего –  $CAP_{ПРЕД}$ , тогда

$$n = W \cdot CAP_{ПРЕД} / CAP_{ТЕК}, \text{ если } CAP_{ТЕК} > CAP_{ПРЕД},$$

$$n = W \cdot CAP_{ТЕК} / CAP_{ПРЕД}, \text{ если } CAP_{ТЕК} < CAP_{ПРЕД}.$$

Уточнение параметров модели  $X_1$  и  $X_2$  осуществляется в три этапа. Сначала рассчитываются новые значения  $X_1$  и  $X_2$  (см. выше). Затем с помощью этих новых параметров проводится оценка количества бит для всех кадров окна статистики, и из него исключаются те кадры, для которых оценка количества бит отличается от реального размера закодированного кадра больше, чем на среднеквадратичное отклонение оценки от реального размера в окне статистики. На третьем этапе повторяется расчет новых значений  $X_1$  и  $X_2$  в уточненном окне статистики.

#### 4. Результаты

В программном кодере MPEG-4 была реализована приведенная выше схема регулирования потока. Результат ее работы наглядно отображается на графике зависимости количества бит в виртуальном буфере от номера кадра видеопоследовательности. После кодирования очередного кадра количество бит в буфере увеличивается, а скорость уменьшения количества бит в буфере постоянна и равна заданной пропускной способности канала. При идеальной работе методики регулирования скорости потока график должен иметь пилообразный вид с большими пиками на I-кадрах и плавным уменьшением до нуля к концу группы кадров.

На рис. 1 представлена такая зависимость при кодировании стандартной последовательности Carphone размера QCIF (176 x 144 пиксела) со следующими параметрами:  $ПСК=300$  кбит/с,  $N_f=25$  кадров,  $K_f=5$ .

На рис. 2 представлен участок той же зависимости для кадров с 100 по 200.

На рис. 3 представлена зависимость для стандартной последовательности Carphone, QCIF,  $ПСК=100$  кбит/с,  $N_f=100$  кадров,  $K_f=5$ .

На рис. 4 представлена зависимость для стандартной последовательности Foreman, CIF (352 x 288 пиксела),  $ПСК=400$  кбит/с,  $N_f=25$  кадров,  $K_f=5$ .

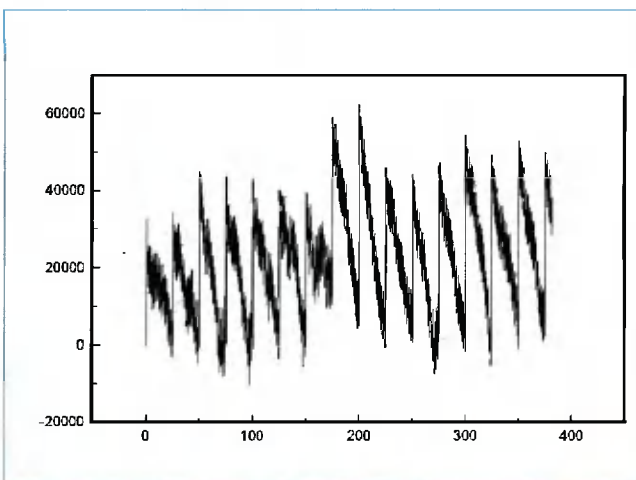


Рис. 1

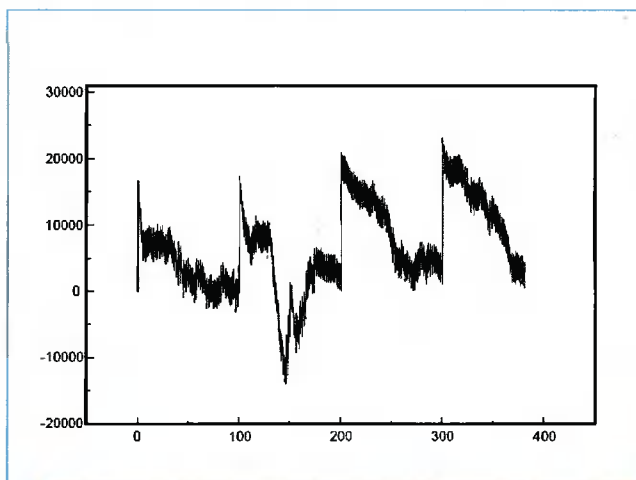


Рис. 3

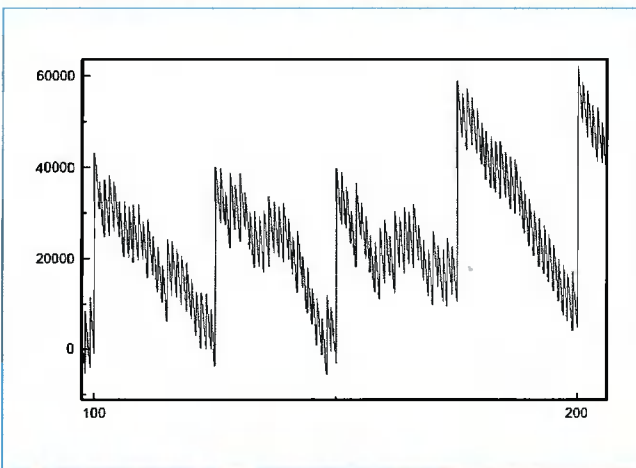


Рис. 2

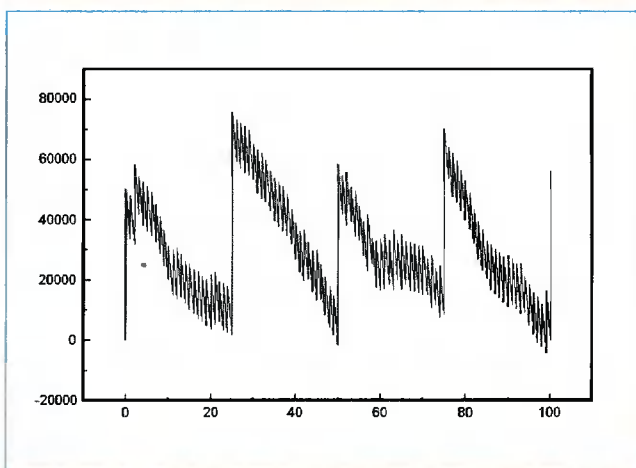


Рис. 4

На приведенных графиках количество бит в виртуальном буфере колеблется около нулевого значения и почти всегда положительно, т.е. модель регулирования потока работает корректно.

### 5. Помакроблочное регулирование потока

Существует ряд задач, в которых требуется более точное регулирование скорости потока. Кроме того, единый коэффициент квантования на кадр не обеспечивает наилучшее качество восстановленного изображения при заданной пропускной способности канала. Решением в данном случае может быть введение регулирования потока на уровне макроблоков. Так как описанная выше модель применима к любым видеообъектам, то она применима и к макроблокам.

#### 5.1 Расчет количества бит на макроблок

Допустим, что известно расчетное количество бит, приходящихся на коэффициенты ДКП кадра (см. 3.1). Тогда перед кодированием каждого макроблока расчетное количество бит  $T_{Mi}$ , приходящихся на него, можно получить следующим образом:

$$T_{Mi} = CAP_i / CAP_{OCTi} \cdot T_{OCTi}$$

где  $i$  – номер макроблока,  $CAP_i$  – его сложность,  $CAP_{OCTi}$  – сложность незакодированной части кадра,  $T_{OCTi}$  – количество бит, оставшееся для незакодированной части кадра. При кодировании первого макроблока в кадре  $CAP_{OCTi}$  совпадает со сложностью кадра. При кодировании  $i$ -го макроблока она уменьшается на  $CAP_i$ . Аналогично  $T_{OCTi}$  перед началом кодирования кадра равно количеству бит, отводимых на весь кадр, после кодирования  $i$ -го макроблока  $T_{OCTi}$  уменьшается на  $T_{Mi}$ . Следует также отметить, что рассчитанное значение коэффициента квантования для макроблока иногда может или должно ограничиваться. Например, стандарт MPEG-4 требует, чтобы коэффициенты квантования соседних макроблоков в кадре отличались не более чем на 2. Ограничение значений коэффициента квантования может потребоваться также по ряду других причин, например для ограничения деградации качества части изображения из-за сильного квантования. В связи с этим часто применяется ограничение на изменение коэффициента квантования в пределах  $\pm 25\%$  относительно некоторого значения для кадра.

#### 5.2 Результаты

Преимущества помакроблочной регулировки потока можно проиллюстрировать, если отобразить результаты на тех же графиках, что и для регулировки потока с одним коэффициентом квантования на кадр. На приведенных ниже рисунках красными линиями обозначены результаты помакроблочного регулирования скорости потока, черными – покадрового.

На рис. 5 представлена зависимость для последовательности Carphone, QCIF, ПСК=300 кбит/с,  $N_f=25$  кадров,  $K_f=5$ .

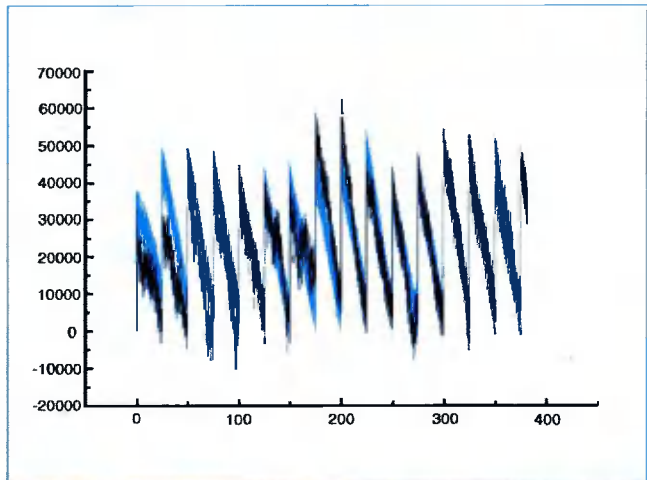


Рис. 5

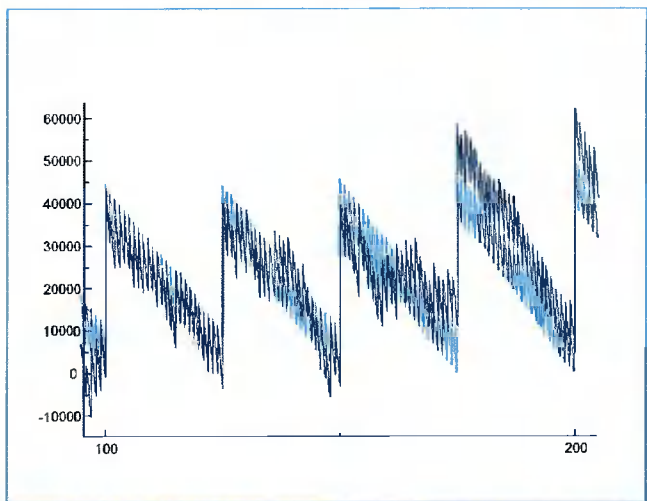


Рис. 6

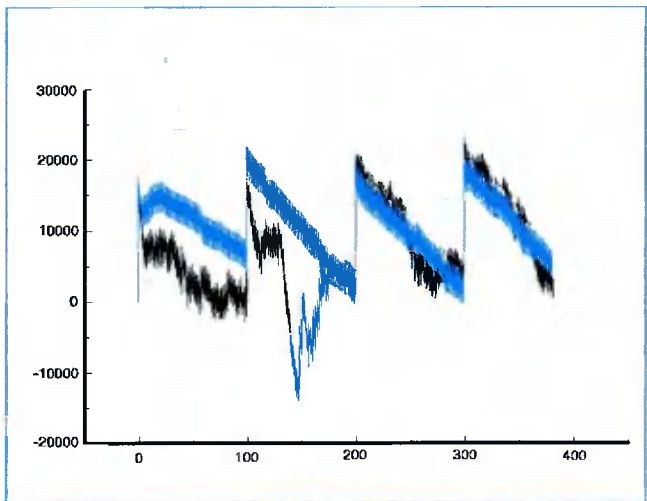
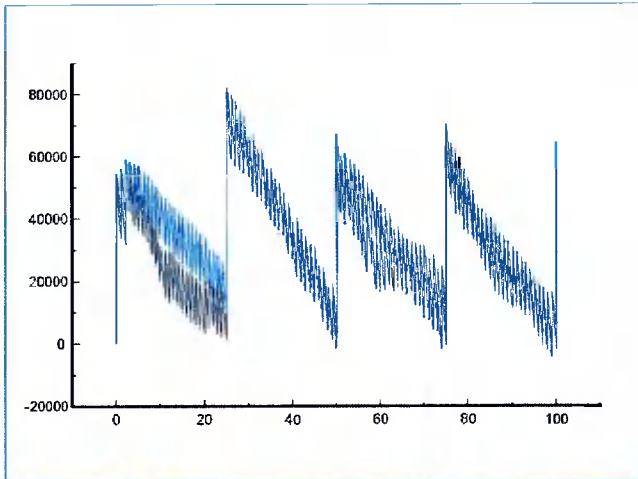


Рис. 7

На рис. 6 представлен участок этой зависимости для кадров с 100 по 200.

На рис. 7 представлена зависимость для последовательности Carphone, QCIF, ПСК=100 кбит/с,  $N_f=100$  кадров,  $K_f=5$ .





**Рис. 8**

На рис. 8 представлена зависимость для последовательности Foreman, CIF, ПСК=400 кбит/с,  $N_f=25$  кадров,  $K_f=5$ .

На приведенных графиках видно, что при помакроблочном регулировании скорости потока кодирование лучше согласуется с используемой моделью, то есть

расчетные и реальные размеры кадров более согласованы.

### Литература

1. ISO/IEC 11172-2: Information technology – Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1,5 Mbit/s – Part 2: Video, 1993
2. ISO/IEC 13818-2: Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video, 2000
3. ITU-T Recommendation H.261: Video codec for audiovisual services at p x 64 kbits, 1993
4. ITU-T Recommendation H.263: Video coding for low bit rate communication, 1998
5. ISO/IEC 14496-2: Information technology – Coding of audio-visual objects – Part 2: Visual, 2001
6. Hung-Ju Lee, Tihao Chiang, Ya-Qin Zhang, Scalable rate control for MPEG-4 video, IEEE Transactions on circuits and systems for video technology, vol. 10, № 6, September 2000

## Уважаемые читатели!

Со 2-го полугодия 2003 года вы можете подписаться на наш журнал в любом отделении связи. Подписной индекс издания по каталогу ОАО «Роспечать» – 82185.

Кроме того, сохраняется возможность оформить подписку непосредственно в редакции. Для этого необходимо заполнить подписной лист и отправить его по факсу (095) 105-3468 или по электронной почте info@dspa.ru

### Подписной лист

Наименование организации \_\_\_\_\_  
 ИНН \_\_\_\_\_  
 Почтовый адрес \_\_\_\_\_  
 Контактное лицо \_\_\_\_\_  
 Телефон, факс, электронная почта \_\_\_\_\_

### Банковские реквизиты

Наименование банка \_\_\_\_\_  
 Р/с \_\_\_\_\_ Город \_\_\_\_\_  
 К/с \_\_\_\_\_ БИК \_\_\_\_\_

**Справки по телефонам: (095) 105-3464, 105-3468, 267-0662 или по электронной почте info@dspa.ru**

УДК 621.391

## Алгоритм фазовой синхронизации в системе OFDM, использующей рассеянные пилот-сигналы

В.Б. Крейнделин, А.В. Колесников

### Введение

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – частотное мультиплексирование с ортогональными поднесущими) привлекает много внимания в настоящее время и уже используется в таких европейских стандартах, как DAB (Digital Audio Broadcasting – цифровое звуковое радиовещание), DVB (Digital Video Broadcasting – цифровое телевизионное вещание), а также в стандартах для беспроводных локальных сетей (WLANs – Wireless Local Area Networks), таких, как ETSI BRAN HIPERLAN/2 в Европе, IEEE 802.11 в США и ARIB MMAC (Multimedia Mobile Access Communication) в Японии [1].

OFDM – это технология разбиения выделенного канала на подканалы или поднесущие, так что несколько символов передаются одновременно, каждый на своей поднесущей. В современных стандартах используются системы OFDM с дискретным преобразованием Фурье (DFT – Discrete Fourier Transform) и циклическим префиксом. DFT реализуется как быстрое преобразование Фурье (FFT – Fast Fourier Transform) [2].

Для обеспечения максимальной помехоустойчивости необходимо использовать когерентный прием. Для этого в составе приемника OFDM должен присутствовать блок оценки параметров канала. В данной статье рассматривается алгоритм оценки параметров канала, основанный на использовании пилот-сигналов, рассеянных по частотно-временной плоскости.

Принцип работы алгоритмов синхронизации, основанных на использовании пилот-сигналов, состоит в следующем. Информация передается блоками, состоящими из OFDM символов. OFDM-символ представляет собой модулированный сигнал, передаваемый одновременно на  $N$  поднесущих и имеющий циклический префикс. При передаче некоторые поднесущие можно сделать заранее известными. Они будут являться пилот-сигналами, которые известны на приемной стороне. В дальнейшем будем называть их пилот-символами.

Зная значения пилот-символов и их позиции в кадре, можно на приемной стороне вычислить значения коэффициентов канала на этих позициях и интерполировать значения коэффициентов канала для соседних информационных символов. Очевидно, что от точности этой интерполяции зависят качество оценки коэффициентов канала кадра в целом и соответственно качество синхронизации. В данной статье рассматривается метод интерполяции, основанный на использовании фильтра Калмана.

### 1. Модель системы

На рис. 1 показана упрощенная структурная схема системы OFDM [3] с алгоритмом синхронизации. Данные от пользователя в виде комплексных символов поступают на блок ОБПФ, где происходит их модуляция  $N$  поднесущими. Для формирования OFDM символа с циклическим префиксом последние  $L$  отсчетов копируются в начало кадра. Затем данный вектор преобразуется в аналоговый сигнал и передается по каналу. Импульсный отклик канала, будем предполагать, меньше, чем длительность цикличес-

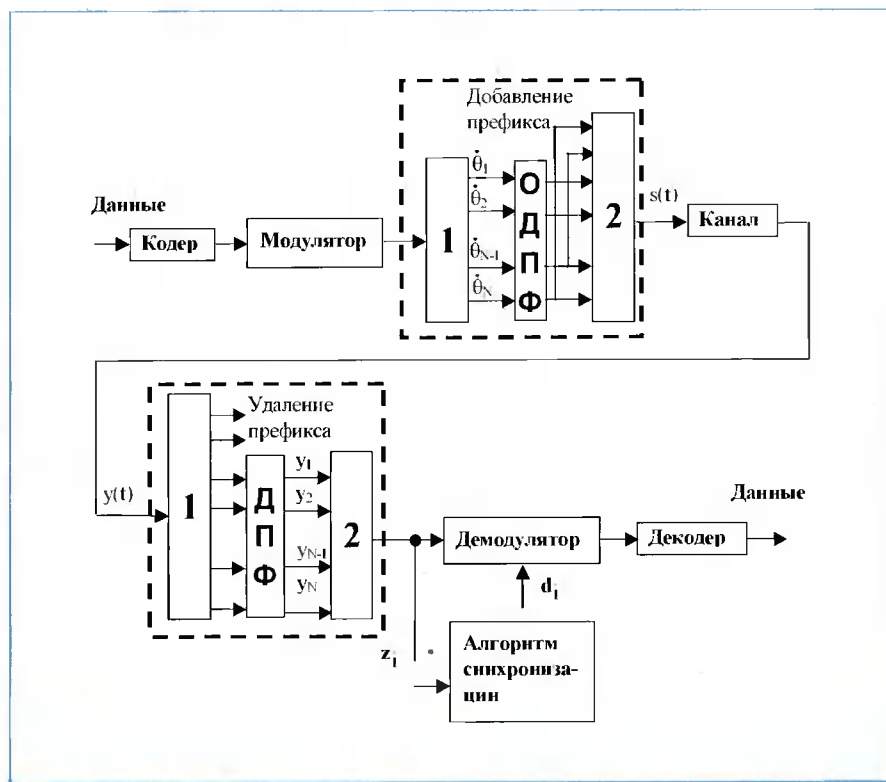


Рис. 1. Структурная схема OFDM-системы с алгоритмом синхронизации. 1 – преобразование последовательного потока символов в параллельный поток символов; 2 – преобразование параллельного потока символов в последовательный поток символов

кого префикса. OFDM-символ, таким образом, будет иметь длительность  $(2N+L)T_s$ , где  $T_s$  – период дискретизации.

На приемной стороне сигнал дискретизируется, префикс удаляется и результирующий комплексный вектор демодулируется с помощью БПФ.

Дальнейшие преобразования сигнала могут иметь место в соответствии со структурой конкретной системы и не относятся к основной концепции OFDM. Однако отметим, что в реальных условиях системам OFDM приходится работать с каналом, в котором сигнал подвергается воздействию замираний. В этом случае для получения приемлемой помехоустойчивости требуется кодирование сигнала.

## 2. Модель канала

Рассматривается многолучевая модель канала с селективными релейскими замираниями и аддитивным белым гауссовским шумом [4]. Задержки между лучами будем считать неизменными в течение всего интервала наблюдения. Предположим также, что коэффициенты канала не изменяются в течение длительности одного OFDM-символа.

## 3. Синтез алгоритма синхронизации

Рассмотрим следующую модель сигнала на выходе передатчика системы OFDM

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \theta_m \exp\{-j\omega_m t\}, \quad (1)$$

где  $\theta_m$  – комплексный информационный символ;  $\omega_m$  – круговая частота  $m$ -й поднесущей;  $M$  – число поднесущих;  $A_m$  – комплексная амплитуда  $m$ -й поднесущей. На входе приемника системы OFDM с учетом многолучевости имеем

$$y(t) = \sum_{q=1}^Q \lambda_q s(t - \tau_q) + \eta(t), \quad (2)$$

где  $\lambda_q$  – комплексный множитель, соответствующий  $q$ -му лучу;  $\tau_q$  – задержка, соответствующая  $q$ -му лучу;  $\eta(t)$  – аддитивный белый гауссовский шум.

Подставляя (1) в (2), получим

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} d_m \theta_m \exp\{-j\omega_m t\} + \eta(t), \quad (3)$$

где обозначено

$$d_m = A_m \cdot \sum_{q=1}^Q \lambda_q \exp\{-j\omega_m \tau_q\}. \quad (4)$$

Комплексные величины  $d_m$  имеют смысл комплексных амплитуд поднесущих на входе приемника системы OFDM, оценку которых и будет производить алгоритм синхронизации. Отметим, что уравнения (3) и (4) не учитывают краевых эффектов, вызванных многолучевостью. Проведя дискретизацию, уравнение (3) может быть переписано в следующей форме

$$y_n = \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot \theta_m \exp\{-j\omega_m n T_s\} + \eta_n; \quad n = \frac{t}{T_s}, \quad (5)$$

где  $T_s$  – период дискретизации. Уравнение (5) представляет собой модель сигнала на входе приемника системы OFDM с учетом многолучевого распространения радиоволн.

Умножим обе части (5) на множители вида  $\exp\{-j\omega_m n T_s\}$ ,  $m=0 \dots M-1$  и просуммируем по  $n$ . В результате получим

$$z_m = \frac{1}{M} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} y_n \exp\{j\omega_m n T_s\}, \quad m=0 \dots M-1. \quad (6)$$

Подставляя (5) в (6), запишем

$$z_m = \theta_m \cdot d_m + \eta_m, \quad m=0, \dots, M-1. \quad (7)$$

Отметим, что при получении (7) было учтено, что поднесущие обладают свойством ортогональности. Комплексная величина  $d_m$  является постоянной в течение длительности одного символа, однако от символа к символу может изменяться. Для адекватного описания этого эффекта введем обозначение:  $d_{m,i}$  – комплексная амплитуда  $m$ -й поднесущей на  $i$ -м информационном тактовом интервале. Можно сформировать комплексный  $M$ -мерный вектор:  $d_i = [d_{1,i} \ d_{2,i} \ \dots \ d_{M,i}]^T$ ;  $i=1, 2, \dots$ . Последовательность векторов  $d_i$  задает изменение во времени комплексных амплитуд всех поднесущих системы OFDM.

В целях установления и поддержания устойчивой синхронизации в кадре должны присутствовать пилот-символы. Их число и расположение на частотно-временной плоскости фиксировано. На рис. 2 схематически изображен один из возможных вариантов расположения пилот-символов, отмеченных треугольниками.

Рассмотрим теперь модель наблюдаемого сигнала. Для компактного векторно-матричного описания модели наблюдаемого сигнала введем обозначения:  $Z_{m,i}$  – комплексный отсчет, соответствующий  $m$ -й поднесущей на  $i$ -м информационном тактовом интервале см. (6) и (7);

$Z_i = [Z_{1,i} \ Z_{2,i} \ \dots \ Z_{M,i}]^T$ ;  $i=1, 2, \dots$ , – комплексный вектор отсчетов для всех поднесущих на  $i$ -м информационном тактовом интервале;  $\eta_{m,i}$  – комплексный отсчет шума,

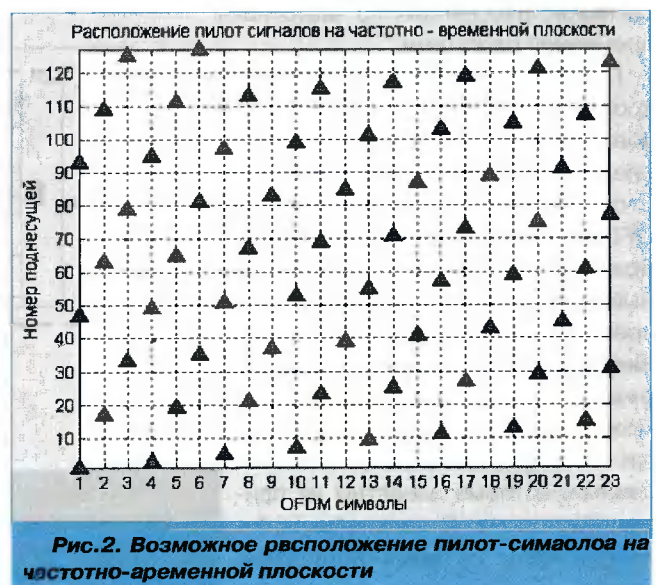


Рис. 2. Возможное расположение пилот-символов на частотно-временной плоскости

соответствующий  $m$ -й поднесущей на  $i$ -м информационном тактовом интервале ( (6) и (7)). Этот отсчет имеет гауссовское распределение с нулевым средним и заданной дисперсией  $2\sigma_{\eta}^2$ ;  $\eta_i = [\eta_{1,i}, \eta_{2,i}, \dots, \eta_{M,i}]^T$ ,  $i=1, 2, \dots$  – комплексный гауссовский вектор шума на  $i$ -м информационном тактовом интервале. Этот вектор имеет нулевое среднее и известную корреляционную матрицу  $\mathbf{D} = 2\sigma_{\eta}^2 \cdot \mathbf{1}$ , где  $\mathbf{1}$  – единичная матрица размерности  $M \times M$ . Отметим, что последовательность  $\eta_i$  некоррелирована, т.е.

$$E\{\eta_{m,i} \eta_{m,k}^*\} = 0, \quad i \neq k$$

Пусть  $\mathbf{H}_i$  – действительная диагональная квадратная матрица размерности  $M \times M$ , определяемая следующим образом:

$$\mathbf{H}_i = \text{diag}\{h_{i,1}; h_{i,2}; \dots; h_{i,M}\},$$

где  $h_{i,m} = \theta^{pilot}$ , если  $m$ -я поднесущая содержит пилот-символ на  $i$ -м информационном тактовом интервале;  $h_{i,m} = 0$ , если  $m$ -я поднесущая не содержит пилот-символ на  $i$ -м информационном тактовом интервале. Матрица  $\mathbf{H}_i$  является диагональной из-за ортогональности поднесущих в системе OFDM. Структура этой матрицы зависит от расположения пилот-символов внутри OFDM-кадра (рис. 2). Отметим, что конкретный вид матрицы  $\mathbf{H}_i$  определяется расстановкой пилот-символов внутри кадра по времени и по частоте.

Далее, предположим, что последовательность  $\mathbf{d}_i$  удовлетворяет следующему рекуррентному соотношению:

$$\mathbf{d}_i = \mathbf{A} \mathbf{d}_{i-1} + \xi_i; \quad i=1, 2, \dots, \quad (8)$$

где  $\mathbf{A}$  –  $M \times M$ -мерная матрица перехода;  $\xi_i$  –  $M$ -мерный комплексный вектор шумов возбуждения. Это соотношение описывает стационарный марковский случайный процесс [5]. Такой выбор модели обусловлен тем, что в реальных каналах связи, характерных для беспроводных локальных сетей (WLAN), абоненты неподвижны или имеют малую скорость движения. Модель (8) достаточно точно аппроксимирует изменения во времени комплексных амплитуд поднесущих в реальном канале. Будем полагать, что элементы матрицы  $\mathbf{A}$  не зависят от времени, поэтому примем  $\mathbf{A} = \mathbf{1}$ . Это означает, что статистические характеристики канала связи предполагаются постоянными и не зависящими от времени; вектор  $\xi_i$  имеет гауссовское распределение, нулевое среднее и заданную корреляционную матрицу  $\mathbf{B}$ . Подбирая матрицы  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$ , можно с достаточной точностью аппроксимировать любой стационарный случайный процесс.

Структура матрицы  $\mathbf{B}$  следующая:

$$\mathbf{B} = \sigma_{\xi}^2 \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \rho_2 & \rho_3 & \dots & \rho_{M-2} & \rho_{M-1} \\ \rho_1 & \rho_0 & \rho_1 & \rho_2 & \dots & \rho_{M-3} & \rho_{M-2} \\ \rho_2 & \rho_1 & \rho_0 & \rho_1 & \dots & \rho_{M-4} & \rho_{M-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{M-1} & \rho_{M-2} & \rho_{M-3} & \rho_{M-4} & \dots & \rho_1 & \rho_0 \end{bmatrix}$$

где  $\rho_m$ ;  $m=0, 1, \dots, M-1$ ;  $r=0, 1, \dots, M-1$  – коэффициент корреляции между комплексной амплитудой  $r$ -й поднесущей и комплексной амплитудой  $|r-m|$ -й поднесущей. Матрица  $\mathbf{B}$  имеет теплицевую структуру, поскольку коэффициент корреляции между комплексными амплитудами поднесущих зависит только от расстояния  $m$  между поднесущими.

С учетом введенных обозначений можно модель наблюдения записать как

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{d}_i + \eta_i; \quad i=1, 2, \dots \quad (9)$$

$$\mathbf{d}_i = \mathbf{A} \mathbf{d}_{i-1} + \xi_i; \quad i=1, 2, \dots$$

Отметим, что комплексные случайные векторы  $\eta_i$  и  $\xi_i$  взаимно некоррелированы.

Перейдем теперь к непосредственному рассмотрению алгоритма синхронизации. Задача синхронизации состоит в том, чтобы на основе моделей (9) получить наиболее точную оценку вектора комплексных амплитуд поднесущих. Модель (9) является линейной, и поэтому к ней можно применить теорию линейной фильтрации Калмана [5]. В результате имеем следующий рекуррентный алгоритм синхронизации:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_i &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{R}_{i-1} \cdot \mathbf{A}' + \mathbf{B} \\ \mathbf{K}_i &= \mathbf{V}_i \cdot \mathbf{H}_i' \cdot (\mathbf{H}_i \cdot \mathbf{V}_i \cdot \mathbf{H}_i' + \mathbf{D})^{-1} \\ \hat{\mathbf{d}}_i &= \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{d}}_{i-1} + \mathbf{K}_i \cdot (\mathbf{z}_i - \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{d}}_{i-1}) \\ \mathbf{R}_i &= \mathbf{V}_i - \mathbf{K}_i \cdot \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{V}_i \\ & i=1, 2, \dots \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\mathbf{V}_i$  – априорная корреляционная матрица ошибок оценивания на  $i$ -м шаге;  $\mathbf{R}_i$  – апостериорная корреляционная матрица ошибок оценивания на  $i$ -м шаге;  $\hat{\mathbf{d}}_0$ ,  $\mathbf{R}_0$  – начальные условия, выбираемые на основе априорной информации.

Принцип работы алгоритма фильтрации Калмана состоит в следующем. Экстраполированная с предыдущего шага оценка  $\mathbf{A} \mathbf{d}_{i-1}$  после получения  $i$ -го наблюдения  $\mathbf{z}_i$  корректируется с учетом информации, заключенной в невязке  $\mathbf{z}_i - \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{d}}_{i-1}$  вклад которой в  $\hat{\mathbf{d}}_i$  определяется матричным коэффициентом усиления  $\mathbf{K}_i$ .

Рекуррентный характер алгоритма Калмана, позволяющий получать текущую оценку корректировкой ее предыдущего значения с учетом только очередного  $i$ -го наблюдения, удобен для реализации на ЭВМ. Это особенно актуально при необходимости фильтрации в реальном времени, т.е. по мере поступления данных. Коэффициент усиления  $\mathbf{K}_i$ , как и характеристика точности оценивания  $\mathbf{R}_i$ , не зависят от входных данных и могут быть рассчитаны заранее для всех значений  $i$  и занесены в память ЭВМ.

Таким образом, в алгоритме (10) в реальном времени требуется реализовать только уравнение оценивания для получения оценок комплексных амплитуд поднесущих  $\hat{\mathbf{d}}_i$  (3-е уравнение). Это возможно, поскольку структура матрицы  $\mathbf{H}_i$  одинакова для всех  $i$ .

Особенность данного алгоритма заключается в том, что обработка ведется последовательно, от символа к символу, но на всех поднесущих одновременно.

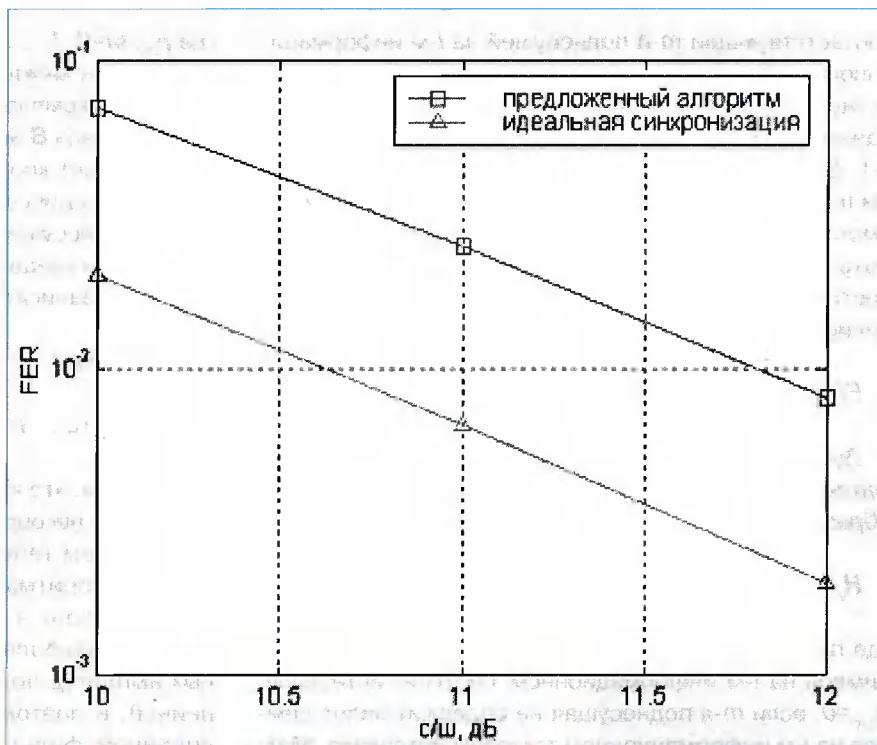
#### 4. Результаты моделирования

В целях изучения характеристик синтезированного алгоритма была разработана программа моделирования на Matlab 5.3 и проведен ряд экспериментов. Результаты некоторых из них приведены ниже. Условия моделирования:

- длина кадра – 1280 информационных бит;
- турбокодирование со скоростью 1/2;
- модуляция QPSK;
- число поднесущих OFDM –  $M = 128$ ;
- модель канала – ITU Channel A, имеющая шесть независимых лучей, замирающих по релеевскому закону [6];
- значение доплеровской частоты в канале ( $F_d = 300$  Hz);
- расстановка пилот-символов на частотно-временной плоскости показана на *рис. 2*

При моделировании проводилась оценка вероятности ошибки на кадр (Frame Error Rate – FER). На *рис. 3* приведены характеристики помехоустойчивости (зависимости FER от отношения сигнал/шум) для следующих алгоритмов:

- квазикогерентный демодулятор, использующий для синхронизации разработанный алгоритм (10);
- когерентный демодулятор с идеальной синхронизацией.



**Рис. 3. Зависимость FER от отношения сигнал/шум для алгоритма оценивания канала**

#### Заключение

Из результатов моделирования можно сделать вывод, что алгоритм оценивания канала хорошо работает при достаточно плотном расположении пилот-символов. Как видно из *рис. 3*, при расположении пилот-символов, показанном на *рис. 2*, алгоритм имеет проигрыш относительно случая идеальной синхронизации не более 1,2 дБ, что можно считать приемлемым в силу достаточной простоты алгоритма.

Авторы искренне благодарят А.М. Шлому за полезные критические замечания.

#### Литература

1. Synchronization and channel estimation in OFDM systems. Jan-Jaap van de Beek. Lulea University of Technology Division of Signal Processing. 1998. Lulea, Sweden. IEEE
2. Richard van Nee and Ramjee Prasad. OFDM for wireless multimedia communications. Boston, Artech House, 2000
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. / Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000, 520 с.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. / Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000, 800 с.
5. Сейдс Э., Мелс Дис. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. / Пер. с англ. / Под ред. Б. В. Левина. М.: Связь, 1976, 495 с.
6. ITU ITU-R M.1225, "Guidelines for evaluations of radio transmission technologies for IMT-2000," 1997. <http://www.itu.int/rec/recommendation.asp?type=folders&lang=e&parent=R-REC-m.1225>

УДК 621.317.346

## Об оценке соотношения сигнал/шум на основе совместного использования автокорреляционного измерителя и цифрового анализатора спектра

А.П. Дятлов, Е.В. Миронец

В настоящее время при проведении радиомониторинга, анализа, классификации и демодуляции различных типов сигналов для оценивания вероятности правильного обнаружения  $p_0$ , вероятности правильной классификации  $p_k$  и вероятности ошибки на выходе демодулятора  $p_{ош}$  актуальное значение приобретает задача оценивания величины отношения «сигнал/шум» (ОСШ) на входе устройств обработки сигналов. Так как используемые в настоящее время экспресс-анализаторы (ЭА), классификаторы и демодуляторы обладают высокой многофункциональностью [1, 2], возникла задача разработки единой методики оценивания ОСШ для различных типов сигналов.

Обычно на практике степень «зашумленности» сигналов (значение ОСШ) определяют либо с помощью оценивания спектральной плотности мощности (СПМ) многокомпонентной смеси с помощью цифровых анализаторов спектра (ЦАС) на основе выполнения быстрого преобразования Фурье (БПФ), либо по количественной или качественной оценке неидеальности решений на выходе демодулятора. В первом случае точность определения оценки ОСШ является достаточно высокой лишь для шумоподобных сигналов (ШПС). При оценке ОСШ по выходу демодулятора, как правило, не удастся корректно учесть влияние мультипликативных помех, межсимвольных искажений (МСИ) и т. п.

Цель статьи – предложить один из возможных вариантов реализации устройства оценивания ОСШ (УООСШ) для сигналов при различной степени априорной неопределенности (полностью неизвестных или с частично определенными параметрами).

Решение задачи оценивания ОСШ на практике может быть упрощено, а точность оценивания повышена при совместном использовании ЦАС и автокорреляционного измерителя ОСШ (АИОСШ).

Будем полагать, что анализируемая смесь является двухкомпонентной и записывается в следующем виде:

$$y(t) = x(\{\lambda_i\}, i(t), t) + n(t),$$

где  $y(t)$  – смесь сигнала с шумом,  $x(\{\lambda_i\}, i(t), t)$  – сигнал мощностью  $P_c$ ,  $n(t)$  – аддитивный квазибелый гаус-

Рассматриваются вопросы измерения отношения сигнал/шум для широкого класса сигналов. Приводятся структура и описание работы устройства определения отношения сигнал/шум на основе совместного использования автокорреляционного измерителя и цифрового анализатора спектра. Представлена обширная библиография работ по исследуемому направлению.

совский шум (АКГШ) мощностью  $P_{ш}$ ,  $\{\lambda_i\}$  – совокупность неинформативных сопутствующих параметров сигнала,  $i(t)$  – информационный параметр, изменяющийся во времени в соответствии с манипулирующей последовательностью. Далее для повышения общности рассуждений будем полагать, что манипулирующая последовательность не содержит квазидетерминированных фрагментов с коротким периодом повторения.

Очевидно, что мощность смеси равна  $P_y = P_c + P_{ш}$ . При этом значение ОСШ

$$q = \frac{P_c}{P_{ш}}.$$

В результате работы УООСШ необходимо определять оценку  $\hat{q}$ , как можно более близкую к истинной величине  $q$ .

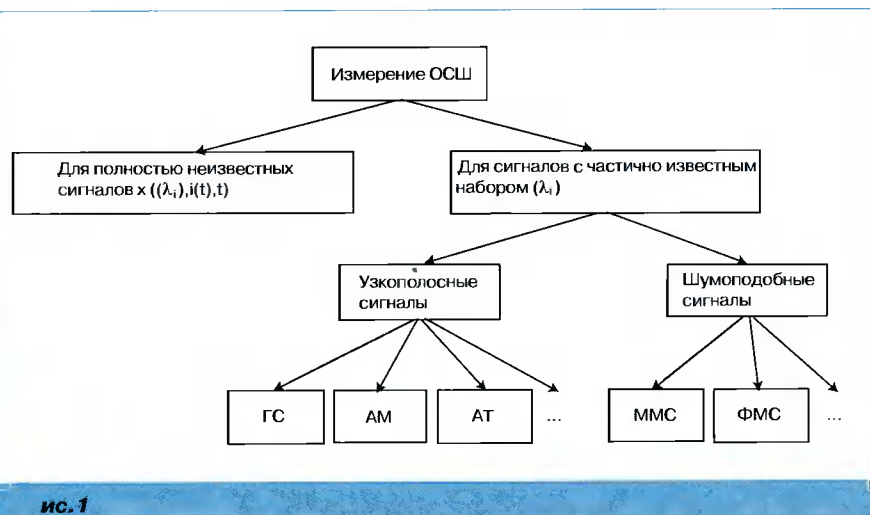
Задачу оценивания ОСШ (ООСШ) целесообразно рассматривать отдельно для сигналов полностью неизвестной формы  $x(\{\lambda_i\}, i(t), t)$  и сигналов с известными неинформационными параметрами  $\{\lambda_i\}$  (рис. 1).

На рис. 1 введены следующие обозначения:

1) ГС – гармонический сигнал

$$x_1(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \varphi_0],$$

где  $U_m$  – амплитуда ГС,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  – центральная частота,  $\varphi_0$  – начальная фаза сигнала.



ис. 1

Энергетический спектр (ЭС) ГС в аналитической форме записывается в виде

$$G_1(f) = \frac{U_m^2}{2} \delta[f - f_0].$$

Автокорреляционную функцию (АКФ) ГС можно записать в следующем виде:

$$R_1(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_1}\right) \cos[\omega_0 \tau],$$

при  $0 \leq \tau \leq \tau_m$ ,  $\tau_m \leq 0,5 T_1$ , где  $T_1$  – интервал наблюдения.  
2) АМ – амплитудная модуляция

$$x_2(t) = [U_m + k_2 X(t)] \cos[2\pi f_0 t + \varphi_0],$$

где  $X(t)$  – в общем случае стационарный случайный процесс с корреляционной функцией  $B_X(\tau)$ ,  $k_2$  – относительная крутизна модуляционной характеристики.

ЭС АМ-сигнала сложным образом зависит от характера модулирующей функции. Но при этом в спектре АМ-сигнала будет дискретная составляющая на частоте  $f_0$  и две боковые полосы, определяемые характером модуляции сигнала:

$$G_2(f) = U_m^2 \pi \delta(f - f_0) + \frac{U_m^2 k_2^2}{2} G_a(f - f_0),$$

где  $G_a(f)$  – ЭС модулирующего процесса.

АКФ АМ-сигнала можно записать в виде [3]:

$$R_2(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \cos[\omega_0 \tau] + \frac{k_2^2}{2} B_X(\tau) \cos[\omega_0 \tau].$$

3) АТ – амплитудная телеграфия (код Морзе)

$$x_3(t) = U_m \sum_{k=0}^{k-1} \{ \alpha_k(t - 2t_0), \beta_k(t - t_0) \} \cos[\omega_0 t + \varphi_0],$$

где  $\alpha_k(t - 2t_0)$  – «тире» длительностью  $2t_0$ ,  $\alpha_k = 1$ ,  $\beta_k(t - t_0)$  – «точка» ( $\beta_k = 1$ ) или «пауза» ( $\beta_k = 0$ ) длительностью  $t_0$ .

Огибающую АКФ  $r_3(\tau)$  АТ (для кода Морзе), связанную с АКФ  $R_3(\tau)$  соотношением  $R_3(\tau) = r_3(\tau) \cos[\omega_0 \tau]$ , удобно изобразить графически [4] (рис. 2). График огибающей приведен с учетом статистики букв русского языка.

4) ММС – сигналы манипуляции с минимальным сдвигом, которые принадлежат классу спектрально эффективных [5, 6] частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой с индексом манипуляции  $\beta = 0,5$

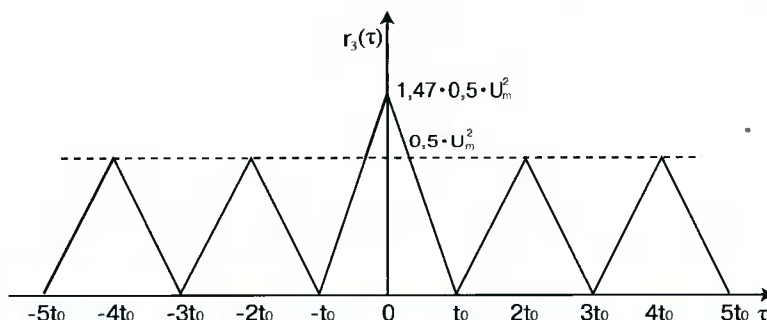


Рис. 2

$$x_4(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \frac{\alpha_k \pi \beta [t - (k-1)T_3]}{T_3} + \sum_{j=1}^{k-1} \alpha_j \pi \beta + \varphi_0]$$

при  $\beta = 2f_d T_3 = 0,5$ , где  $f_d$  – частота девиации,  $\alpha_k = \pm 1$  – последовательность информационных символов,  $T_3$  – длительность единичного символа,  $k T_3 \leq t < (k+1) T_3$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$

В этом случае ЭС ММС записывается в виде [7]

$$G_4(f) = \frac{8P_c T_3 (1 + \cos[4\pi(f - f_0)T_3])}{\pi^2 [1 - 16T_3^2(f - f_0)^2]^2},$$

где  $P_c$  – мощность сигнала.

АКФ имеет вид

$$R_4(\tau) = \begin{cases} \frac{U_m^2}{2\pi} \left[ \pi \left(1 - \frac{|\tau|}{2T_3}\right) \cos \frac{\pi|\tau|}{2T_3} + \sin \frac{\pi|\tau|}{2T_3} \right] \cos[\omega_0 \tau], & |\tau| \leq 2T_3; \\ 0, & |\tau| > 2T_3. \end{cases}$$

5) ФМС – фазоманипулированные сигналы, которые являются частным случаем сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ) [8]. Аналитически для ФМС можно записать:

$$x_5(t) = U_m \Pi[t - \tau(t)] \cos[\omega_s t + \varphi_s].$$

В общем случае спектральная характеристика ФМС зависит от характера манипулирующей последовательности [9] и аналитически может быть записана в одной из следующих форм:

$$G_5^1(f) = \frac{2U_m^2}{\pi} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \delta[f - f_s + 2(k-1)\Omega] - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \delta[f - f_s - 2(k-1)\Omega] \right\},$$

где  $\Omega = \pi/T_3$  – круговая частота манипуляции,  $T_3$  – длительность символа.

$$G_5^2(f) = \sum_{k=1}^{\infty} k_i \frac{U_m^2}{2} \delta[f - f_s + i \frac{\Omega}{2\pi}] + k_H \frac{U_m^2}{2} T_3 \text{sinc}^2 \left[ \pi(f - f_s) T_3 \right],$$

$$k_0 = \cos^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) + [2p(1) - 1]^2 \sin^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right),$$

$$k_1 = \frac{2}{\pi^2} [p(1)]^2 \sin^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right),$$

$$k_2 = \frac{4}{\pi^2} [1 - p(1)]^2 \sin^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right),$$

$$k_H = \frac{4}{\pi^2} p(1)[1 - p(1)] T_3 \sin^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right),$$

где  $k_0, k_1, k_2$  – весовые коэффициенты при дискретных составляющих спектра,  $k_H$  – весовой коэффициент при непрерывной составляющей спектра;  $p(1)$  – вероятность появления в манипулирующей последовательности символов «+1»;  $\Delta\varphi$  – величина скачка фазы при манипуляции.

Как показывают практические исследования, в случае когда в ма-

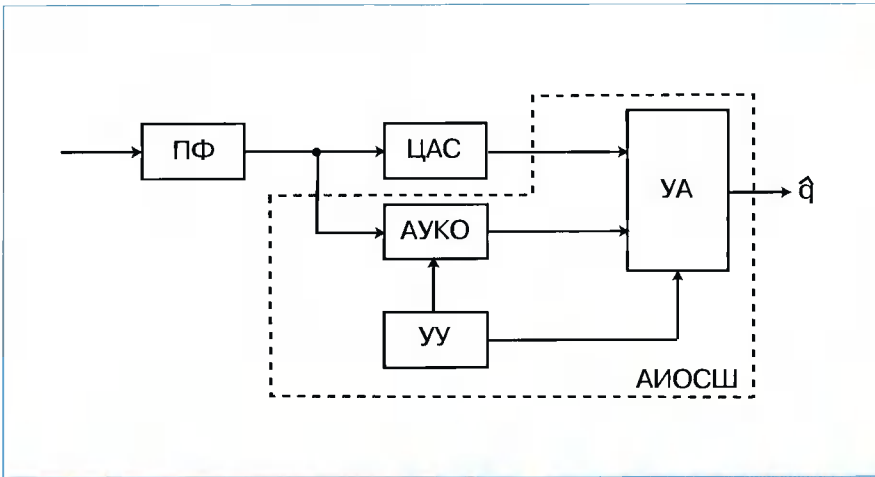


Рис. 3

нипулирующей последовательности преобладают пакеты со случайной и псевдослучайной структурой с периодом повторения большим, чем время анализа, такие сигналы принадлежат к классу ШПС, в спектре которых, отсутствует дискретная составляющая несущей частоты. Поэтому наиболее встречающимся случаем является ситуация, когда спектр ФМС определяется непрерывной составляющей, сосредоточенной вокруг  $f_0$ .

Таким образом, далее будем полагать

$$G_5(f) = \frac{U_m^2}{2} T_3 \text{sinc}^2[\pi(f-f_0)T_3].$$

АКФ, соответствующая этому случаю, записывается в виде

$$R_5(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_3}\right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \cos[2\pi f_0 \tau],$$

при  $0 \leq \tau \leq T_3$ , где  $T$  – длительность временного интервала наблюдения ФМС.

Проводя сравнительный анализ ЭС  $G(f)$  и огибающих АКФ  $R_i(\tau)$  для различных типов сигналов, а также полагая, что известны некоторые оценки параметров  $\{\lambda_i\}$  (значение  $\hat{T}_3$ , индекс манипуляции  $\beta$  для сигналов ЧМн-2), можно синтезировать упрощенную структурную схему УООСШ (рис. 3), состоящую из совместного использования АИОСШ и ЦАС.

На рис. 3 введены следующие обозначения:

ПФ – полосовой фильтр,

ЦАС – цифровой анализатор спектра,

АУКО – автокорреляционное устройство с квадратурной обработкой [1, 9],

УУ – устройство управления,

УА – устройство анализа.

В такой схеме при отсутствии априорной информации относительно типа сигнала и оценок его сопутствующих параметров для получения оценочного значения ОСШ  $\hat{q}$  целесообразно использовать оценку с выхода УА на основе результатов анализа ЭС на выходе ЦАС. В случае когда огибающая АКФ имеет отличительные особенности (является постоянной величиной или периодически меняющейся в соответствии со значением частоты манипуляции), эти свойства можно использовать

для получения более точной оценки  $\hat{q}$ . Кроме того, основным преимуществом использования АИОСШ в УООСШ является то, что с помощью АИОСШ практически всегда можно определить полную мощность сигнала на входе устройства. Действительно, одним из основных свойств АКФ [10–12] является то, что при нулевом аргументе  $\tau=0$  значение АКФ  $R(0)$  определяет полную мощность случайного процесса  $P_f=R_f(0)$ . В случае же наличия на входе устройства двухкомпонентной смеси сигнала с шумом в АКФ появляется взаимокорреляционная компонента [11]:

$$R(\tau) = R_x(\tau) + R_n(\tau) + 2R_{xn}(\tau),$$

где  $R_{xn}(\tau)$  – взаимокорреляционная функция «сигнал-шум».

Для определения ОСШ можно использовать следующее соотношение:

$$q = \frac{R_x(0) + R_n(0)}{P_w} - 1,$$

где  $R_n(0) = P_w = N_0 \Pi_{\text{ПФ}} / 2$  – мощность шума, пропущенного через ПФ с полосой  $\Pi_{\text{ПФ}}$ ,  $N_0 / 2$  – односторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) АКГШ.

С учетом взаимокорреляционной связи перепишем формулу для определения ОСШ в следующем виде:

$$q = \frac{R_x(0) + R_n(0) + 2R_{xn}(0) - 2R_{xn}(0)}{P_w} - 1 = \hat{q} + \hat{\varepsilon} - 1,$$

$$\text{где } \hat{q} = \frac{R_x(0) + R_n(0) + 2R_{xn}(0)}{P_w} = \frac{R(0)}{P_w},$$

$R(0)$  – значение АКФ смеси при нулевом значении аргумента,  $\hat{\varepsilon} = -(2R_{xn}(0)) / P_w$  – взаимокорреляционная компонента.

В случае отсутствия взаимной корреляции «сигнал-шум»  $\hat{\varepsilon} = 0$  значение ОСШ  $q$  полностью определяется через значение  $\hat{q}$ .

Предлагаемая методика оценивания ОСШ основана на пренебрежении величиной  $\hat{\varepsilon}$  по сравнению с величиной  $\hat{q}$ . При таком подходе  $\hat{\varepsilon}$  фактически представляет собой методологическую погрешность измерения ОСШ, характеризующую смещение измеряемой оценки от реального значения ОСШ, а ОСШ можно определять по формуле  $q \approx \hat{q} - 1$ .

Для определения оценок корреляционных функций (КФ) можно использовать АУКО. Структура АУКО приведена на рис. 4, где Фв – фазовращатель на  $90^\circ$ , РЛЗ – регулируемая линия задержки, П – множитель, ФНЧ – фильтр нижних частот, Кв – квадратор, Сум – сумматор, УИКК – устройство извлечения корня квадратного, Д – делитель, ФП – функциональный преобразователь, УКО – устройство квадратурной обработки, РУ<sub>1</sub> – РУ<sub>4</sub> – решающие устройства.



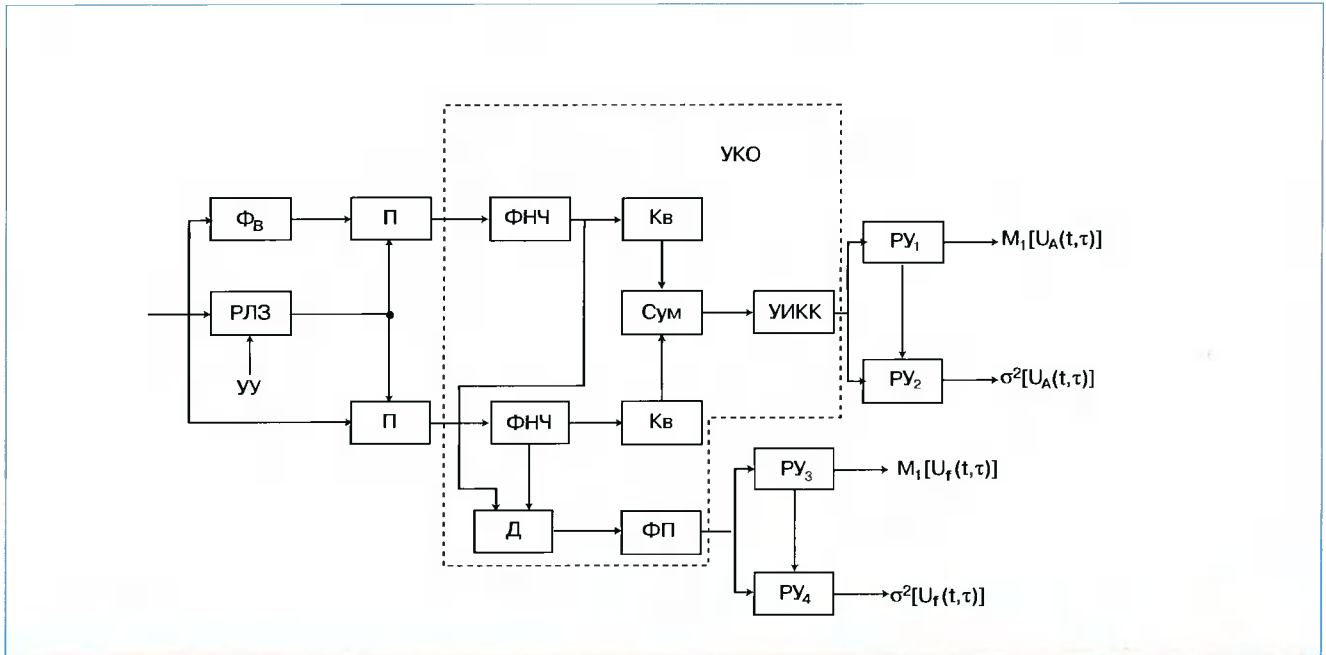


Рис. 4

Принцип работы АУКО и его потенциальные характеристики точности определения оценок подробно рассмотрены в [1, 9], поэтому в данной работе не рассматриваются.

В рамках данной работы в качестве выходного эффекта используется напряжение  $M_1[U_A(t, \tau)]$ , то есть  $R_{\text{АИОСШ}}(\tau) = M_1[U_A(t, \tau)]$ . Напряжение  $M_1[U_A(t, \tau)]$  соответствует ординате корреляционной функции  $R_{\text{АИОСШ}}(\tau_m)$ , а набор отсчетов в общем случае при использовании соответствующего сигнала с выхода УУ может образовывать выходную статистику  $\{R_f(\tau_1), R_f(\tau_2), \dots, R_f(\tau_m)\}$ . При этом режим работы УУ устанавливается в зависимости от анализируемой ситуации (рис. 1) на входе устройства. Выходная статистика отсчетов  $\{R_f(\tau_1), R_f(\tau_2), \dots, R_f(\tau_m)\}$  формируется в случае, когда на АИОСШ подается соответствующий сигнал управления с выхода УУ.

Рассмотрим принцип работы УООСШ, упрощенная структурная схема которой изображена на рис. 3, на примере ситуаций, представленных на рис. 1.

1) Для ГС оценочное значение ОСШ можно определить по следующей формуле:

$$\hat{q}_1 = 1 / \left[ \frac{R_{\text{АИОСШ}}(0)}{R_{\text{АИОСШ}}(\tau_{\text{кор}})} - 1 \right],$$

где  $R_{\text{АИОСШ}}(\tau_{\text{кор}})$  – значение реакции с выхода АИОСШ при значении аргумента  $\tau_{\text{кор}}$ ,  $\tau_{\text{кор}}$  – интервал корреляции, выбираемый из условия определения точности оценки  $\hat{q}_1$ :  $|R_{\text{АИОСШ}}(\tau_{\text{кор}})| \leq \delta$ ,  $\delta$  – заданная погрешность оценки. Значение аргумента  $\tau_{\text{кор}}$  может быть выбрано эмпирически или в соответствии с рекомендациями из [11].

Для нахождения оценки  $\hat{q}_1$  УУ управляет величиной задержки в РЛЗ, в результате чего на выходе АИОСШ формируются величины  $R_{\text{АИОСШ}}(0)$  и  $R_{\text{АИОСШ}}(k\tau_1)$ , где  $k$  – целый коэффициент, выбираемый из условия  $k\tau_1 \geq \tau_{\text{кор}}$ ,  $\tau_1$  – шаг перестройки РЛЗ. Обычно  $\tau_1 = dt$ , где  $dt$  – интервал

дискретизации. Далее в УА определяется оценка ОСШ по приведенной выше формуле.

В качестве оценки значения ОСШ с учетом взаимной корреляции можно использовать математическое ожидание

$$M_q = M_{\hat{q}} + M_{\text{сг}},$$

где  $M_{\hat{q}} = M_1[U_A(t, \tau)]|_{\tau=0}$  – напряжение на выходе АИОСШ,  $M_{\text{сг}}$  – смещение, обусловленное взаимокорреляционной компонентой.

Дисперсия измерения оценки

$$\sigma_q^2 = M_2[U_A(t, \tau_{\text{кор}})]|_{t=0} - M_1^2[U_A(t, \tau_{\text{кор}})]|_{t=0} + \sigma_{\text{сг}}^2 = \sigma_q^2 + \sigma_{\text{сг}}^2|_{t=0}.$$

2) Для АМ-сигнала реакция с выхода АИОСШ существенно зависит от корреляционной функции модулирующей функции  $B_x(\tau)$ , в результате чего целесообразно комбинированное применение ЦАС и АИОСШ. Оценочное значение ОСШ можно определить по следующей формуле:

$$\hat{q}_2 = 2 \frac{R_{\text{АИОСШ}}(0)}{N_0 \Gamma_{\text{ПФ}}} - 1.$$

Для нахождения оценки  $\hat{q}_2$  УУ устанавливает значение задержки  $\tau=0$ . В УА осуществляется определение величины знаменателя записанного выше соотношения. Причем погрешность в основном определяется точностью нахождения оценки  $\hat{N}_0$  (характеристика ПФ известна). Далее в УА вычисляется значение оценки  $\hat{q}_2$  с учетом найденной оценки  $\hat{N}_0$ .

Оценку значения ОСШ можно определить по следующей формуле [13]:

$$M_q = \frac{M_{\hat{q}}}{1 - \sigma_{\hat{N}_0}^2},$$

где  $\sigma_{\hat{N}_0}^2$  – дисперсия определения оценки  $\hat{N}_0$  в ЦАС.

Дисперсия измерения оценки

$$\sigma_q^2 = \frac{\sigma_q^2}{(1-\sigma_{N_0}^2)(1-2\sigma_{N_0}^2)} + \frac{M_q^2 \sigma_{N_0}^2}{(1-\sigma_{N_0}^2)(1-2\sigma_{N_0}^2)}$$

3) Для сигнала с АТ кодом Морзе оценочное значение ОСШ можно определить по следующей формуле:

$$\hat{q}_3 = 1 / \left[ \frac{R_{АИОСШ}(0)}{1,47 \cdot R_{АИОСШ}(2k\hat{t}_0)} - 1 \right],$$

где  $k=1, 2, 3, \dots, \hat{t}_0$  – оценка длительности «единичного элемента» сигнала.

Принцип работы УООСШ аналогичен принципу, изложенному в п.1 за исключением того, что значение  $k$  выбирается из условия  $\tau_{кор} \geq 2k\hat{t}_0$ . Точность оценивания соответствует п.1.

4) Для ММС сигнала с индексом манипуляции  $\beta=0,5$  оценочное значение ОСШ можно определить по следующей формуле:

$$\hat{q}_4 = 2 \frac{R_{АИОСШ}(0)}{N_0 \Gamma_{ПФ}} - 1.$$

Алгоритм работы УООСШ в данном случае не отличается от рассмотренного в п.2.

5) Для ФМС, в ЭС которого отсутствуют дискретные компоненты, оценочное значение ОСШ можно определить по следующей формуле:

$$\hat{q}_5 = 2 \frac{R_{АИОСШ}(0)}{N_0 \Gamma_{ПФ}} - 1.$$

Алгоритм работы УООСШ аналогичен алгоритму из п.2.

6) Для сигналов, априорные сведения о параметрах которых отсутствуют (рис. 1), также целесообразно пользоваться методикой, изложенной в п.2.

## Заключение

В работе предложен вариант построения УООСШ, достоинством которого является возможность дальнейшего «обучения» подсистемы на основе последующего изучения АКФ и ЭС сигналов с произвольными типами модуляции (сигналов с применением псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ), сигналов ЧМ-п с произвольным количеством поднесущих п и т.д.).

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов вычисления  $R_{АИОСШ}(\tau)$  на основе различных статистических подходов, а также вопросы измерения взаимокорреляционных характеристик с целью повышения точности измерения ОСШ являются вопросом дальнейшего исследования.

## Литература

1. Дятлов А. П., Дятлов П. А., Понкратов А. И., Приймаков С. Н., Кобзарь В. П., Омельченко А. В. Применение автокорреляционных алгоритмов обработки информации для решения задач радиомониторинга. М.: НИИЭР, Вопросы радиоэлектроники, Серия ОВР, в. 18, 1998, с. 137 – 145.
2. Дятлов А. П., Дятлов П. А., Кульбикаян Б. Х. Корреляционно-фильтровой классификатор вида модуляции связанных сигналов. // Труды V МНТК «Радиолокация, навигация, связь» (RLNS 2000). Воронеж, ВНИИС, 2000, с. 1760 – 1769.
3. Кловский Д. Д., Шилкин В. А. Теория электрической связи. Сб. задач и упражнений: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.: ил.
4. Харкевич А. А. Очерки общей теории связи. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1955.
5. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Радио и связь, 1998.
6. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Перевод с английского. /Под редакцией В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с., ил.
7. Крохин В. В., Беляев В. Ю., Гореликов А. В., Дрямов Ю. А., Муравьев С. А. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой. М.: Зарубежная радиоэлектроника, 1982, №4, с. 58 – 72.
8. Зяблов В. В. и др. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах/ В. В. Зяблов, Д. Л. Коробков, С. Л. Портной. М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.: ил. – ISBN 5-256-00874-9.
9. Дятлов А. П., Дятлов П. А., Миронец Е. В. Автокорреляционный классификатор спектральных составляющих фазоманипулированных сигналов. М.: НИИЭР, Вопросы радиоэлектроники, Серия ОВР, в. 20, 2002.
10. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.: ил.
11. Дятлов А. П. Корреляционные устройства в радионавигации: Учебное пособие. Таганрог, ТРТИ, 1986.
12. Горяинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. / Под общей редакцией проф. В. И. Тихонова. Примеры и задачи по статистической радиотехнике. М.: Советское радио, 1970. – 600 с.
13. Хромых В. Г. О точности измерения отношения «сигнал-шум». К., Известия высших учебных заведений МВО и ССО СССР по разделу Радиоэлектроника, 1967, №3, с. 297 – 300.

УДК 621.396.96

## Реализация цифрового формирователя полосы сигнала в многофункциональных РЛС

А.К. Пяткин

**П**реимущества цифровых методов фильтрации над аналоговыми в основном очевидны и подробно рассматриваются в классических работах, посвященных цифровой обработке сигналов (ЦОС) [1,2,3].

Однако возможности применения ЦОС ограничиваются характеристиками аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и ресурсами цифрового вычислителя [1]. Вместе с тем развитие цифровых технологий, произошедшее за последнее время, позволяет надеяться на практически полное замещение аналоговых методов обработки цифровыми уже в недалеком будущем.

Одним из основных научно-технических приложений, «потребляющим» новейшие достижения цифровых технологий обработки сигналов, является радиолокация [4]. Улучшение важнейших характеристик РЛС, таких, как разрешение и точность измерения дальности до объекта, неразрывно связано с расширением спектра зондирующего сигнала [5]. Расширение спектра до нескольких сотен мегагерц позволяет строить радиолокационное изображение объектов с разрешением, необходимым для их точного распознавания [6]. При этом дискретизация радиолокационного сигнала должна одновременно удовлетворять двум взаимно исключающим требованиям: высокой частоты дискретизации – для обработки широкополосных сигналов и высокой разрядности цифровых отсчетов – для обеспечения широкого динамического диапазона [4].

Конечная разрядность цифровых отсчетов в настоящий момент развития технологий АЦП все еще часто ограничивает динамический диапазон всего аналого-цифрового приемного тракта обработки сигнала в РЛС, поэтому выбор разрядности цифрового представления остается одним из важнейших параметров, от которых зависят характеристики РЛС.

Частота дискретизации определяется шириной частотной полосы сигнала [2]. Однако для получения приемлемых характеристик аналого-цифрового преобразования, как показано, например в [4], необходимо выбирать частоту дискретизации выше (передискретизация), чем требуется для выполнения условий теоремы Котельникова. При этом переход к минимальной частоте дискретизации, необходимой для рационального использования ресурсов схемы ЦОС, производится с помощью цифрового полосового фильтра – цифрового формирователя полосы сигнала (ЦФПС) с последующим прореживанием отсчетов сигнала на его выходе.

Таким образом, возникает задача реализации цифрового фильтра для ЦФПС при использовании пере-

*Рассмотрены вопросы построения цифрового формирователя полосы сигнала (цифрового КИХ-фильтра) для тракта ЦОС в многофункциональных РЛС (МРЛС): выбор архитектуры вычислительного ядра фильтра, учет особенностей его импульсной характеристики, а также конечной разрядности представления коэффициентов, оценка эффективной разрядности сигнала на выходе фильтра.*

дискретизации сигнала, а также в случае применения в МРЛС зондирующих сигналов с различной шириной спектральной полосы.

Первый вопрос – это вопрос, связанный с выбором архитектуры вычислительного ядра и элементной базы для реализации ЦФПС, учитывающим жесткие требования на рассеиваемую мощность и объем, предъявляемые к приемному тракту МРЛС.

На современном этапе развития цифровой элементной базы существуют три основных альтернативных пути реализации схемы ЦОС в МРЛС. Первый – использование специализированных процессоров ЦОС (ПЦОС); второй – использование программируемых интегральных логических схем (ПЛИС); третий – построение схемы обработки с применением как ПЦОС, так и ПЛИС, используя в каждом из функциональных блоков обработки преимущества того или иного средства в полном объеме. Очевидно, что третий путь обладает явными преимуществами перед двумя первыми.

Тактовые частоты работы современных ПЛИС несколько меньше тактовых частот ПЦОС. Однако концепция ПЛИС позволяет, с одной стороны, реализовать значительное количество параллельно работающих арифметических элементов (умножителей, сумматоров и др.), что в итоге дает большую производительность, чем у ПЦОС. С другой стороны, можно выбирать необходимую (оптимальную) разрядность арифметических операций на каждом шаге вычислений, учитывая относительно невысокую разрядность сигнальных данных (10–14 бит) по сравнению с 32-битными операциями в современных ПЦОС. Это позволяет экономить аппаратные ресурсы кристалла и направлять их на построение новых арифметических элементов, наращивая производительность или выбирая кристалл ПЛИС меньшей плотности, уменьшая габариты, рассеиваемую мощность и стоимость схемы обработки.

Особенно ощутимо преимущество ПЛИС перед ПЦОС при обработке сигнала «на проходе», когда выполняется принцип минимизации задержки сигнала при его обработке [4]. При этом альтернативой обработки на основе одного или двух кристаллов ПЛИС является громоздкая, чрезвычайно неудобная для программирования многопроцессорная реализация на

основе ПЦОС [7]. Следует подчеркнуть, что данные рассуждения справедливы при частотах дискретизации сигналов от единиц до нескольких десятков мегагерц. При более низких частотах, выходящих за границу применимости в МРЛС, возможно, картина становится обратной.

В последующих блоках обработки (обнаружение, измерение координат и т.д.), когда, с одной стороны, увеличивается разрядность данных, с другой стороны – уменьшается поток обрабатываемой информации, ПЦОС приобретают преимущества перед ПЛИС. При этом использование высокоразрядного и гибкого арифметико-логического устройства (АЛУ) ПЦОС, работающего в формате данных с плавающей точкой, дает максимальную эффективность.

Некоторой иллюстрацией данных рассуждений является факт появления на рынке семейства «гибридных» кристаллов ПЛИС фирмы Xilinx (США) [9], в составе которых реализованы несколько ПЦОС, что позволяет создавать систему обработки на одном кристалле, используя преимущества как последовательных (ПЦОС), так и параллельных (ПЛИС) вычислений.

Не вдаваясь далее в общие вопросы построения аппаратной схемы цифровой обработки радиолокационных сигналов, зависящей от конкретных характеристик используемых зондирующих сигналов, необходимо отметить, что реализацию ЦФПС при частоте дискретизации, составляющей несколько десятков мегагерц, представляется целесообразным выполнять на основе ПЛИС. Учитывая, что в том же самом кристалле ПЛИС может осуществляться и дальнейшая обработка сигнала.

Представляется целесообразной реализация ЦФПС в виде КИХ-фильтров [1,2,3].

Рассматривая аппаратное построение КИХ-фильтра с базой  $L$ , приведем его уравнение, связывающее значения входных отсчетов  $x_n$ , коэффициентов  $h_k$  и выходных отсчетов  $y_n$

$$y_n = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x_{n-k} \quad (1)$$

Классическое параллельное построение аппаратной схемы КИХ-фильтра хорошо известно [1], однако при ее реализации на ПЛИС необходимо учитывать некоторые особенности.

Реализация чисто параллельной схемы вычисления взвешенной суммы (1) на ПЛИС может привести к неэффективному ее использованию [8]. Это происходит в случае, когда максимально возможная тактовая час-

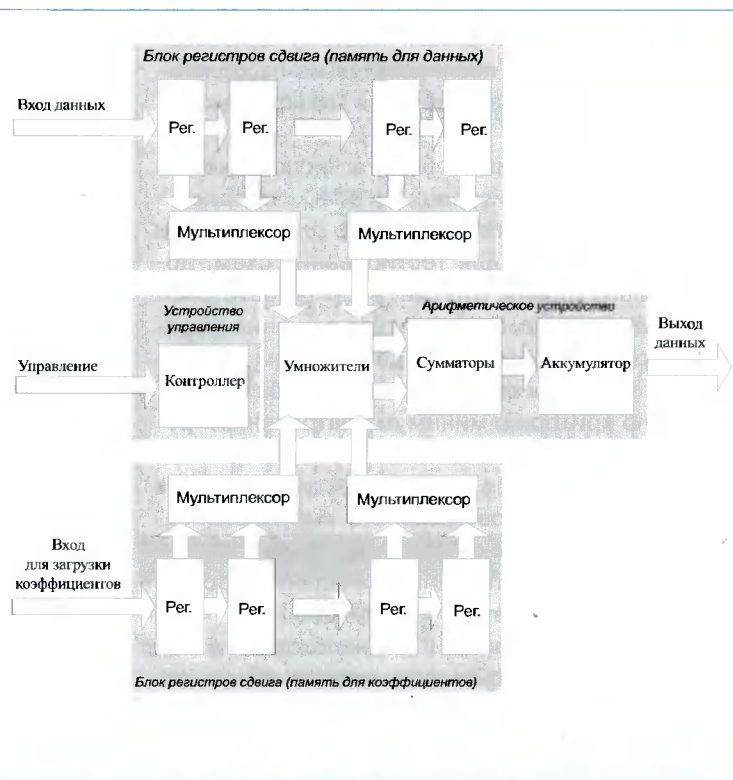


Рис. 1. Блок-схема КИХ-фильтра, построенного на основе последовательно-параллельной схемы

тота работы ПЛИС в несколько раз выше частоты дискретизации сигнала на выходе АЦП. В этом случае арифметические элементы ПЛИС будут «простаивать» значительную часть времени. Реализовать работу арифметических элементов на предельной тактовой частоте и тем самым уменьшить их количество можно с помощью последовательно-параллельной схемы [8] (рис. 1). В этой схеме каждый арифметический элемент производит несколько тактов вычислений за один такт поступления сигнальных отсчетов. В отличие от классической параллельной схемы [1] здесь появляются дополнительные элементы: шинные мультиплексоры, оконечный аккумулятор и контроллер, выдающий управляющие импульсы и адреса для мультиплексоров.

Эффективность последовательно-параллельной схемы по сравнению с параллельной растет при уменьшении частоты дискретизации, увеличении тактовой частоты ПЛИС, увеличении разрядности цифрового представления сигнальных отсчетов и коэффициентов фильтра. Последнее объясняется тем, что ресурсы, необходимые для реализации шинного мультиплексора, пропорциональны разрядности сигнальных отсчетов или коэффициентов фильтра, а ресурсы, необходимые для реализации матричного умножителя, пропорциональны квадрату разрядностей. При этом построение шинных мультиплексоров оказывается «выгоднее», чем построение умножителей.

Соответственно при большой частоте дискретизации или уменьшении разрядности арифметических операций преимущества последовательно-параллельной схемы «нивелируются» и даже могут привести к

большим аппаратным затратам. Поэтому целесообразность использования последовательно-параллельной схемы должна рассматриваться в каждом конкретном случае.

Развитие программных средств, используемых для разработки конфигурации ПЛИС, например фирмы Xilinx [9], включая языки HDL для синтеза и программы симуляции для тестирования схем, достигло высокого уровня. Это дает возможность находить оптимальное схемотехническое решение за достаточно короткое время путем разработки нескольких вариантов схемы фильтра и выбора самой эффективной по критерию минимума затраченных ресурсов.

Дальнейшая оптимизация архитектуры фильтра связана с характером поведения его импульсной характеристики (коэффициентов) или их семейства и выбором частоты дискретизации. Начальную частоту дискретизации  $F_D$ -сигнала для получения равных по ширине полос задерживания ЦФПС необходимо выбирать таким образом, чтобы полоса сигнала  $\Delta F_c$  (полоса пропускания ЦФПС) находилась в середине полосы дискретизации (рис.3).

Легко убедиться, что в этих условиях импульсная характеристика ЦФПС при правильно выбранной начальной фазе содержит половину нулевых отсчетов (рис.4). Это дает возможность сократить вдвое затраты не только на реализацию арифметических элементов и регистров для хранения коэффициентов, но и, учитывая специфику ПЛИС, затраты на реализацию регистров сдвига для хранения сигнальных отсчетов.

Как правило, задается требование линейности фазочастотной характеристики (ФЧХ) ЦФПС. Использование КИХ-фильтра в качестве ЦФПС при симметричной (антисимметричной) системе коэффициентов (рис.4) дает идеально линейную ФЧХ [1], что, в свою очередь, позволяет вдвое сократить число умножителей в схеме фильтра путем предварительного суммирования сигнальных отсчетов с одинаковыми весовыми коэффициентами. Учет этих факторов может дать экономию ресурсов ПЛИС до 70%.

Как уже отмечалось, проектирование фильтра на ПЛИС ставит перед разработчиком вопрос выбора оптимальной разрядности коэффициентов фильтра, поэтому необходимо исследовать влияние конечной разрядности коэффициентов на характеристики фильтра.

Известно [3], что конечная разрядность коэффициентов эквивалентна «зашумлению» импульсной характеристики фильтра. Можно показать, что средняя ошибка  $R$  [дБ] в представлении реальной АЧХ фильтра по сравнению с идеальной характеристикой, определяемая конечной разрядностью коэффициентов  $N$  (бит), описывается формулой

$$R(N) \approx -6(N+1) \text{ (дБ)}. \quad (2)$$

Формула (2) определяет среднее значение достижимого уровня подавления в полосе задерживания без

учета факта ограничения импульсной характеристики фильтра во времени (эффект «окна»). Зависимость уровня подавления от длины «окна» – базы КИХ-фильтра, но без учета конечной разрядности, а также методы увеличения подавления с помощью оконных функций можно найти в классических работах, посвященных цифровой фильтрации [1,2,3].

Применяя принцип «равнопрочности», при котором «окно» и разрядность будут вносить равный вклад в ошибку представления реальной АЧХ фильтра по сравнению с идеальной, можно по формуле (2) оценить необходимую разрядность коэффициентов для заданного уровня подавления.

Следует отметить, что при использовании данного принципа необходимо производить расчет коэффициентов по методу окна [1] уже с учетом их конечной разрядности. При этом удобно использовать параметрические окна, например окно Кайзера. Это позволяет путем небольшого варьирования параметра окна (что практически не влияет на АЧХ в полосе пропускания) при необходимости подавлять локальные выбросы в спектре шума квантования коэффициентов, которые могут привести к увеличению амплитуды некоторых боковых лепестков в полосе задерживания фильтра. Метод варьирования параметра окна позволяет выравнивать (подстраивать под необходимую) АЧХ фильтра в полосе задерживания (рис.3), одновременно устраняя такой недостаток многих оконных функций, как неравномерный уровень боковых лепестков в их спектре.

Как показывает опыт синтеза коэффициентов фильтров по предложенному алгоритму, в большинстве случаев можно добиваться максимума уровня боковых лепестков АЧХ фильтра не выше 6 дБ над уровнем  $R(N)$ , определяемым формулой (2). Таким образом, можно получить экспериментальную зависимость оценки максимального уровня боковых лепестков полосового фильтра от разрядности его коэффициентов (рис.2)

$$L(n) \approx -6N \text{ (дБ)}. \quad (3)$$

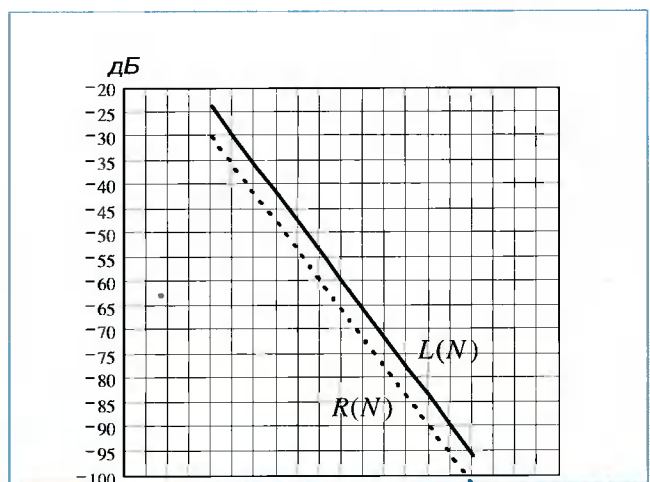


Рис.2. Зависимость уровня боковых лепестков от разрядности коэффициентов

Следует отметить, что основная цель линейной фильтрации в МРЛС – это получение максимального отношения сигнал/шум путем создания согласованной передаточной функции всего аналого-цифрового приемного тракта [4]. Это означает, что нет необходимости строить в качестве ЦФПС полосовой фильтр в его классическом понимании – с равномерной АЧХ в полосе пропускания. Последнее приводит к появлению узкой переходной полосы АЧХ, что оборачивается необходимостью использования длинной во времени импульсной характеристики фильтра [2] (большой базы фильтра), что ведет, в свою очередь, к неоправданному расходу аппаратных ресурсов ПЛИС.

Применение колоколообразной АЧХ фильтра позволит минимизировать базу фильтра и соответственно затрачиваемые ресурсы. Неравномерная АЧХ фильтра, как правило, легко учитывается в последующих цифровых блоках фильтрации без каких-либо дополнительных затрат при создании результирующей передаточной характеристики приемного тракта. К тому же АЧХ оптимального фильтра для немодулированного импульса и квазиоптимального для ЛЧМ-импульса уже изначально близки к колоколообразной характеристике.

Оптимальный (по критерию «равнопрочности») выбор разрядности коэффициентов автоматически позволяет получить оптимальную разрядность умножителей. Приступая к обсуждению выбора разрядности сумматоров в схеме фильтра, следует отметить, что проблемы усечения – отбрасывания младших бит отсчетов на выходе умножителей КИХ-фильтра, решались ранее [3] на основе введения шумовой модели усечения. Однако по результатам проектирования фильтров на ПЛИС можно сделать заключение, что схема без усечения требует всего на 3–5 % больше аппаратных ресурсов, чем схема с усечением. Это можно объяснить тем фактом, что основными потребителями ресурсов ПЛИС являются умножители и регистры для хранения сигнальных отсчетов и коэффициентов.

Представляется целесообразным вообще отказаться от усечения отсчетов на выходе умножителей и рассматривать модель фильтра, не вносящего шум в обрабатываемый сигнал. В этом случае на выходе блока сумматоров разрядность отсчетов вырастает до 24 – 30 бит. Поэтому если следующий за ЦФПС функциональный блок выполнен не на ПЦОС с 32-разрядным АЛУ, необходимо производить усечение сигнальных отсчетов на выходе фильтра, чтобы не перегружать «чувствительные» к разрядности отсчетов последующие схемы на ПЛИС. Усечение должно производиться как «сверху» – отбрасыва-

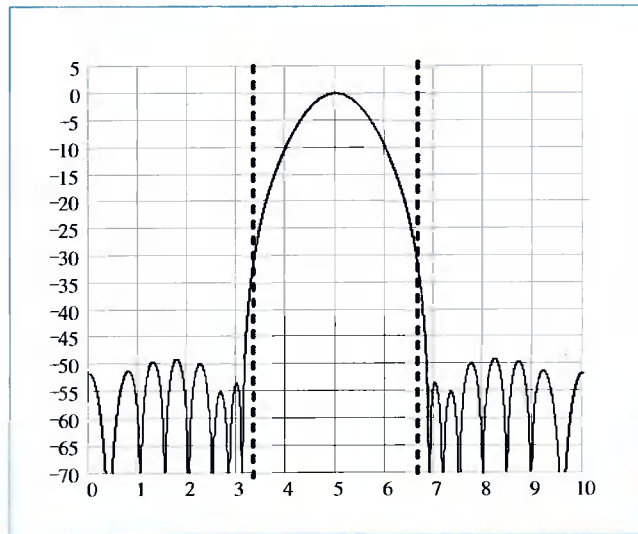


Рис.3. АЧХ реализованного на ПЛИС ЦФПС

ние старших бит, так и «снизу» – отбрасывание младших бит.

Усечение «сверху» должно сохранять линейный режим при максимальном уровне сигнала на входе фильтра [4], а усечение «снизу» – эффективную разрядность сигнала на выходе фильтра.

Можно показать, что если число эффективных бит на выходе АЦП  $N_0$ , то количество эффективных бит  $N$  на выходе ЦФПС

$$N = N_0 + 0,5 \left( \log_2 \left( \frac{F_D}{\Delta F_c} \right) - 1 \right). \quad (4)$$

Формула (4) показывает, что ЦФПС увеличивает число эффективных бит, расширяя динамический диапазон цифрового приемного тракта в дополнение к преимуществам использования ЦФПС, описанным в [4]. Данный эффект объясняется уменьшением дисперсии шума квантования АЦП при его фильтрации в ЦФПС, так как он имеет равномерно распределенный спектр в полосе дискретизации [2]. Так, для ЦФПС с АЧХ на рис.3 увеличение эффективной разрядности составляет примерно 1 бит.

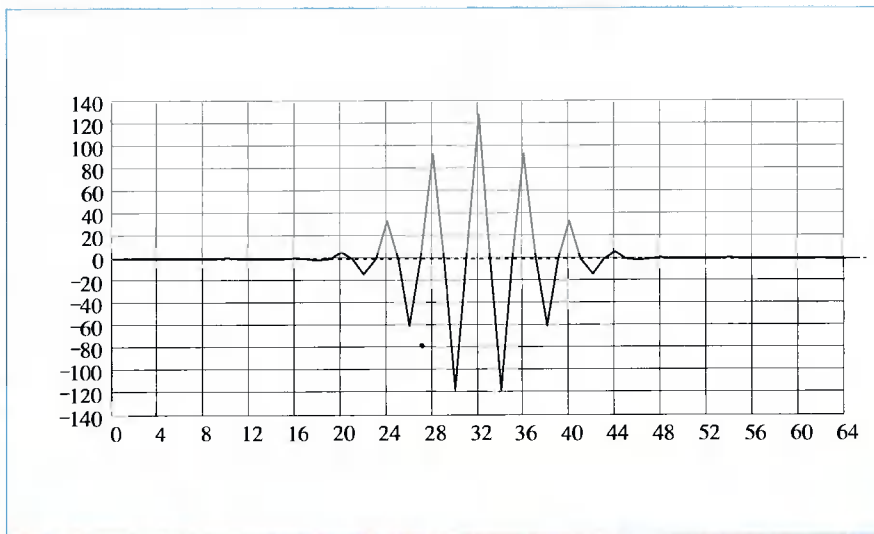


Рис.4. Импульсная характеристика (коэффициенты) реализованного на ПЛИС ЦФПС



**Таблица 1. Характеристики фильтра**

Начальная частота дискретизации, МГц	20
Минимальная ширина полосы пропускания, МГц	1,43
Разрядность сигнала на входе, бит	12
Тактовая частота фильтра (рабочая), МГц	80
Максимально возможная тактовая частота фильтра (эксперимент), МГц	124
Разрядность коэффициентов, бит	8
База фильтра	65
Тип схемы	последовательно-параллельная
Количество умножителей в схеме	4
Тип кристалла ПЛИС	FPGA Xilinx XCV600
Используемая часть ПЛИС	менее 12%

Усечение отсчетов приводит к увеличению шумовой составляющей обрабатываемого сигнала [3]. Представляется целесообразным передавать сигнальные отсчеты на выход ЦФПС с разрядностью  $N+2$ . При этом дисперсия шума квантования, как показывает элементарный расчет, увеличивается на 2 дБ, а общие энергетические потери в отношении сигнал/шум увеличиваются на 0,1–0,3 дБ по сравнению со случаем без усечения в зависимости от соотношения шума квантования

АЦП и шумовой составляющей сигнала на входе АЦП. Учитывая некоторое уменьшение энергии полезного сигнала, целесообразно увеличить разрядность до  $N+3$ .

В заключение приводятся характеристики фильтра, реализованного согласно вышеизложенным тезисам (табл. 1). АЧХ фильтра (рис. 3) и его импульсная характеристика (рис. 4) используются для фильтрации немодулированного импульса с полосой 3,3 МГц.

## Литература

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
2. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. М.: Советское радио, 1980.
3. Богнер Р., Константи́нидис А. Введение в цифровую фильтрацию. М.: Мир, 1976.
4. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В., Маликов Ю.В., Цыгин И.Б. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. // Цифровая обработка сигналов, 2001, №4.
5. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1970.
6. Donald R. Wehner. High resolution radar, 1987.
7. Максаев Г.П., Жданова С.И., Кочкин А.В., Нестерова Е.А., Поляков А.В. Многопроцессорная реализация адаптивной обработки сигнала в когерентной импульсной РЛС. // Цифровая обработка сигналов, 2001, №4.
8. Пяткин А.К. Реализация КИХ-фильтров на ПЛИС. Радиолокация и связь – перспективные технологии. Тезисы докладов. М., 2002.
9. <http://www.xilinx.ru>

УДК 621.372

## О возможности повышения эффективности обработки низкоскоростных частотно-манипулированных сигналов

Е.В. Миронец

Частотно-манипулированные сигналы (ЧМС-, ЧМН-сигналы) наряду с фазоманипулированными сигналами (ФМС) широко применяются в настоящее время [1–4]. Для анализа радиоэлектронной обстановки (РЭО), классификации и определения параметров сигналов в комплексах радиомониторинга широко применяются цифровые анализаторы спектра (ЦАС) на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Процедуры вычисления БПФ наиболее часто выполняют с помощью алгоритма Кули-Тьюки (АКТ), разработанного в 60-х годах прошлого века [5]. Считается, что ЦАС могут быть сравнительно просто и эффективно реализованы лишь при вычислении БПФ на основе АКТ. Такое мнение является бесспорным, когда отсутствует априорная информация о типе и параметрах анализируемых сигналов. Если же априори известен тип анализируемых сигналов и (или) их параметры, то принципиально возможны более простые и эффективные процедуры реализации ЦАС.

Целью данной статьи является рассмотрение одного из таких алгоритмов вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) – алгоритма Герцеля для анализа ЧМС.

ЧМС в общем случае состоит из некоторого числа  $n$  «элементарных» гармонических сигналов (ГС). Аналитическая запись ЧМС имеет вид

$$x(t) = U_m \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_{0k}],$$

где  $U_m$  – амплитуда сигнала;  $f_k(t)$  – частота поднесущей;  $\varphi_{0k}$  – начальная фаза каждого «элементарного» составного сигнала, выбираемая из условия непре-

*Рассматриваются вопросы повышения эффективности обработки низкоскоростных частотно-манипулированных сигналов на основе алгоритма Герцеля. Приводится структурная схема устройства. Проведен сравнительный анализ вычислительных затрат. Показана высокая эффективность алгоритма Герцеля при обработке гармонических сигналов.*

рывности фаз на стыке двух соседних элементов (в случае скачка фазы на стыке соседних элементов следует вести речь о частотно-фазоманипулированных сигналах – ЧФМС [6]). Частота поднесущей  $f_k$  на интервале длительности каждого «элементарного» ГС  $T_g$  фиксирована и выбирается из некоторого конечного множества  $n$ :  $\{f_1, \dots, f_n\}$  при  $kT_g \leq t < (k+1)T_g$ ,  $k=1, 2, \dots$ . Длительность интервала  $T_g$  определяется скоростью манипуляции при передаче дискретных сообщений.

Поскольку каждый ГС, входящий в состав ЧМС, имеет конечную длительность, то спектр каждой поднесущей отличен от  $\delta$ -функции: его ширина обратно пропорциональна интервалу  $T_g$ . На рис. 1 изображен пример частотно-временной матрицы (ЧВМ) ЧМС с количеством поднесущих  $n=6$ . Значение  $T_g$  зависит от скорости манипуляции и определяет ширину спектра каждого «элементарного» ГС, значения частот  $f_1, \dots, f_6$  задаются сеткой частот.

Задачей ЦАС при анализе ЧМС обычно является определение сетки частот  $f_1, \dots, f_n$  и далее демодуляция сигнала в режиме реального времени. Для повышения точности оценок частот  $\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_n$  применяются различные методы. В случае когда к скорости радиоперехвата не предъявляется высоких требований, допускается использовать усреднение спектра для оценивания спектральных характеристик. При наличии же жестких требований к скорости перехвата и малой длительности сеанса связи  $T$  в случае вычисления БПФ на основе АКТ применяют различные методы аппроксимации спектральных коэффициентов [5, 7], что приводит к усложнению алгоритмов ЦАС и соответственно росту вычислительных затрат.

Если приемная сторона априори располагает информацией о диапазоне частот, занимаемом ЧМС, возможны более эффективные процедуры ЦАС, если ограничиться вычислением не всего набора спектральных коэффициентов, а лишь «нужных» из них. Действительно, подавляющая часть рассчитываемых коэффициентов по АКТ не несет информации о положении поднесущих, а, скорее, определяет характер их изменения при фиксированных значениях расстройки и межсимвольные искажения (МСИ), то есть дает возможность оценки энергетического спектра всей анали-

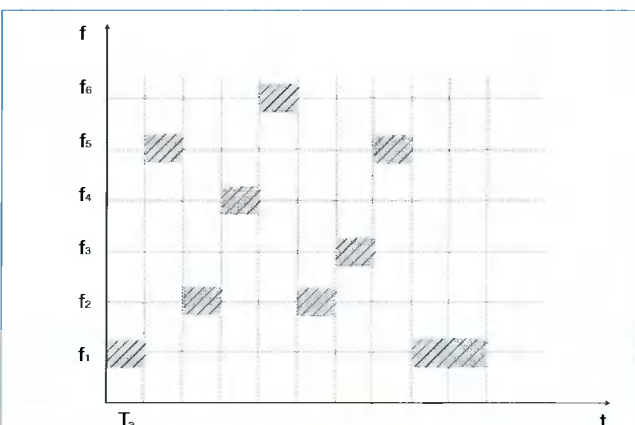


Рис. 1



зируемой смеси. Одним из алгоритмов ЦАС, обеспечивающих вычисление ограниченного набора спектральных коэффициентов с удельными вычислительными затратами, близкими к алгоритмам АКТ, является рассматриваемый ниже алгоритм Герцеля (АГ).

Задачу вычисления  $n$  компонент преобразования Фурье можно свести к  $n$  однотипным задачам вычисления каждой отдельно взятой компоненты. Значение одной компоненты преобразования Фурье можно вычислить по правилу Горнера [8, 9], дающему один из способов вычисления значения многочлена

$$v(x) = v_{n-1}x^{n-1} + v_{n-2}x^{n-2} + \dots + v_1x^1 + v_0$$

в некоторой точке  $\beta$ . Правило Горнера, записанное в виде

$$v(\beta) = (\dots((v_{n-1}\beta + v_{n-2})\beta + v_{n-3})\beta + \dots + v_1)\beta + v_0$$

требует  $n-1$  операций сложения и  $n-1$  операций умножения в поле аргумента  $\beta$ . Если все различные степени аргумента  $\beta$  вычислены заранее, то правило Горнера не дает никаких преимуществ по сравнению с прямым вычислением  $v(\beta)$ . Преимущество правила Горнера состоит в том, что оно не требует предварительного вычисления и запоминания этих степеней.

Если  $\beta = \omega^k$ , то для вычисления  $k$ -й компоненты преобразования Фурье по правилу Горнера необходимо выполнить  $n-1$  операцию перемножения и сложения комплексных чисел. Наиболее эффективно это осуществляется с помощью алгоритма Герцеля, который реализует одну из возможных процедур вычисления дискретного преобразования Фурье. Он позволяет (хотя и несущественно) уменьшить число необходимых операций перемножений комплексных чисел. Алгоритм Герцеля (АГ) не принадлежит к алгоритмам БПФ, так как его сложность по-прежнему пропорциональна  $n^2$ . Для вычисления всех компонент спектра по АГ необходимо выполнить  $n^2 \log_2 n$  операций умножения и  $n^2$  операций сложения. Для вычисления же одной спектральной компоненты АГ требует не более  $\log_2 n$  операций умножения и  $n \log_2 n$  операций сложения, поэтому его относят к классу полубыстрых алгоритмов преобразования Фурье (ПБПФ). АГ полезен в тех случаях, когда требуется вычислить небольшое число коэффициентов преобразования Фурье, – не более чем  $\log_2 n$  из  $n$  компонент. Поскольку алгоритмы БПФ вычисляют все компоненты преобразования, то в этих случаях ненужные компоненты приходится выбрасывать.

Для вычисления одной компоненты преобразования Фурье

$$V_k = \sum_{i=0}^{n-1} \omega^{ik} v_i$$

рассмотрим многочлен  $p(x) = (x - \omega^k)(x - \omega^{-k})$ . Он представляет собой многочлен наименьшей степени с вещественными коэффициентами, для которого элемент  $\omega^{-k}$  является корнем. Это минимальный многочлен элемента  $\omega^k$  над полем вещественных чисел, и он равен

$$p(x) = x^2 - 2\cos\left(\frac{2\pi}{n}k\right)x + 1. \text{ Многочлен } v(x) = \sum_{i=0}^{n-1} v_i x^i$$

можно выразить через  $p(x)$  следующим образом

$$v(x) = p(x)Q(x) + r(x).$$

Многочлен-частное  $Q(x)$  и многочлен-остаток  $r(x)$  могут быть найдены с помощью алгоритма деления многочленов. Для нахождения спектральной компоненты  $V_k$  достаточно вычислить остаток

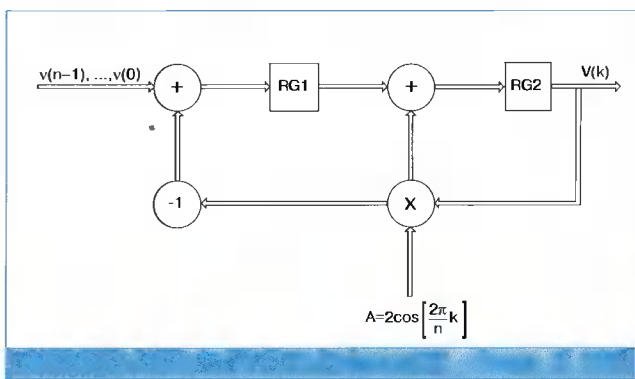
$$V_k = v(\omega^k) = r(\omega^k),$$

поскольку  $\omega^k$  является корнем многочлена  $p(x)$  и  $p(\omega^k) = 0$ . Наиболее значительными являются вычислительные затраты на деление многочленов. Когда коэффициенты многочлена  $v(x)$  являются комплексными, то для его деления на многочлен  $p(x)$  требуется  $2(n-2)$  операций перемножения вещественных чисел. Если же коэффициенты многочлена  $v(x)$  являются вещественными, то число этих операций уменьшается в два раза. Аналогично необходимое количество операций сложения в комплексном варианте равно  $4(n-2)$ , а вещественном  $2(n-2)$ .

Так как степень многочлена  $r(x)$  равна единице, то для вычисления  $r(\omega^k)$  требуется только одна операция перемножения и одна сложения комплексных чисел. Таким образом, при комплексном входе для вычисления одной выходной компоненты АГ требуется  $2n-1$  операций перемножения и  $4n-1$  сложения вещественных чисел.

Структура устройства, реализующего алгоритм Герцеля, показана на рис. 2. Она имеет форму авторегрессионного фильтра, что является следствием того, что в такой форме может быть представлена схема деления многочленов. После ввода массива входных чисел – многочлена  $v(x)$  – регистр RG2 (рис. 2) будет содержать остаток  $r(x)$  от деления многочлена  $v(x)$  на многочлен  $p(x)$ . Частное  $Q(x)$  интереса не представляет.

На рис. 2 RG1, RG2 – параллельные регистры. Изменяя  $k$  и влияя тем самым на значение множителя  $A$ , можно настраивать фильтр на требуемую спектральную компоненту. При этом входные отсчеты должны поступать из некоторого входного буфера, как и в случае БПФ на основе АКТ. Однако в случае работы авторегрессионного фильтра на одной фиксированной спектральной компоненте необходимость в буфере во-



обще отпадает, так как АГ работает в режиме «реального времени», поэтому на рис. 2 он не приведен.

Таким образом, для определения оценки мгновенной частоты  $\hat{f}_i$  одного «элементарного» ГС в составе ЧМ можно использовать перестраиваемый фильтр, структурная схема которого приведена на рис. 2. Для определения полной сетки частот поднесущих в составе ЧМС необходимо, чтобы в течение сеанса наблюдения каждая из частот появилась хотя бы один раз. Для повышения точности измерения частоты на каждом этапе оценивания частоты поднесущей можно перестраивать по частоте фильтр со сколь угодно малым шагом сканирования. При этом не требуется никаких дополнительных методов аппроксимации и усреднения. Используется та же схема (рис. 2), где шаг перестройки по частоте задается соответствующим набором коэффициентов А.

Являясь разновидностью ДПФ, АГ так же, как и АКТ, представляет собой набор некоторого числа фильтров. Однако АГ позволяет разработчику выбрать некоторую полосу анализа  $[f_p, f_k]$  в отличие от БПФ на основе АКТ, где необходимо анализировать полосу частот  $[0, f_d/2]$ ,  $f_d$  – частота дискретизации сигнала.

Для оценивания сетки частот можно использовать оценку по максимуму правдоподобия (ОМП) [10, 11]  $\hat{f} = \underset{f}{\operatorname{argmax}}[V(f)]$ ,

где  $V(f)$  – спектральная характеристика на выходе фильтра (рис. 2).

Потенциальная дисперсия ОМП частоты  $D_f$  для ГС в составе ЧМС определяется следующим образом [11]

$$D_f = \frac{3}{(2\pi T_s)^2 q^2} \left(1 + \frac{5}{9q^2}\right),$$

где  $q^2$  – отношение «сигнал/шум»;  $T_s$  – длительность элементарного ГС в составе ЧМС.

Повышение вычислительной эффективности АГ по сравнению с АКТ является особенно очевидным при оценке характеристик одного ГС. Выигрыш проявляется в следующем:

1) на входе фильтра (рис. 2) отсутствует буфер, обработка ведется в режиме «реального времени», в то время как для АКТ всегда необходимо наличие входного буфера;

2) количество операций умножения  $M$  и сложения  $A$  для АГ определяется соответственно следующим образом  $M_{AG} = 2n - 1$ ,  $A_{AG} = 4n - 1$ .

Для АКТ, комплексное произведение в котором определяется через четыре произведения и два сложения, имеем  $M_{AKT} = 2n(-3 + \log_2 n) + 8$ ,  $A_{AKT} = 3n(-1 + \log_2 n) + 4$ .

Для модифицированного АКТ (комплексное произведение определяется через три произведения и пять сложений) получим

$$M_{AKT_{\text{мод}}} = \left(\frac{3}{2}\right)n(-3 + \log_2 n) + 6, \quad A_{AKT_{\text{мод}}} = \left(\frac{1}{2}\right)n(-9 + 7\log_2 n) + 6.$$

Например, для случая  $n = 1024$  выигрыш составит

$$\gamma_M = M_{AKT} / M_{AG} = 14\,344 / 2047 \approx 7,$$

$$\gamma_A = A_{AKT} / A_{AG} = 27\,652 / 4095 \approx 6,75,$$

$$\gamma_{M_{\text{мод}}} = M_{AKT_{\text{мод}}} / M_{AG} = 10\,758 / 2047 \approx 5,26,$$

$$\gamma_A = A_{AKT_{\text{мод}}} / A_{AG} = 31\,238 / 4095 \approx 7,6.$$

Однако столь значительное увеличение вычислительной эффективности получается лишь для случая анализа одной спектральной компоненты. При расширении полосы анализа эффективность АГ падает. Для снятия всей спектральной панорамы алгоритм Герцеля не подходит. Применение АГ является целесообразным, как уже упоминалось ранее, при обработке спектральных коэффициентов числом не более  $\log_2 n$ .

Таким образом, применение рассмотренного в данной работе алгоритма может оказаться целесообразным в комбинации с АКТ, когда АКТ используется для общего обзора радиоэлектронной обстановки и вычисления коэффициентов А для АГ, а АГ позволяет с малыми вычислительными затратами осуществить анализ выявленных сигналов в режиме реального времени.

## Заключение

Рассматриваемый алгоритм при практической реализации имеет структуру обычного цифрового фильтра, поэтому может быть легко реализован в цифровой форме на сигнальных процессорах или ПЛИС. Используемый в работе способ анализа частотно-манипулированных сигналов является оптимальным по быстродействию для оценивания характеристик гармонического сигнала. В случае когда полоса анализа не превышает  $\log_2 n$  из  $n$  компонент, алгоритм Герцеля является также более эффективным (по сравнению с алгоритмом Кули-Тьюки) при анализе частотно-манипулированных сигналов.

## Литература

1. Крохин В.В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В., Дрямов Ю.А., Муравьев С.А. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой. М.: Зарубежная радиоэлектроника, 1982, №4, с. 58 – 72.
2. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Радио и связь, 1998.
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. / Пер. с англ. / Под ред. Маркова В.В. М.: Связь, 1979. – 592 с., ил.
4. ITU-T Recommendation/V.34, ITU - 1997.
5. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. / Пер. с англ. М.: Мир, 1990. – 586 с.
6. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Советское радио, 1970. – 376 с.
7. Приймаков С.Н., Кобзарь В.П., Понкратов А.И., Остапенко А.В. Оценивание амплитуды сигнала по его дискретному спектру. М.: НИИЭР, Вопросы радиоэлектроники, Серия ОВР, в. 18, 1998.
8. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролируемых ошибки. / Пер. с англ. М.: Мир, 1986. – 576 с., ил.
9. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. / Пер. с англ. М.: Мир, 1989. – 448 с., ил.
10. Радиотехнические системы. Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др. / Под ред. Казаринова Ю.М. М.: Высшая школа, 1990. – 496 с., ил.
11. Куликов Е.И., Трифионов А.П. Оценка параметров сигнала на фоне помех. М.: Советское радио, 1978. – 296 с., ил.

УДК 621.391

## Сравнительный анализ реализаций КВ-модема на сигнальных процессорах с фиксированной и плавающей точкой

В.С. Шаптала

### Введение

При реализации алгоритмов обработки сигналов на цифровых процессорах обработки сигналов (ЦПОС) выгоднее использовать процессоры с фиксированной точкой (ФТ). Во-первых, ЦПОС с ФТ обладают более высокой производительностью и меньшей стоимостью, чем процессоры с плавающей точкой (ПТ). Во-вторых, программу, написанную в целочисленной арифметике, значительно проще адаптировать к работе на ЦПОС с ПТ, чем наоборот (более того, наоборот не всегда возможно). Поэтому реализация коротковолнового (КВ) модема на ЦПОС с ФТ экономически выгоднее. Однако часто требуется реализация алгоритма цифровой обработки сигналов (ЦОС) с большим динамическим диапазоном как на входе, так и внутри устройства обработки. К таким алгоритмам относится алгоритм функционирования демодулятора КВ-модема. В статье рассматриваются причины снижения динамического диапазона демодулятора в параллельном КВ-модеме, реализуемом на ЦПОС с ФТ, оценки уровня алгоритмических шумов (шумов представления сигнала) и способы устранения данного явления.

### Алгоритм работы КВ-модема

Перед тем как провести анализ, рассмотрим короткий алгоритм работы КВ-модема. Предполагается, что это параллельный модем с числом каналов от 30 до 60, использующий 1-, 2- или 3-кратную относительную фазовую модуляцию (ОФМ). В передающей части модема осуществляются формирование потока символов из потока бит, помехоустойчивое кодирование и формирование группового ОФМ-сигнала. В передающей

Рассматриваются классификация и анализ собственных шумов цифрового КВ-модема. Представлены результаты моделирования программной реализации КВ-модема и рекомендации по поддержанию широкого динамического диапазона.

части модема анализ шумов не проводился ввиду их незначительности.

Шум, вызванный особенностями ЦПОС с ФТ при реализации алгоритма демодулятора, оценивался в приемной части модема, функциональная схема которой представлена на рис. 1.

До начала основной обработки из входного сигнала формируется аналитический сигнал и в дальнейшем ведется преобразование комплексного сигнала. В результате эффектов, связанных с распространением коротких волн, сигнал может сместиться по частоте. Компенсация сдвига осуществляется в следующем блоке – блоке компенсации частотного смещения. Блок быстрого преобразования Фурье (БПФ) производит расчет спектра на частотах подканалов параллельного модема и по спектру определяет значение принятой фазы. Отклонение принятой фазы от стандартной управляет работой блока статистической обработки сигнала, который, в свою очередь, определяет значение частотного смещения. Восстановленные символы передаются в декодер, где происходят декодирование помехоустойчивого кода и формирование выходного потока бит.

### Классификация шумов ЦПОС с ФТ при реализации алгоритмов ЦОС

Несмотря на преимущества сигнальных процессоров с ФТ над процессорами с ПТ, реализация алгоритма на ЦПОС с ФТ порой сопряжена с большими труд-

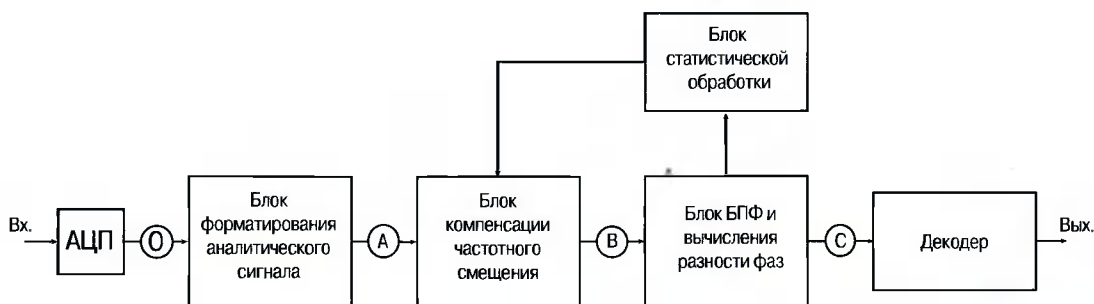


Рис. 1. Функциональная схема приемной части модема

ностями, поскольку у них меньше динамический диапазон для представления сигнала.

При реализации алгоритма обработки сигнала на ЦПОС с ФТ возникают погрешности, вызванные следующими факторами [1]:

1. Шумом аналого-цифрового преобразования (АЦП).
2. Шумом, вызванным квантованием всевозможных коэффициентов (например, коэффициентов фильтра).
3. Искажением сигнала в результате переполнения.
4. Шумом, вызванным округлением (усечением) промежуточных и конечных результатов вычислений.

Шум АЦП присутствует в обоих видах ЦПОС и определяется разрядностью преобразования. Его уменьшение возможно лишь путем увеличения разрядности АЦП.

Современные методы расчета цифровых фильтров (ЦФ), реализованные в пакетах MATLAB, FD [2,3] или подобных, позволяют моделировать поведение передаточной функции (ПФ) ЦФ в случае квантования коэффициентов. И в большинстве случаев, грамотно выбирая порядок, структуру и требования к ЦФ, можно рассчитать коэффициенты фильтра таким образом, что после их квантования изменения ПФ не были бы критичны для данной задачи.

Искажений сигнала, возникающих в результате переполнения, можно избежать масштабированием сигнала. Наибольшую проблему вызывают шумы округления, и вот почему:

1. При реализации большого количества вычислений этот шум будет накапливаться.
2. Очень часто для экономии вычислительных ресурсов используются рекуррентные алгоритмы, которые «шумят» даже при реализации их на ЦПОС с ПТ, а на процессорах с ФТ при большом количестве рекурсий этот шум может быть очень заметным.
3. В параллельном модеме с увеличением числа каналов будет происходить уменьшение разрядности, отводимой на 1 канал, что также ведет к увеличению относительной энергии шума округления.

Шумы округления или усечения можно рассматривать как аддитивный белый гауссовский шум.

Таким образом, при некорректной реализации алгоритма может оказаться, что модем будет сам вносить значительный шум, а это негативно скажется на его помехоустойчивости.

### Анализ шумов КВ-модема

Для анализа шумов была создана на языке СИ модель функционирования КВ-модема радиосвязи на

ЦПОС с ПТ. Рабочая программа написана на ассемблере ЦПОС TMS320C50 (16-разрядный сигнальный процессор с ФТ). Обе программы подготовлены таким образом, что шумы видов 1 и 2 совпадают, а искажения, вызванные переполнением регистров, отсутствуют. Таким образом, оцениваются только шумы последнего вида – шумы округления.

Шумы цифровой цепи определяются программной реализацией блоков, изображенных на рис. 1, причем ни декодер, ни блок статистической обработки практически не вносят шума, а вносят шум три следующие за АЦП блока. Теоретический учет шумов, вызванных округлением результатов промежуточных вычислений, является сложной задачей, которая гораздо быстрее решается практически – моделированием.

При моделировании одни и те же сигналы обрабатывались обеими программными реализациями КВ-модемов (точка О – точка ввода тестового сигнала), и в точках А, В, С (рис. 1) производилось оценивание шума. Расчет отношения сигнал/шум производился по формуле

$$\psi = 10 \lg(P_s^{int} / P_{err}),$$

где  $P_s^{int}$  – энергия сигнала  $s_s^{int}$ , где  $s_s^{int}$  – сигнал в модели с ФТ;

$P_{err}$  – энергия сигнала  $s_{err} = s_s^{int} - s_s^{float}$ , где  $s_s^{float}$  – сигнал в модели с ПТ.

Уровень тестовых сигналов выбирался разным, потому что в КВ-радиоканале присутствуют замирания сигнала, которые вызывают изменение уровня сигнала в больших пределах. Если сигнал на входе модема после аналого-цифрового преобразования занимает не всю разрядную сетку, а только ее часть, то это тоже приводит к увеличению отношения  $\psi$ .

Моделировались 3 способа программной реализации КВ-модема с 30 подканалами:

1. Блок формирования аналитического сигнала был построен на нерекурсивном ЦФ. Значения экспоненты, необходимые для работы блока компенсации частотного смещения, рассчитывались с помощью рекурсии. При операциях умножения и деления использовалось усечение.
2. Рекуррентная процедура вычисления значений экспоненты была заменена табличным способом.
3. Использовалось округление вместо усечения при операциях умножения и деления.

Результаты моделирования сведены в табл. 1. Индексы при буквах А, В, С показывают номер программной реализации КВ-модема.

Таблица 1

Номер входного сигнала	Максимальная амплитуда сигнала	Число разрядов	A <sub>1</sub> $\psi$ , дБ	A <sub>2</sub> $\psi$ , дБ	A <sub>3</sub> $\psi$ , дБ	B <sub>1</sub> $\psi$ , дБ	B <sub>2</sub> $\psi$ , дБ	B <sub>3</sub> $\psi$ , дБ	C <sub>1</sub> $\psi$ , дБ	C <sub>2</sub> $\psi$ , дБ	C <sub>3</sub> $\psi$ , дБ
1	40	7	31,56	31,56	36,99	24,53	24,53	36,99	8,34	8,34	9,88
2	350	10	49,46	49,46	55,68	41,42	42,78	55,68	24,87	25,42	27,18
3	2500	13	67,12	67,12	74,31	45,33	60,64	74,31	41,72	44,19	45,89
4	20000	16	85,45	85,45	89,83	45,40	78,05	81,07	46,39	61,74	62,05

## Заключение

Из приведенного примера видно, как программная реализация влияет на точность вычислений. Поэтому при реализации приемника КВ-радиомодема на ЦПОС с ФТ желательно использовать процессоры с высокой производительностью для того, чтобы избавиться от рекуррентных алгоритмов. При невозможности избавления от рекурсий полностью необходимо периодически обрывать рекуррентные вычисления.

Следующим аспектом, на который необходимо обратить внимание, является поддержание уровня входного сигнала. Поскольку при реализации параллельного КВ-радиомодема происходит уменьшение разрядности на каждый подканал, то уменьшение уровня входного сигнала будет приводить к значительному

уменьшению отношения сигнал/шум. Для минимизации этого явления необходимо следить, чтобы сигнал на выходе АЦП занимал максимально большое количество разрядов.

## Литература

1. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. СПб: Политехника, 1998. – 592 с.
2. User's Guide, Filter Design Toolbox for Use with Matlab. Version 2, the MATH WORKS.
3. Таланов А.О. Описание к пакету программ FD2. Центр ЦОС ГУТ. СПб, 1998 (см. [www.dsp-sut.spb.ru](http://www.dsp-sut.spb.ru)).

# ИНФОРМАЦИЯ

## 5-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2003»

(Россия, Москва, ИГУ РАН, 12 – 14 марта 2003 г.)

Отвечая целям и задачам консолидации отечественных ученых и специалистов, работающих в области передовых информационных технологий реального времени, расширения международных научных связей и содействия внедрению высоких наукоемких технологий XXI века, российское НТО РЭС им. А.С. Попова совместно с Российским отделением IEEE Signal Processing Society, Отделением информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, Институтом радиотехники и электроники РАН, Институтом проблем управления РАН, ФГУП НИИ радио, АО "АВТЭК" при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований провели в Москве 12–14 марта 2003 г. 5-ю Международную научно-техническую конференцию и выставку «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2003». За три дня работы конференция и выставка собрали около полутора тысяч участников из 12 стран мира, в том числе США, Китая, Франции, Финляндии, Польши, и 34 городов России и стран СНГ. Были представлены более 200 докладов, по материалам которых изданы труды конференции в 2 томах общим объемом более 600 с.

С приветственным словом к участникам конференции и выставки обратились: председатель Национального комитета, вице-президент российского НТО РЭС им. А.С. Попова, член-корр. РАН Ю.Б. Зубарев и сопредседатель Международного комитета академик АН Грузии И.В. Прангишвили. На пленарное заседание, собравшее более 500 участников, были вынесены следующие доклады: Гуляев Ю.В., Кравченко В.Ф. (Россия, ИРЭ РАН) «Атомарные функции в цифровой обработке сигналов различной физической природы», Митра Санджит К. (США, Калифорнийский университет) «Цифровой всепропускающий фильтр – универсальный элемент обработки сигналов», Сарамяки Т. (Финляндия, Институт обработки сигналов) «Эффективные алгоритмы ЦОС и их оптимизация при реализации на СБИС обработки сигналов», Абкарров Н.Н., Назаров А.Г. (Россия, компания «СПИРИТ») «Сигнальный процессор для телефонии (CST): алгоритмы, прикладное ПО, архитектура, среда, применение».

В обсуждении актуальных проблем цифровой обработки сигналов в рамках пленарного заседания и «круглого стола» приняли участие: академик РАН Ю.В. Гуляев (Россия), профессор С. Митра

(США), академик АН Грузии И.В. Прангишвили (Россия), профессор Т. Сарамяки (Финляндия), академик РАН А.С. Бугаев (Россия), профессор А.А. Петровский (Белоруссия), профессор А.А. Ланнэ (Россия) и др.

Работа конференции проходила по девяти секциям:

- теория сигналов и систем;
- теория и методы цифровой обработки сигналов;
- обработка сигналов в системах телекоммуникаций;
- обработка сигналов в радиотехнических системах;
- обработка и передача изображений;
- цифровая обработка многомерных сигналов;
- обработка измерительной информации;
- нейрокompьютерная обработка сигналов и изображений;
- проектирование и техническая реализация систем ЦОС.

Одновременно с конференцией была организована выставка новых информационных технологий реального времени и инструментальных средств ЦОС. В работе выставки, развернувшейся на 20 стендах, приняли участие ведущие в этой области отечественные и зарубежные предприятия и фирмы, в их числе: АО «АВТЭК», ИГУ РАН, ЗАО «Инструментальные системы», ЗАО «СКАНТИ-РУС», ЗАО «СКАН Инжиниринг-телеком», ЗАО L-CARD, ЗАО «РТСофт», ЗАО «Руднев-Шилиев» (Центр АЦП XXI), компания SotLine, ООО «Компания СиТи», ООО «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ», НИИ «Прогноз» (лаборатория ЦОС), ООО НПП «Сириус», ЗАО «ЗЭТ».

В дни работы конференции и выставки прошли семинары-презентации по новым разработкам в области DSP компаний: Analog Devices – AUTEX Ltd., Texas Instruments, Xilinx – «Скан Инжиниринг-телеком» и «РТСофт», в работе которых приняли участие в общей сложности до 700 человек.

Информационную поддержку конференции и выставки обеспечивали научно-технические журналы: «Цифровая обработка сигналов», Chip News; «Компоненты и технологии», «Радиотехника», «Электросвязь», «Схемотехника», «Электронные компоненты», «Датчики и системы».

На заключительном заседании оргкомитета принято решение о проведении следующей, 6-й МНТК и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2004» в марте 2004 г.

УДК 621.372

## Цифровые разомкнутые схемы демодуляторов сигналов с частотной и фазовой манипуляцией

В.Б. Стешенко

### Введение

В последние годы у нас в стране и за рубежом резко возрос интерес к вопросу проектирования цифровых радиоприемных устройств, предназначенных для приема сигналов с частотной (ЧМн) и фазовой (ФМн) манипуляцией. Причина такого внимания со стороны разработчиков – появление новых алгоритмов и элементной базы, позволяющей их реализовать. Цель данной статьи – показать пути реализации современных алгоритмов демодуляции сигналов с ЧМн и ФМн, не требующих замкнутых многопетлевых схем автоподстройки, реализация и настройка которых чрезвычайно сложна.

### Алгоритмы функционирования и структурные схемы демодуляторов

Обобщенная структурная схема, по которой строятся оба типа демодуляторов, приведена на рис. 1.

Как видим, используется предварительная аналоговая квадратурная обработка (перемножители, фазовращатель, фильтры нижних частот) и цифровое восстановление символов и символьной частоты, реализуемое на ПЛИС. В качестве формирователя квадратур может быть использована ИС RF2711 фирмы RF Microdevices. Данная микросхема содержит в своем составе два перемножителя и фазовращатель и позволяет работать в диапазоне частот от 0,1 до 200 МГц при ширине спектра до 25 МГц. Опорная частота  $f_0$  формируется с помощью синтезатора прямого синтеза частот AD9830 [1] фирмы Analog Devices. Сигнал с выхода син-

*Рассмотрены пути реализации на ПЛИС фирмы Altera современных цифровых демодуляторов радиосигналов с частотной и фазовой манипуляцией, не требующих замкнутых многопетлевых схем автоподстройки. Приводится методика расчета и результаты моделирования.*

тезатора фильтруется с помощью активного ФНЧ. В настоящее время наблюдается тенденция к «цифровизации» обрабатываемого сигнала на промежуточных частотах (ПЧ) порядка десятков МГц, формируя квадратуры в «цифре». Для этих целей можно использовать ИС AD6620. Однако это не всегда оправдано в основном из-за сложностей с управлением такой микросхемой.

В качестве аналого-цифрового преобразователя (АЦП) удобно использовать специализированный квадратурный АЦП, например AD9201. Пожалуй, единственным его недостатком является необходимость демultipлексирования отсчетов синфазной и квадратурной составляющих.

Алгоритм работы детектора различается в зависимости от типа обрабатываемого сигнала: ЧМн или ОФМн. Алгоритм работы синхронизатора был одинаковым для обоих демодуляторов. Ниже приведено описание конструкций каждого из блоков в составе ПЛИС: детектора ЧМн-сигнала, детектора ОФМн-сигнала и синхронизатора. Определены преимущества каждой из предлагаемых схем.

**Детектор ЧМн-сигнала.** Для демодуляции частотно-манипулированного сигнала удобно использовать известную схему т.н. дифференциального детектора. Данный блок предназначен для преобразования исходного модулированного радиосигнала в последовательность прямоугольных импульсов, появляющихся с частотой следования символов и обладающих той же полярностью. Частота исходного радиосигнала равна  $f = f_0 - \Delta f/2$ , если передается символ «0», и  $f = f_0 + \Delta f/2$ , если передается символ «1». При этом по техническому заданию  $\Delta f T_c = 1$ , где  $T_c$  – длительность символа (индекс модуляции равен единице, сигнал без разрыва фазы). Таким образом, измерение разности  $(f - f_0)$  – это и есть та операция, которую должен осуществлять детектор. Можно показать, что для заданных значений отсчетов квадратур исходного радиосигнала:  $S_k$  и  $C_k$ ,  $k=0, 1, 2$  и т. д., величина  $(f - f_0)$  может быть вычислена следующим образом

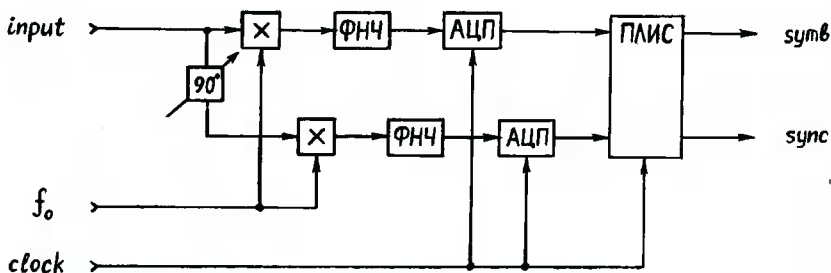


Рис. 1

$$(f-f_0)_k = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{S_k C_{k-1} - C_k S_{k-1}}{S_k^2 + C_k^2} \right].$$

Отсюда вытекает структурная схема детектора, которая приведена на рис.2.

Следует отметить преимущества предлагаемого алгоритма демодуляции ЧМн-сигнала:

- детектор не требует точной настройки квадратурного генератора (рис. 1) на частоту  $f_0$ , что позволяет ему устойчиво функционировать при значительных (до 30%) улодах частоты входного сигнала вследствие эффекта Доплера;
- операция деления на двучлен  $S_k^2 + C_k^2$  не является обязательной, если динамика входного сигнала невелика, либо стабилизация амплитуды осуществляется с помощью АРУ в ВЧ-тракте;
- инвариантность алгоритма к фазе опорного и входного сигналов, а также к амплитуде входного сигнала (при наличии нормирующего множителя) увеличивает помехоустойчивость.

**Демодулятор ОФМн-сигнала.** Если используемый вид модуляции ОФМн (DQPSK), то предназначение детектора остается таким же, как и в случае обработки ЧМн-сигнала, но на выходе блока формируются два потока импульсов: один для идентификации четных символов исходного радиосигнала, а другой – для идентификации нечетных символов. Напомним, что соответствие между парами символов и «скачками» фазы при ОФМн (DQPSK) имеет вид, указанный в табл. 1.

Таким образом, детектор должен измерять текущее приращение фазы исходного модулированного радиосигнала и в случае обнаружения скачка определенной величины сопоставлять ему пару импульсов с полярностью, заданной табл. 1. Можно показать, что при наличии отсчетов квадратур исходного радиосигнала:  $S_k$  и

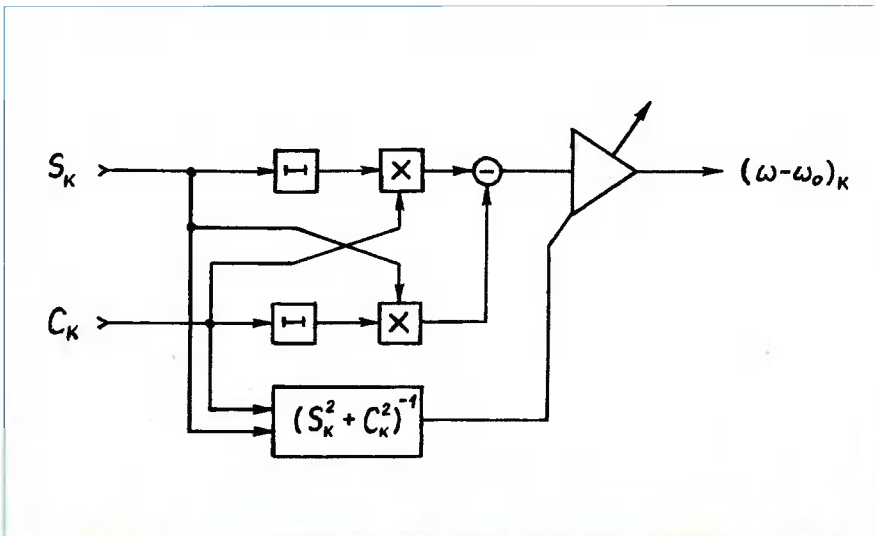


Рис.2

Таблица 1

Полярность нечетного символа	Полярность четного символа	Приращение фазы при переходе от символа к символу
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

$C_k$ ,  $k=0, 1, 2$  и т. д., могут быть определены две функции, однозначно задающие величину «скачка»  $\Delta\varphi_k$

$$\sin(\Delta\varphi_k) = \frac{S_k C_{k-1} - C_k S_{k-1}}{\sqrt{S_k^2 + C_k^2} \sqrt{S_{k-1}^2 + C_{k-1}^2}},$$

$$\cos(\Delta\varphi_k) = \frac{C_k C_{k-1} + S_k S_{k-1}}{\sqrt{S_k^2 + C_k^2} \sqrt{S_{k-1}^2 + C_{k-1}^2}}.$$

Отсюда вытекает структурная схема детектора, которая приведена на рис. 3.

Следует отметить, что детектор ОФМн-сигнала, построенный по предлагаемой схеме, обладает теми же достоинствами, что и рассмотренный ранее детектор ЧМн-сигнала, но в добавление к этому он представляет собой реальную альтернативу традиционным когерентным демодуляторам типа схем Сифорова, Костаса и др., поскольку не склонен к т.н. «обратной работе».

**Синхронизатор.** При достаточно больших отношениях сигнал/шум (ОСШ) на входе демодулятора (20 – 30 дБ) восстановленную последовательность символов можно снимать непосредственно с выхода детектора. Однако при снижении ОСШ (до 10 – 15 дБ) форма сигнала на выходе детектора начинает искажаться (появляются ложные перепады, смещение фронтов по времени и т. п.). Поэтому на вы-

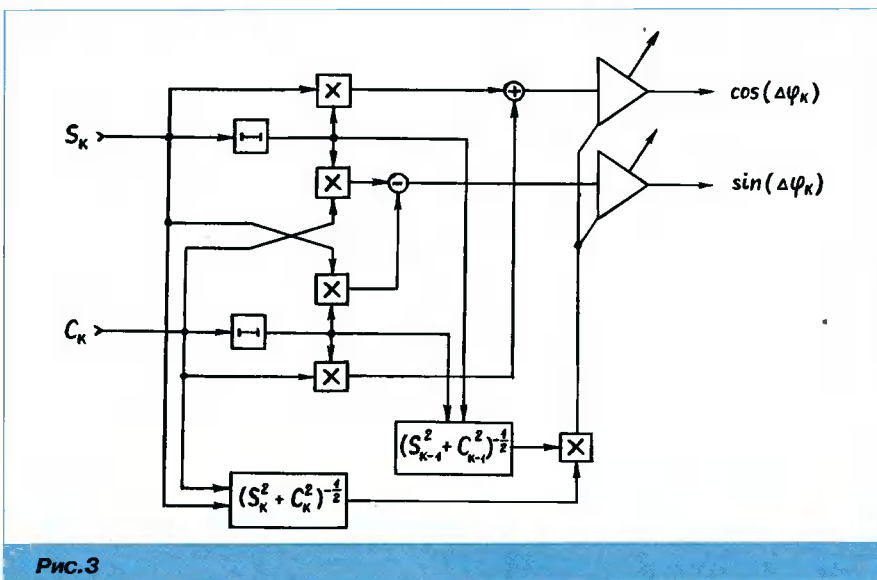


Рис.3

ход детектора (внутри ПЛИС) подключается еще один блок – синхронизатор, предназначение которого – восстановить истинную форму демодулированного радиосигнала за счет его накопления и анализа в течение  $N$  подряд идущих символов (в описанной далее версии демодуляторов  $N=10$ ). Синхронизатор реализует оптимальный (по критерию максимума правдоподобия) алгоритм оценки сигнала прямоугольной формы на фоне белого гауссовского шума. Восстановлению подлежат истинные моменты смены символов в исходном радиосигнале (тактовая синхронизация), а также истинная полярность символов.

Главными элементами синхронизатора (рис.4) являются линия задержки на  $N \cdot M$  отсчетов ( $M$  – число отсчетов на символ) и  $(N+1)$  сумматоров, реализующих операцию накопления. Синхронизатор функционирует следующим образом: каждый отсчет входного сигнала порождает сдвиг в линии задержки, после чего вычисляются суммы каждых  $M$  подряд идущих отсчетов, определяются их модули и производится усреднение результатов по  $N$  суммам (символам). Если в какой-то момент времени каждое суммирование (по  $M$  отсчетам) будет производиться внутри одного символа, значение усредненного сигнала будет максимальным, на выходе порогового устройства (рис.4) появится синхроимпульс, и в этот же момент будут считаны знаки накопленных сумм, с высокой вероятностью совпадающие с полярностями символов.

К преимуществам предлагаемого алгоритма следует отнести:

- высокую эффективность (устойчивость к помехам, уходу частоты следования символов от номинальной, к снижению частоты дискретизации и др.);
- способность точно восстанавливать моменты смены символов во входном сигнале при длинных (до  $N-1$  включительно) сериях «нулей» и «единиц», причем в конце серии отсутствует переходный процесс (направленный на устранение накопленной ошибки), что характерно для аналоговых устройств;

- наличие на выходе демодулятора одновременно  $N$  подряд идущих символов, что может быть важно при корреляционной обработке потока данных (например, при поиске синхросылок);
- простоту операций (суммирование, сдвиг) и хорошую адаптацию к реализации на базе ПЛИС, что не характерно для большинства традиционных алгоритмов, содержащих петли обратной связи (синхронизатор с запаздывающим и опережающим стробированием и др.).

### Реализация алгоритмов на ПЛИС

Реализация цифровой части алгоритма демодуляции и выделения синхроимпульса была выполнена на кристалле Altera FLEX10K50. Реализованное устройство состоит из входных цифровых КИХ-фильтров с восемью отводами, непосредственно блока демодуляции сигнала и блока синхронизатора.

Для реализации входных КИХ-фильтров был использован пакет Altera DSP Design Kit. Данный пакет был выбран ввиду того, что он позволяет по рассчитанным коэффициентам цифрового фильтра быстро получить АНДЛ-описание устройства с данными характеристиками и максимально доступной точностью при заданных значениях точности входных данных и внутреннего представления коэффициентов фильтрации. С этой целью исходные коэффициенты фильтра масштабируются. Это приводит к тому, что выходной сигнал фильтра также является промасштабированным на ту же величину, которую в большинстве случаев необходимо учитывать при дальнейших вычислениях. Однако для данной задачи это не является существенным, и масштабирующий множитель не учитывался в последующих операциях. Кроме того, DSP Design Kit позволяет сгенерировать векторный файл для моделирования работы фильтра, а также преобразовать выходные данные отклика фильтра к масштабу входных данных и построить график отклика фильтра на входное воздействие. Реализованный восьмиотводный фильтр имеет симметричную характеристику.

В отличие от классической реализации КИХ-фильтров

в виде набора умножителей для взвешивания задержанных отсчетов входного сигнала и выходного сумматора данная реализация вообще не содержит умножителей. Все операции умножения заменены операциями распределенной арифметики, что возможно благодаря постоянству коэффициентов фильтрации и наличию в логических элементах FLEX10K [2] таблиц перекодировки (look-up-tables, LUTs). Сигналы с выходов фильтров (восемь бит в дополнительном коде) подаются на квадратурные входы блока частотной демодуляции.

Для реализации демодулятора ЧМ $n$ -сигналов требуются: два реги-

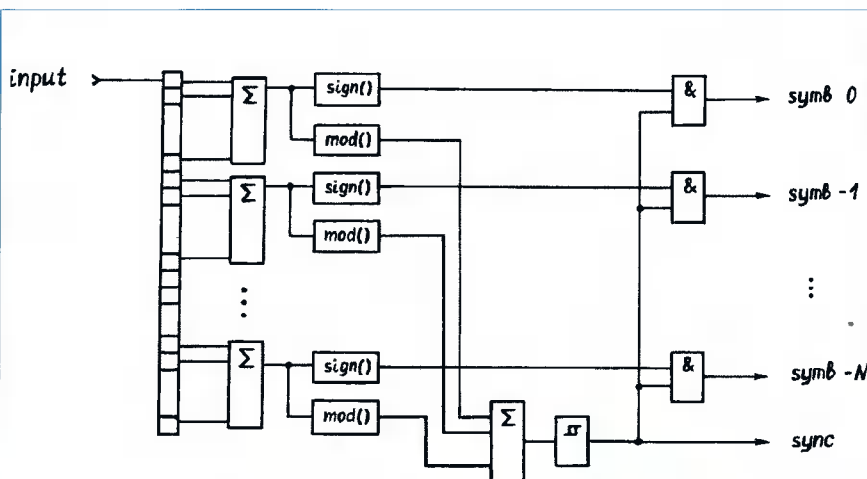


Рис. 4



стра для хранения значений квадратур в предыдущий ( $k$ -й) момент времени –  $S_k$  и  $C_k$ , два умножителя и один сумматор. Все вычисления в схеме производятся в дополнительном коде за исключением умножителей, операнды, выходные данные которых представлены в прямом коде со знаком, что требует предварительно преобразовывать сигналы в дополнительный код до умножения и конвертировать в дополнительный код результат умножения. Выходной сигнал демодулятора имеет разряд-

ность, равную пятнадцати битам, однако для выделения символов нужно рассматривать только старший (знаковый) разряд результата.

Входным сигналом синхронизатора является выход блока демодулятора. Заметим, что для реализации суммирования вида

$$sum_i = y_k + y_{k-1} + y_{k-2} + \dots + y_{k-n+1}$$

нецелесообразно использовать каскад из  $n$  двухходовых сумматоров, так как на каждом такте результат этого суммирования может быть получен из значения суммы на предыдущем такте путем вычитания  $y_{k-n+1}$  и прибавления  $y_{k+1}$ . А именно,

$$sum_{i+1} = sum_i + y_{k+1} - y_{k-n+1}$$

Таким образом, для реализации этой части алгоритма синхронизации понадобятся один регистр для хранения значения суммы на предыдущем такте и три сумматора, один из которых используется для изменения знака у значения  $y_{k-n+1}$  (так как все числа представле-

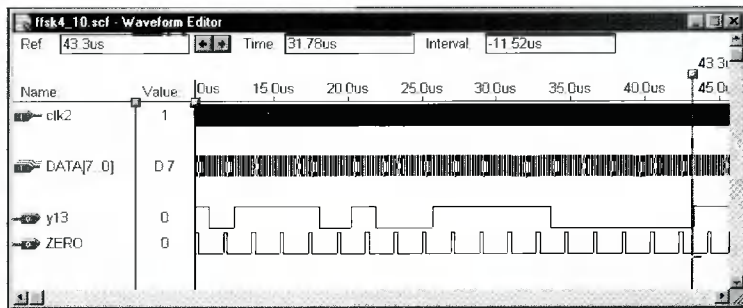


Рис. 5

ны в дополнительном коде). Кроме того, необходимы регистры для хранения значений  $y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-n+1}$ . В данном случае количество слагаемых в каждой сумме равно количеству отсчетов сигнала, приходящихся на символ, то есть  $n=8$ , и эффект в увеличении скорости, а главное, в уменьшении занимаемого места ощутим.

Так как синхронизатор работает по принципу максимума правдоподобия, то схема должна выставлять синхроимпульс в момент достижения выходным сигналом максимума. Для определения момента наступления локальных максимумов этот сигнал дифференцируется и определяются моменты смены знака продифференцированного сигнала.

Результаты моделирования в системе Max+Plus II приведены на рис.5

### Заключение

В заключение отметим, что все узлы системы были реализованы в виде параметризованных мегафункций с использованием языка описания аппаратуры AHDL, что позволяет с легкостью их использовать для приложений, требующих другой точности вычислений.

### Литература

1. Лобов В.И., Стешенко В.Б., Шахтарин Б.И. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот // Chip news (Новости о микросхемах), 1997, №1(10), с. 16 – 21.
2. Губанов Д.А., Стешенко В.Б. Методология реализации алгоритмов цифровой фильтрации на основе программируемых логических интегральных схем. // Сборник докладов 1-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения» 30.06. – 3.07.98, М.: МЦНТИ, т. 4, с. 9 – 19.
3. Губанов Д.А., Стешенко В.Б., Шипулин С.Н. Современные алгоритмы ЦОС: перспективы реализации. // Электроника: наука, технология, бизнес, 1999, №1, с.54–57.

УДК 531.78

# Интеллектуальные датчики со встроенной цифровой коррекцией

**В.Н. Ануфриев, А.А. Мельников, М.Ю. Семенов**

Действующая в большинстве случаев в настоящее время система разработки дешевых первичных полупроводниковых преобразователей нацелена на производство полуфабриката – не аттестованных датчиков давления и силы, которые не имеют большого спроса на рынке измерительной техники ввиду отсутствия паспортных данных на каждый отгружаемый заказчику датчик. В то же время попытки создать дешевый датчик со стабильными параметрами (например, автомобильный датчик давления) не приносят результатов в связи со сложностью настройки.

Поэтому была предложена и реализована аналогово-цифровая схема преобразователей давления (веса), основанная на преобразовании отношения резисторов в цифровой код со встроенной цифровой коррекцией показаний первичного преобразователя на конечном автомате по формуле

$$P = C_1 \times (N_{изм} \times (1 + \beta_1 T + \beta_2 T^2) + \partial N (1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2)) \times (1 + \gamma_1 N_{изм} + \gamma_2 N_{изм}^2 + \gamma_3 N_{изм}^3), \quad (1)$$

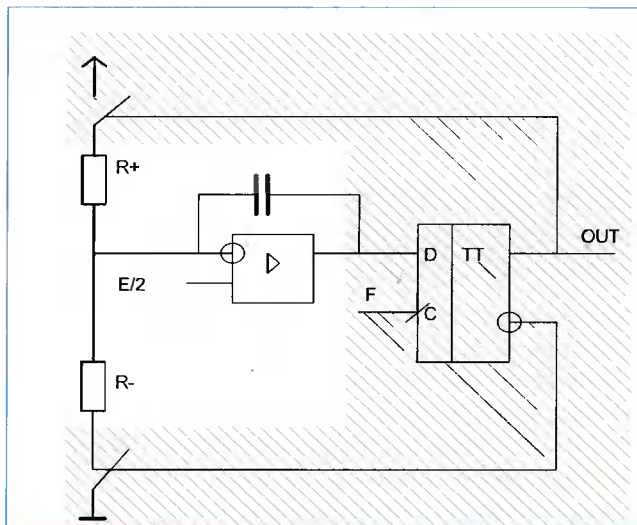
- где  $P$  – измеренное давление или вес;
- $C_1$  – коэффициент преобразования давления – код в нормальных условиях;
- $N_{изм}$  – измеренный код;
- $\partial N$  – нормализация измеренного кода;
- $(1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2)$  – калибровка нормализации по температуре окружающей среды;
- $(1 + \beta_1 T + \beta_2 T^2)$  – калибровка показаний датчика по температуре окружающей среды;
- $(1 + \gamma_1 N_{изм} + \gamma_2 N_{изм}^2 + \gamma_3 N_{изм}^3)$  – калибровка нелинейности датчика.

Схема реализуется без источника опорного напряжения и стабильной опорной частоты. При необходимости получения более высокой точности преобразования во всем диапазоне температур (от -60 до +125° С) в формуле могут появиться новые многочлены.

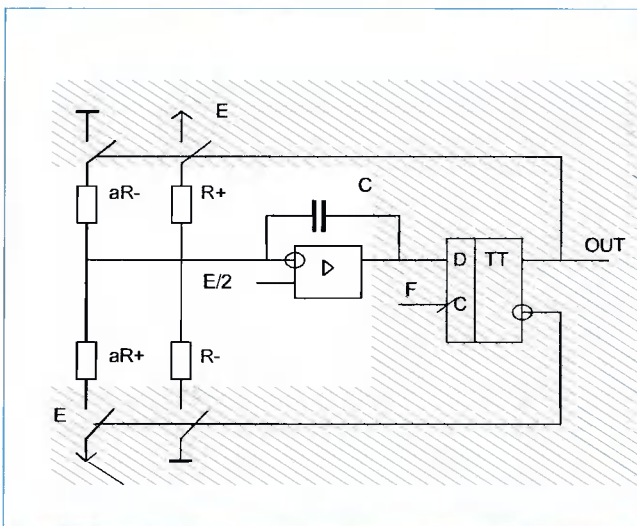
Преобразователи отношения резисторов в цифровой код строились по схеме полумостового дельта-сигма-преобразователя для температурного датчика (рис. 1), а для тензодатчика по схеме мостового креста Ануфриева, которая сложнее в реализации, но обладает гораздо большей чувствительностью (в  $(\alpha+1)/(\alpha-1)$  раз выше) (рис. 2).

Конструктивно температурный и тензочувствительный элементы располагались на одной кремниевой подложке в датчике, а ключи и триггеры (заштрихованные на рис. 1 и 2) были реализованы на ПЛИС.

На основе приведенных выше схем преобразователей был построен макет, а затем и рабочие образцы



**Рис. 1. Полумостовой дельта-сигма-преобразователь:**  $E$  – напряжение питания;  $R+$  – резистор с положительной термочувствительностью;  $R-$  – резистор с отрицательной термочувствительностью



**Рис. 2. Мостовой крест Ануфриева:**  $E$  – напряжение питания;  $R+$  – резистор с положительной термочувствительностью;  $R-$  – резистор с отрицательной термочувствительностью

интеллектуальных датчиков (с внешними интерфейсами RS-485, RS-232 и аналоговым выходом), в которых измерение текущей температуры для последующей компенсации термозависимости осуществлялось по схеме рис. 1, а измерение величины веса или давления по схеме рис. 2. Структурная схема датчика представлена на рис. 3.

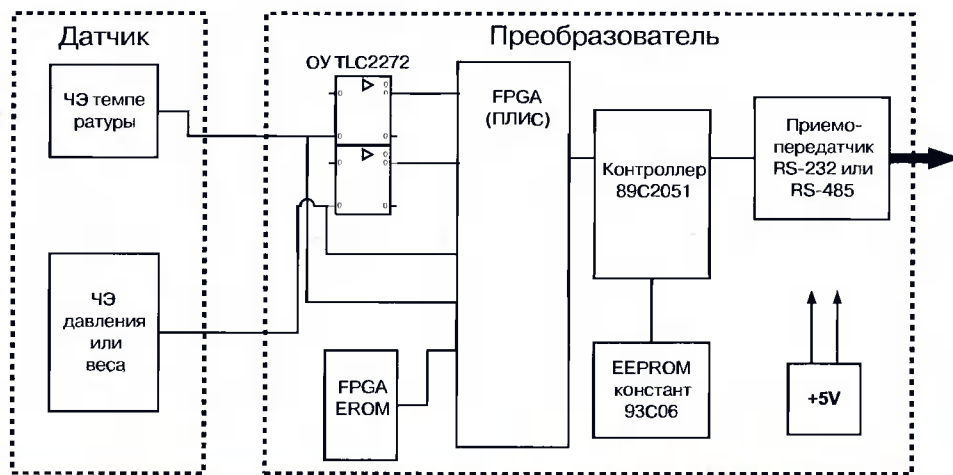


Рис.3. Структурная схема датчика с цифровой коррекцией

Схема работает следующим образом: входной сигнал с помощью дельта-сигма-преобразователей преобразуется в цифровой код и в каждом такте преобразования полученные исходные данные заносятся в регистры микроконтроллера по сигналу прерывания, вырабатываемому ПЛИС после окончания цикла счета АЦП.

Более подробно упрощенная логическая схема, реализованная на ПЛИС, представлена на рис. 4 (рассмотрен случай 14-разрядной цифровой коррекции). Тактовая частота 11,059 МГц с тактового генератора подается на 8-разрядный делитель частоты, выходы которого обозначены соответственно  $Q_{f_0} - Q_{f_7}$ . С выхода  $Q_{f_3}$  (618 кГц) тактируются все основные элементы схемы – счетчики, АЦП, а также 14-разрядный счетчик, который в старшем разряде вырабатывает сигнал Stop – окончание счета АЦП. Момент переключения входных D-триггеров, определяемый состоянием датчиков, запускает соответствующие счетчики, которые останавливаются затем по сигналу  $(\text{Stop})\text{AND}(Q_{f_3})\text{AND}(Q_{f_2})$  и выдается прерывание микроконтроллеру, по которому он забирает данные из ПЛИС. За такт до этого значения счетчиков, предназначенные для дальнейшей выдачи в микроконтроллер, по сигналу  $(\text{Stop})\text{AND}(Q_{f_3})\text{AND}(\text{NOT}(Q_{f_2}))$  переписываются во внутренние регистры. Для установки нуля датчика по температуре и давлению (или силе) ис-

пользуются два широтно-импульсных модулятора на базе 8-разрядных компараторов. На первый вход компаратора подаются сигналы  $Q_{f_0} - Q_{f_7}$ , а на второй (при начальном запуске) – 8-разрядное число из EEPROM-микроконтроллера, определенное на этапе калибровки. Выходной сигнал компаратора подается на входной операционный усилитель, тем самым сдвигая нулевое значение на необходимую величину.

После получения данных из ПЛИС в виде четырех 8-разрядных чисел контроллер вычисляет температуру окружающей среды и значение измеренного входного параметра по формуле (1), используя коэффициенты из EEPROM, полученные на этапе калибровки. Для оптимизации времени вычисления полинома в контроллере использовалось оригинальное математическое представление величин, в котором всему диапазону разрядной сетки соответствовали дробные десятичные величины по модулю меньше единицы. Например, в этом представлении для четырехразрядной математики двоичному 0111 соответствует десятичное  $+7/8$ , 0001 –  $+1/8$ , 1111 –  $-1/8$ , 1001 –  $-7/8$ . Число 1000, которое соответствует -1, является особым случаем, и схема ПЛИС и соответственно программное обеспечение контроллера и компьютера были построены таким образом, что возникновение этого случая сигнализиро-

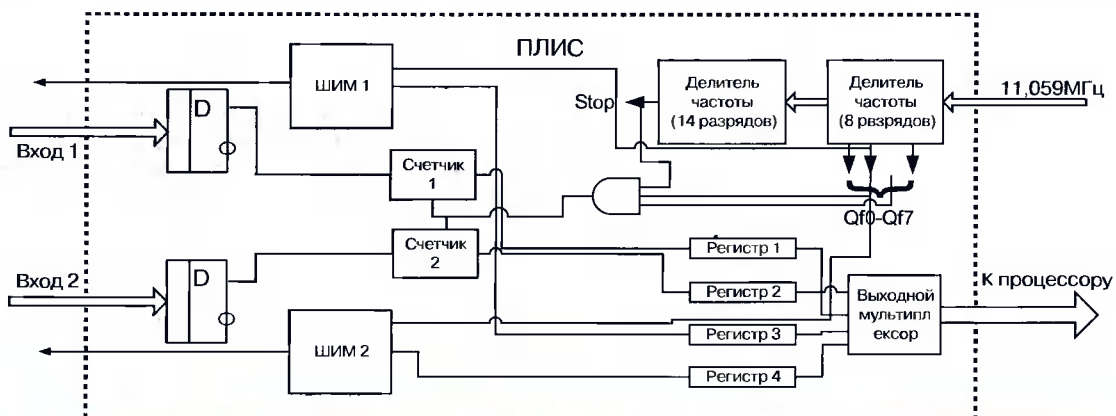


Рис.4. Структурная схема ПЛИС датчика с цифровой коррекцией

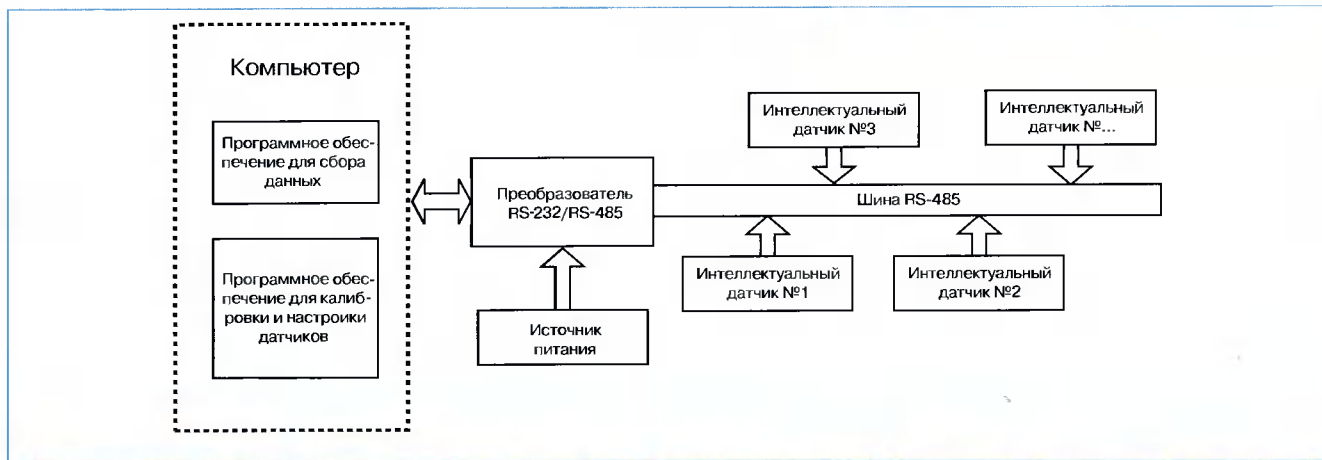


Рис. 5. Схема одновременного подключения нескольких датчиков к одному компьютеру

вало об ошибке (самая распространенная – обрыв чувствительного элемента датчика). Благодаря использованию такого представления удалось исключить возможность переполнения в процессе вычислений и обеспечить использование одного и того же программного обеспечения для вычислений с разной разрядностью. По окончании всей обработки результаты передаются в компьютер. Один цикл вычисления длится один такт преобразования АЦП, следовательно, результат на выходе ПЛИС при тактовой частоте 10 МГц, появляется с частотой 5 кГц (при разрядности 12 бит), что достаточно для большинства типов датчиков. Алгоритм обработки сигнала в микроконтроллере и ПЛИС позволяет практически неограниченно увеличивать разрядность и соответственно точность представления выходных данных (ограничение накладывает лишь требуемая частота съема данных с датчика, т. е. требуемая временная чувствительность).

Настройка ИС (совместно с датчиком физической величины) производится следующим образом. Датчики соединяются параллельно согласно рис.5. С помощью специального программного обеспечения ЭВМ вводит индивидуальный заводской номер в каждый датчик и выдает команду всем датчикам выдавать значения температуры и входной величины непосредственно без математической обработки. После этого датчики подвергаются воздействию температуры и измеряемого параметра, например давлению. Значения температуры и входной величины, измеренные в процессе настройки, передаются во внешнюю ЭВМ, которая вычисляет значения поправочных коэффициентов индивидуально для каждого датчика или для группы датчиков. Вычисленные коэффициенты записываются в EEPROM каждого датчика.

Кроме этого ЭВМ анализирует полученные коэффициенты, обрабатывает полученный статистический материал и дает заключение по данной партии датчиков и по технологическому процессу производства датчиков в целом.

Инициализация интеллектуального преобразователя происходит каждый раз в момент его включения. По включению контроллер обращается во внутреннее ПЗУ и переписывает коэффициенты и команды установки во

внутренне регистры (примерно за 10 мс), после чего преобразователь автоматически начинает обрабатывать показания датчика, и через 2048 тактов входной частоты данные на выходе преобразователя достоверны. В процессе работы преобразователь может на фоне решения задач обновлять значения коэффициентов. Значения коэффициентов могут быть проверены на достоверность с помощью CRC-регистра. В случае недостоверности данных вырабатывается сигнал ошибки.

#### Технические характеристики полученных датчиков

Погрешность	0,05%
Напряжение питания	8–12 В
Потребляемый ток	< 25 мА
Входной диапазон напряжений	0–300 мВ
Разрядность выходных данных	12; 14; 16 бит
При этом макс. частота съема данных	300; 150; 70 Гц соответственно
Частота дискретизации АЦП	618 кГц
Внешний интерфейс	RS-232, RS-485 или аналоговый
Габаритные размеры преобразователя	28x28x7 мм

Таким образом, использование описанной выше реализации встроенной цифровой коррекции в датчиках обеспечивает следующие преимущества:

- позволяет быстро производить их калибровку с использованием внешней ЭВМ (например, стандартного персонального компьютера);
- легко проводить диагностику и аттестацию датчиков с применением встроенных средств;
- ввиду малых габаритных размеров схема цифровой коррекции легко интегрируется в существующие датчики силы;
- используемый алгоритм передачи данных между компьютером и датчиком позволяет подключить до 96 датчиков к одному компьютеру по интерфейсу RS485;
- небольшая стоимость схемы цифровой коррекции при массовом производстве (при использовании «твердой копии» ПЛИС).

В дальнейшем возможно естественное введение в цифровую коррекцию временной координаты, т.е. параметра, учитывающего изменение характеристик чувствительных элементов датчика с течением времени.

УДК 621.395

## Стартовый набор TMS320VC5416 DSK. Состав, основные характеристики и возможности. Организация памяти

А.А. Рыболовлев, В.Г. Трубицын

### Введение

Уровень развития инфраструктуры средств, обеспечивающих разработку цифровых систем, является одним из основных критериев выбора элементной базы для реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС). Понимание такой ситуации заставляет ведущие фирмы-изготовители цифровых процессоров обработки сигналов (ЦПОС) и их партнеров активно финансировать построение комплексов аппаратных и программных средств проектирования и отладки цифровых систем, создающих условия для максимально быстрого, эффективного и комфортного для конструктора перехода от алгоритмического решения прикладной задачи к конечному продукту. Структура такого комплекса для процессоров TMS320xxx компании Texas Instruments [1, 2], ориентированных по своим характеристикам на решение широкого круга технических задач в различных областях человеческой деятельности, представлена на рис. 1.

Особая роль в представленном комплексе средств принадлежит стартовым наборам (Starter Kits), выпускаемым для каждого типа TMS320xxx отдельно и изначально предназначенным для подготовки специалистов в области разработки систем ЦОС [1, 3]. В статье показаны состав, основные характеристики и возможности стартового набора TMS320VC5416 DSK, поставляемого на рынок компанией Spectrum Digital.

### Состав и основные характеристики стартового набора

Стартовый набор TMS320VC5416 DSK (рис. 2) представляется в следующей комплектации:

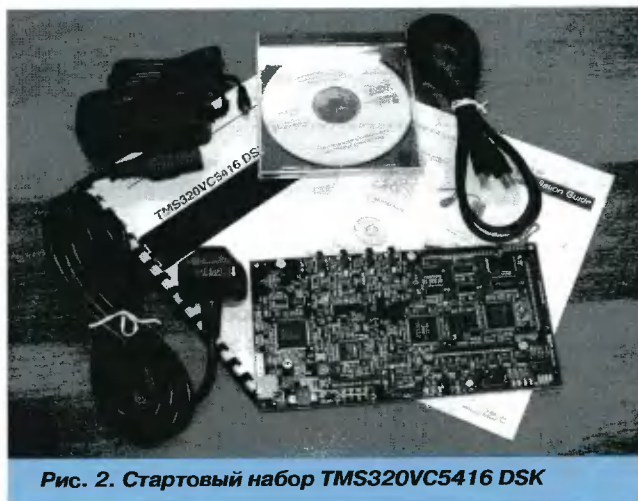


Рис. 2. Стартовый набор TMS320VC5416 DSK

- модуль TMS320VC5416 DSK;
- переходник  $\approx 220 \text{ В} / = 5 \text{ В}$ ;
- питающий кабель;
- компакт-диск с версией v.2 интегрированной среды разработки Code Composer Studio (CCS) для TMS320VC5416 DSK;
- кабель USB;
- техническое описание.

Модуль TMS320VC5416 DSK (в дальнейшем – DSK) конструктивно представляет собой многослойную печатную плату размером 210×115 мм с размещенными на ней компонентами. Соединение DSK с персональным компьютером (ПК) выполняется кабелем USB через порт USB (J201), электропитание подается на разъем J6 через переходник  $\approx 220 \text{ В} / = 5 \text{ В}$ , обеспечивающий силу тока до 3 А (рис. 3). При отсутствии расширительных плат DSK потребляет 0,5 – 0,75 А.

Программно TMS320VC5416 DSK поддерживается сокращенной версией интегрированной среды разработки (IDE – Integrated Development Environment) Code Composer Studio v.2, функционирующей под операционными системами Windows 98SE/ME/2000 (SP или выше) или XP. Рекомендуемая конфигурация ПК определяется тактовой частотой 500 МГц, наличием 600 Мбайт свободного пространства на жестком диске, 128 Мбайт оперативной памяти и видеоадаптера SVGA с разрешением 1024×768 пикселей.

Обобщенная структурная схема DSK представлена на рис. 4.

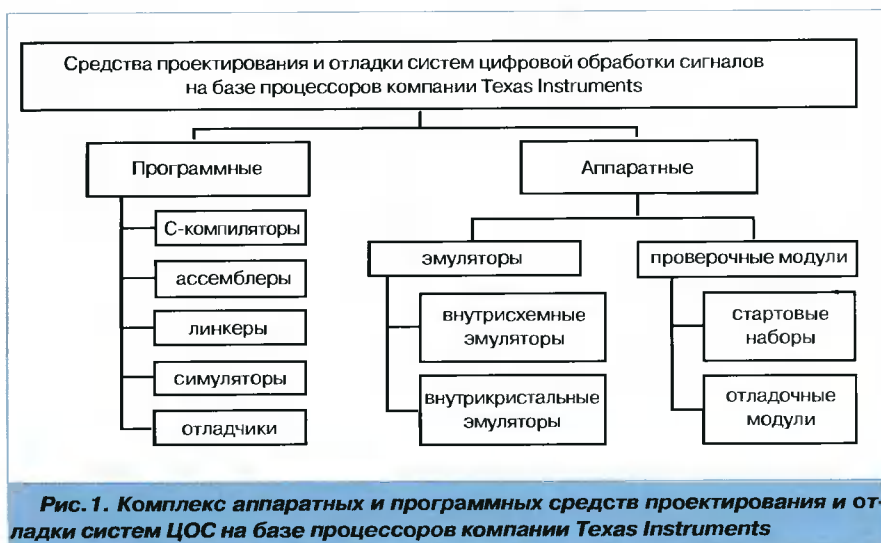


Рис. 1. Комплекс аппаратных и программных средств проектирования и отладки систем ЦОС на базе процессоров компании Texas Instruments

Основным элементом DSK [4] является процессор платформы C'5000 TMS320VC5416 – 160 (U21), наиболее популярной областью применения которого выступает цифровая обработка речевых сигналов для систем мобильной связи. TMS320VC5416 – 160 представляет собой ЦПОС, использующий представление чисел в формате 16-битного слова с фиксированной точкой. Процессор характеризуется оптимальным для ресурсоемких мобильных приложений соотношением высокой производительности, малого энергопотребления, малых габаритов и относительно низкой стоимости. Тактовая частота процессора составляет 160 МГц, пиковая производительность оценивается в 160 MIPS. Объем ПЗУ равен 16 Кслов (16 Кx16 бит или 32 кбайт), ОЗУ – 128 Кслов. Питание ядра осуществляется напряжением 1,6 В, а периферии 3,3 В.

Система эмуляции DSK предусматривает два различных эмуляционных режима. Для взаимодействия с внешним эмулятором типа XDS-510 на плате модуля установлен порт J7, обеспечивающий последовательный интерфейс JTAG (стандарт IEEE 1149.1). Возможность работы без внешнего эмулятора обеспечена USB JTAG контроллером (U202), реализующим эмуляционную логику DSK. Контроллер соединен с USB портом J201 и поддерживает режим «plug and play». Коммутация обоих эмуляционных каналов с эмуляционным портом процессора выполнена посредством двух мультиплексоров (U29 и U30).

Система памяти DSK включает флэш-ПЗУ (U7) емкостью 256 Кслов и асинхронное статическое ОЗУ (U12)

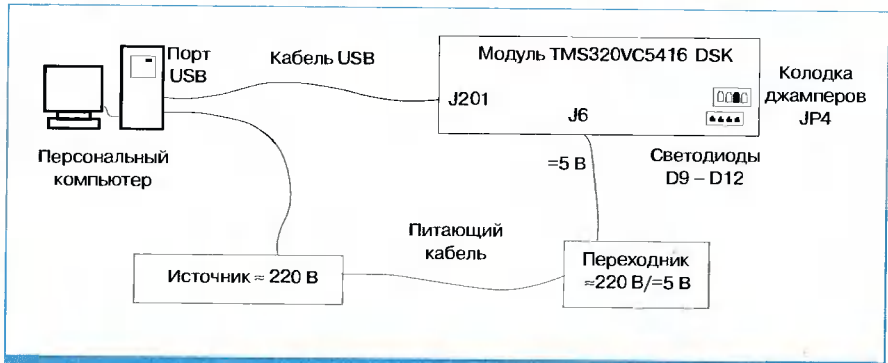


Рис. 3. Схема соединения модуля TMS320VC5416 DSK с персональным компьютером

емкостью 64 Кслов. Интерфейс расширения памяти (80-контактный порт P1) делает возможным использование внешних элементов памяти.

Основными элементами системы аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования DSK являются аудиоинтерфейс, ИКМ-кодек (U8) и выходной стереофонический аудиоусилитель (U9). Аудиоинтерфейс содержит линейные вход (J2) и выход (J3), микрофонный вход (J1) и выход на динамик или головные телефоны (J4). При этом микрофонный вход используется в монофоническом режиме и имеет потенциометр регулировки уровня сигнала R33, остальные тракты используются в стереофоническом режиме. Частота дискретизации ИКМ-кодека выбирается пользователем из возможных значений 48, 24, 12, 8 и 6 кГц. К аналоговому выходу кодека подключен фильтр с частотой среза 30 кГц, с выхода которого сигнал поступает на разъем J3 с выходным сопротивлением  $\approx 10$  кОм и через выходной стереофонический аудиоусилитель на низкоомный (8 – 32 Ом) разъем J4.

Интерфейс расширения периферии DSK представлен 80-контактным портом P2, соединенным с синхронными многоканальными буферизированными последовательными портами McBSP0 и McBSP1 процессора посредством буферного устройства (U23 и U27 соответственно). Хост-интерфейс DSK представлен 80-контактным портом.

Основными элементами системы синхронизации являются генератор частоты 16 МГц (U16), исходной для формирования сетки тактовых частот для ЦПОС, и генератор формирования частоты 12,288 МГц (U17), используемой для получения различных градаций частот дискретизации ИКМ-кодека.

Логическое устройство DSK (U18) реализовано на многократно программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) типа CPLD (Complex Programmable Logic Device), загрузка программы в которую осуществляется в процессе изготовления DSK через разъем JP1. Логическое устройство содержит восемь 8-битных регистров, назначение которых определяет основные функции устройства:

- контроль состояния и управление пользовательскими светодиодами и хранение информации о состоянии переключателя S2 (DSP USER Register);

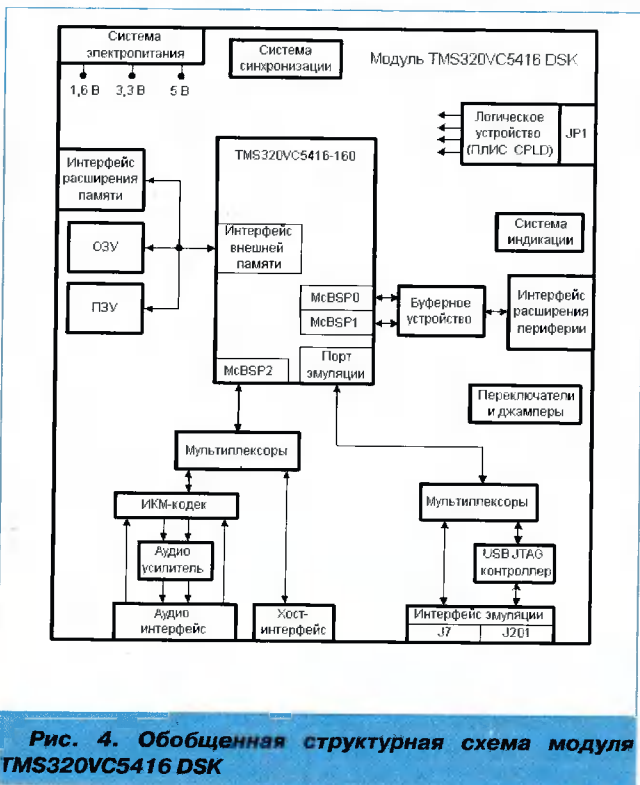


Рис. 4. Обобщенная структурная схема модуля TMS320VC5416 DSK

- идентификация, контроль и управление состоянием дочерней платы, подключаемой к DSK через порт P2 (DSP Daughter Card Register);
- формирование 16-битных команд управления ИКМ-кодеком (DSP CODEC\_L\_CMD Register и DSP CODEC\_H\_CMD Register);
- хранение 4-битового кода версии CPLD, записываемого в период компиляции от источника VHDL, и 3-битового кода версии модуля DSK, записываемого на этапе сборки стартового набора (Version Register);
- осуществление программируемого взаимодействия интерфейса внешней памяти ЦПОС с ОЗУ, ПЗУ и интерфейсом расширения памяти DSK (DSP DM\_CTRL Register);
- коммутация синхронного многоканального буферизированного последовательного порта McBSP2 процессора со стереофоническим ИКМ-кодеком или хост-интерфейсом DSK через мультиплексоры U25 и U26, определение варианта системы адресации дочерней платы (16- или 32-битовые адреса), определение готовности ИКМ-кодека к работе (MISC Register);
- выбор рабочей частоты дискретизации (48, 24, 12, 8, 6 кГц) для ИКМ-кодека (CODEC\_CLK Register).

Система электропитания DSK содержит регулятор напряжения (U24), понижающий поступающее на разъем J6 напряжение 5 В до значений 1,6 и 3,3 В, требуемых для питания отдельных элементов DSK. Защитный элемент системы (U28) формирует команду перезагрузки DSK в случае выхода любой из градаций питающих напряжений из диапазона допустимых значений. Для формирования напряжения 3,3 В, необходимого для питания дочерней платы, подключаемой к DSK через интерфейс расширения периферии, и ИКМ-кодека, используются регуляторы U31 и U1 соответственно. Кроме того, в состав системы входят делители напряжения на 4,1 В, обеспечивающие электропитание мультиплексоров системы эмуляции и мультиплексоров U25 и U26 (D4, R93 и D5, R94 соответственно).

Имеющиеся в модуле переключатели и джамперы предоставляют пользователю некоторые возможности изменения режима функционирования стартового набора. Переключатель S1 обеспечивает подачу на логическое устройство U18 команды принудительной перезагрузки DSK (другими условиями перехода к режиму перезагрузки являются команды, поступающие на логическое устройство от ЦПОС, USB JTAG контроллера и защитного элемента системы электропитания). Четырехпозиционный переключатель S2 позволяет изменять состояние первых четырех ячеек пользовательского регистра (DSP USER\_REG) логического устройства. Колодка джамперов (JP4) делает возможным выбор режима функционирования ЦПОС ("микроспроцессор – микроконтроллер") и режима формирования тактовой частоты ЦПОС с использованием системы фазовой автоподстройки частоты (PLL - Phase-Locked Loop), имеющейся на кристалле процессора, при этом коэффициент умножения частоты 16 МГц, формируе-

мой в U16, может принимать значения 0,25, 0,5, 1, 2, 5 и 10.

Система индикации состоит из восьми светодиодов, отображающих состояние и режимы функционирования DSK. Пользовательские светодиоды D9 – D12 используются тестом включения питания (POST Power On Self Test) DSK и через адресное пространство доступны для пользовательских программ. Системные светодиоды отображают наличие питания на модуле (D7), используемый режим эмуляции стартового набора (D6), активацию режима перезагрузки (D8) и использование USB-порта (D201).

### Основные возможности стартового набора

Основные возможности стартового набора TMS320VC5416 DSK определяются его комплектацией и характеристиками основных элементов. Особого внимания заслуживают следующие возможности.

- Создание на базе TMS320VC5416 DSK относительно недорогой по затратам учебной лаборатории цифровой обработки сигналов, рабочее место которой, в дополнение к представленному на рис. 3, должно содержать необходимые источники обрабатываемых сигналов и средства инструментального контроля (физические или виртуальные). Оборудование такой лаборатории позволяет формировать у обучаемых комплекс знаний и умений в области проектирования и отладки систем ЦОС в рамках технологии eXpressDSP, разработанной для процессоров компании Texas Instruments.
- Оценка степени соответствия характеристик ЦПОС TMS320VC5416 - 160 требованиям разрабатываемой системы цифровой обработки сигналов.
- Создание на базе TMS320VC5416 DSK законченной системы цифровой обработки сигналов, требованиям к которой удовлетворяют характеристики ЦПОС TMS320VC5416 - 160 и основных элементов DSK.
- Разработка и отладка программных продуктов для процессоров семейства TMS320C54xxx на полной скорости процессора без каких-либо задержек и ограничений по производительности.

### Организация памяти

Емкость постоянного запоминающего устройства процессора TMS320VC5416 составляет 16 К 16-битных слов. Оперативное запоминающее устройство процессора, имеющее емкость 128 К 16-битных слов, по числу возможных обращений на длительности такта разделено на ОЗУ с одиночным доступом (SARAM – single access RAM) и ОЗУ с двойным доступом (DARAM – dual access RAM). В качестве устройств внешней памяти, используемых процессором, применяются флэш-ПЗУ (Flash ROM) и асинхронное статическое ОЗУ (SRAM) DSK. Кроме того, предусмотрена возможность расширения памяти для DSK (дочерних) модулей. Формирование временных задержек, необходимых для взаимодействия с устройствами внешней памяти, выполняется программируемым генератором задержек, реализованным на основе регистра SWWSR (Software Wait

State Generation Register) процессора. Общее пространство устройств памяти, используемое DSK, функционально разделено на сегменты памяти программ (PM – Program Memory) и памяти данных (DM – Data Memory). Кроме того, система адресации DSK предусматривает выделение сегмента "вход / выход" (I/O – Input / Output). Адресное пространство процессора по отношению к каждому из указанных сегментов составляет 64 Кслов.

Большое значение для организации памяти DSK играет 16-разрядный регистр состояния процессора PMST (Processor Mode Status Register). Функциональное значение и состояние разрядов этого регистра,

значимых для формирования памяти, представлены в табл. 1.

Выбор устройства внешней памяти и программное управление сегментами DM и PM осуществляются разработчиком посредством заполнения 8-разрядного регистра управления памятью данных и памятью программ DM\_CTRL, находящегося в логическом устройстве DSK. В табл. 2 показано функциональное назначение и состояние разрядов этого регистра. Начальное состояние регистра по умолчанию соответствует кодовой комбинации 00000000.

Адресуемая процессором емкость сегмента DM составляет 64 Кслов, при этом половина адресного прост-

Таблица 1

Разряды	Наименование команд	Начальная установка	Функциональное значение команд
15 – 7	IRTR	1FFh	9-битный указатель вектора прерываний
6	MP/MC		Выбор режима TMS320VC5416: «микропроцессор – микроконтроллер»
5	OVLY	0	Установка режима использования ОЗУ процессора: OVLY = 0 → ОЗУ процессора (DARAM) используется только в сегменте DM; OVLY = 1 → ОЗУ процессора используется в сегментах DM (DARAM) и PM (DARAM, SARAM); при этом нулевая страница (адреса от 0h до 7Fh) в PM не адресуется
4	AVIS	0	Установка соответствия адресов внутренней PM адресам контактов процессора
3	DROM	0	Использование 4 – 7 блоков DARAM процессора в DM: DROM = 0 → указанные блоки не включены в DM; DROM = 1 → указанные блоки включены в DM

Таблица 2

Разряд	Наименование команд	Режим использования	Функциональное назначение команд
7	DM_SEL	Запись / считывание	Выбор устройства внешней памяти для адресного пространства DM с адресами от 0x8000 до 0xFFFF: DM_SEL = 0 → используются устройства памяти DSK; DM_SEL = 1 → используются устройства памяти дочерней платы
6	MEMTYPE_DS	Запись / считывание	Выбор устройства памяти DSK в качестве устройства внешней памяти для адресного пространства DM с адресами от 0x8000 до 0xFFFF: MEMTYPE_DS = 0 → используется Flash ROM DSK; MEMTYPE_DS = 1 → используется SRAM DSK
5	MEMTYPE_PS	Считывание	Выбор устройства памяти DSK в качестве устройства внешней памяти для адресного пространства PM: MEMTYPE_PS = 0 → используется Flash ROM DSK; MEMTYPE_PS = 1 → используется SRAM DSK. Flash ROM и SRAM DSK могут использоваться в качестве устройств внешней PM только в диапазоне адресов от 0x000000 до 0x3FFFFFF. В диапазоне адресов от 0x400000 до 0x7FFFFFFF в качестве устройств внешней PM могут использоваться только устройства памяти внешних (дочерних) плат
4	DM_PG 4	Запись / считывание	Увеличение разрядности адреса DM до 20 бит. Такой способ адресации DM используется при всех вариантах использования устройств внешней памяти в сегменте DM
3	DM_PG 3	Запись / считывание	
2	DM_PG 2	Запись / считывание	
1	DM_PG 1	Запись / считывание	
0	DM_PG 0	Запись / считывание	



ранства (32 Кслов, адреса от 0x8000 до 0xFFFF) при DROM = 0 выделяется на устройства внешней памяти. Расширение адресного пространства внешней DM осуществляется за счет пяти адресных линий логического устройства DSK (DM\_PG 0 – DM\_PG 4), формирующих

номера страниц внешней DM, коммутируемых к адресуемому сегменту от 0x8000 до 0xFFFF. Система адресации сегмента DM для любой из страниц показана в табл. 3.

Система адресации сегмента PM представлена в табл. 4. Существенно, что пользователю DSK предо-

**Таблица 3. Система адресации сегмента DM**

Адрес	Адресуемое устройство	Примечания
От 0x0000 до 0x005F	Регистры, размещенные в сегменте DM	
От 0x0060 до 0x007F	RAM процессора	
От 0x0080 до 0x7FFF	DARAM процессора (блоки 0 – 3)	Блок 0: от 0x0080 до 0x1FFF; блок 1: от 0x2000 до 0x3FFF; блок 2: от 0x4000 до 0x5FFF; блок 3: от 0x6000 до 0x7FFF.
От 0x8000 до 0xFFFF	DROM = 1 → используется DARAM процессора (блоки 4 – 7); DROM = 0 → используются устройства внешней памяти	Блок 4: от 0x8000 до 0x9FFF; блок 5: от 0xA000 до 0xBFFF; блок 6: от 0xC000 до 0xDFFF; блок 7: от 0xE000 до 0xFFFF.

**Таблица 4. Система адресации сегмента PM**

Номер страницы	Адрес	Значение OVLY	Адресуемое устройство
0 Режим микропроцессора (при MP/MC=1)	От 0x000000 до 0x00007F	1	Резервное адресное пространство
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x000080 до 0x007FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x008000 до 0x00FF7F		Устройства внешней памяти
	От 0x00FF80 до 0x00FFFF		Вектор прерываний
0 Режим микронтроллера (при MP/MC=0)	От 0x000000 до 0x00007F	1	Резервное адресное пространство
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x000080 до 0x007FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x008000 до 0x00BFFF		Устройства внешней памяти
	От 0x00C000 до 0x00FEFF		ROM процессора
	От 0x00FF00 до 0x00FF7F		Резервное адресное пространство
	От 0x00FF80 до 0x00FFFF		Вектор прерываний
1	От 0x010000 до 0x017FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x018000 до 0x01FFFF (при MP / MC = 0)		DARAM процессора (блоки 4 – 7)
	От 0x018000 до 0x01FFFF (при MP / MC = 1)		Устройства внешней памяти
2	От 0x020000 до 0x027FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x028000 до 0x02FFFF (при MP / MC = 0)		SARAM процессора (блоки 0 – 3)
	От 0x028000 до 0x02FFFF (при MP / MC = 1)		Устройства внешней памяти
3	От 0x030000 до 0x037FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x038000 до 0x03FFFF (при MP / MC = 0)		SARAM процессора (блоки 4 – 7)
	От 0x038000 до 0x03FFFF (при MP / MC = 1)		Устройства внешней памяти
4	От 0x040000 до 0x047FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x048000 до 0x04FFFF		Устройства внешней памяти
5	От 0x050000 до 0x057FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x058000 до 0x05FFFF		Устройства внешней памяти
...	...	...	...
127	От 0x7F0000 до 0x7F7FFF	1	DARAM процессора (блоки 0 – 3)
		0	Устройства внешней памяти
	От 0x7F8000 до 0x7FFFFF		Устройства внешней памяти

**Таблица 5. Система адресации сегмента I/O**

Адрес	Адресуемое устройство
От 0x0000 до 0x0007	Регистры логического устройства DSK
От 0x0008 до 0x7FFF	Резервное адресное пространство
От 0x8000 до 0xFFFF	Внешние (дочерние) платы

ставляется возможность выбора одного из двух возможных режимов организации PM. Режим, рекомендуемый компанией Spectrum Digital, обеспечивается командой OVLY = 1, при этом адресное пространство от 0x0000 до 0x8000 каждой страницы PM выделяется для внутренней памяти процессора. В противном случае (OVLY = 0) все адресное пространство памяти программ ориентировано на устройства внешней памяти.

Емкость сегмента I/O DSK составляет 64 Кслов, его система адресации показана в табл. 5.

### Заключение

Настоящая статья, посвященная описанию архитектурных особенностей стартового набора TMS320VC5416 DSK, является первой из серии работ, планируемых к публикации в последующих номерах журнала. В дальнейшем основное внимание будет уделено методике программирования процессора TMS320VC5416 с применением интегрированной среды разработки Code Composer Studio v.2, вопросам

технологии проектирования и отладки систем ЦОС на базе модулей TMS320VC5416 DSK, а также особенностям их использования в учебном процессе.

### Литература

1. Солонина А., Улахович Д., Яковлев Л. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. С.-Пб.: БХВ-Петербург, 2001, 464 с.
2. Корнеев В. В., Киселев А. В. Современные микропроцессоры. М.: Нолидж, 2000, 320 с.
3. Чернов В. Е., Грибачев С. А. Концепция цифровых сигнальных процессоров трех платформ компании Texas Instruments. Унифицированные средства проектирования и отладки // Цифровая обработка сигналов, 2001, №2, с. 41 – 44.
4. TMS320VC5416 DSK. Technical Reference. – Stafford: Spectrum digital Inc., 2002. – 82 p.

## Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию.

### 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).

### Требования к иллюстрациям:

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

**Справки по телефонам: (095) 105-3464, 105-3468, 267-0662 или по электронной почте info@dspa.ru**

# 6-я Международная конференция и выставка ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ

31 марта – 2 апреля 2004 г., Москва, Россия  
The 6th International Conference and Exhibition  
DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS

## ОРГАНИЗАТОРЫ

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- IEEE Signal Processing Society
- Российская секция IEEE
- Отделение информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН
- Институт радиотехники и электроники РАН
- Институт проблем управления РАН
- Институт проблем передачи информации РАН
- ФГУП НИИ «Радио»
- АО AUTEX Ltd.

## ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ КОНФЕРЕНЦИИ

- Теория сигналов и систем
- Теория и методы ЦОС
- Цифровая обработка и передача многомерных сигналов
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- Цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- Цифровая обработка измерительной информации
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- Цифровое телерадиовещание
- ЦОС в системах защиты информации
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

**РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ** будет организована в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний, стендовых докладов и заседаний «круглого стола». **В качестве пленарных** будут заслушаны заказные доклады по основным направлениям работы конференции.

Рабочие языки конференции – **русский и английский**.

**Заявки и тексты (тезисы) докладов** должны быть представлены в одном экземпляре (на **русском и английском** языках) с указанием сведений об авторах (Ф.И.О., должность, место работы, почтовый адрес для переписки, телефон, факс, e-mail) на дискете (3.5 дюйма, Word 7.0), распечатке на принтере или переданы по электронной почте.

**ДОКЛАДЫ**, включенные в программу конференции, будут опубликованы в **трудах конференции** на русском и английском языках до начала ее работы.

**Объемы** представляемых докладов: на русском языке – до 3 с., на английском языке – до 1 с.

## СРОКИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДОКЛАДОВ

**15 ноября 2003 г.**  
Тексты докладов

**15 декабря 2003 г.**  
Извещение авторов о приеме докладов в программу

**15 февраля 2004 г.**  
Рассылка приглашений

## Оргкомитет конференции

Председатель Международного программного комитета: акад. РАН **Гуляев Юрий Васильевич**  
Сопредседатели: President, IEEE Signal Processing Society,  
чл.-корр. РАН **Зубарев Ю.Б.**, акад. РАН **Кузнецов Н.А.**, акад. АН Грузии **Прангишвили И.В.**  
Председатель Национального комитета: чл.-корр. РАН **Зубарев Юрий Борисович**  
Сопредседатели: проф. **Витязев В. В.**, **Зудков П. И.**, **Кирпичников А.П.**

## ДОКЛАДЫ ДОЛЖНЫ НАПРАВЛЯТЬСЯ В ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ ПО АДРЕСУ:

Российское ИТОРЭС им. А.С. Попова, 103031 Москва, К-31, Рождественка, 6/9/20, стр. 1  
Тел.: (095) 921-1639 (**Мусянков Михаил Иванович**), 921-0610, 921-7108. Факс: (095) 921-1639  
E-mail: nto.popov@mtu-net.ru

Более подробную информацию о конференции и выставке можно найти на нашем сайте: [www.dsps.ru](http://www.dsps.ru)

## Новые разработки DSP компании Texas Instruments

**Платформа OMAP™ – операционное ядро средств беспроводной связи третьего поколения: процессор OMAP5910.**

### Введение

**М**ировой рынок средств мобильной связи стремительно расширяется. Возможно, ни одна другая сфера применения цифровой обработки сигналов за последние 5 лет не захватывала так стремительно интересы широких масс потребителей, как технологии беспроводных телекоммуникаций. Это и не удивительно, ведь такие услуги, как цифровая телефония, передача данных, доступ в Интернет, электронная почта, воспользоваться которыми можно в любое время, где бы ни находились вы и ваш абонент, дают необычайную коммуникативность, оперативное получение и передачу информации, что так важно в современном мире. Вместе с тем с ростом потенциальных возможностей технических средств появляются все новые требования пользователей систем мобильных телекоммуникаций, возникает необходимость создания новых технологий – технологий будущего.

Очевидно, что уже в скором времени станут широко распространены мобильные средства связи, обеспечивающие доступ к потокам мультимедиаданных – полноценным аудио- и видеослужбам, в том числе при работе с Интернет, к различным локально предоставляемым услугам, играм, к осуществлению коммерческих операций и другим возможным приложениям беспроводных систем. Ведущие производители аппаратного и программного обеспечения предпринимают все меры, чтобы не упустить перспективы такого быстрого развития этой сферы мирового рынка новых технологий. Они тщательно отслеживают тенденции эволюции средств связи и, предугадывая будущие требования разработчиков, стремятся первыми подготовить для них необходимые компоненты, отвечающие новым условиям.

Услуги связи третьего поколения подразумевают реализацию сложнейших математических алгоритмов в реальном времени на тех же малогабаритных, легких и удобных в использовании устройствах, какими мы уже привыкли пользоваться. Это означает, что необходимо существенно повысить производительность вычислительных средств, не расширяя схемотехнического решения новыми компонентами, за счет новых технологий построения аппаратной базы, позволяющих достигнуть высокого уровня функциональности без увеличения габаритов и энергопотребления устройств. RISC-

*В статье дан обзор новых разработок компании Texas Instruments в сфере DSP-технологий за период август – декабрь 2002 года. За это время компания расширила свою продукцию рядом существенных новинок. В первую очередь это новый процессор класса OMAP – устройство OMAP5910, рассчитанное на применение в средствах беспроводной связи третьего поколения. Появились также новые модели сигнальных процессоров других семейств. Интересные обновления произошли и в сфере инструментов проектирования систем цифровой обработки сигналов.*

микропроцессоры, являющиеся ядром современных устройств беспроводной связи и прекрасно реализующие функции управления и пользовательского интерфейса, не могут, однако, обеспечить нужную вычислительную эффективность без существенного увеличения затрат мощности. В то же время существуют процессоры, специально ориентированные на обработку огромных потоков данных в реальном времени, не требующие больших энергозатрат. Это – цифровые сигнальные процессоры (DSP). Таким образом, очевидным шагом на пути к созданию эффективной вычислительной базы для систем мобильных телекоммуникаций третьего поколения является разработка специализированной платформы, совмещающей как свойства микропроцессора, так и свойства DSP.

К такой архитектуре принадлежит платформа OMAP™ (Open Multimedia Applications Architecture) компании Texas Instruments (TI) – открытая платформа реализации мультимедиаприложений, способная работать со стандартами MP3, MPEG-4 и другими сложными алгоритмами, удовлетворяя требованиям будущего.

В общих чертах платформа представляет собой интеграцию на одном кристалле RISC-процессора семейства ARM, сигнального процессора TMS320C55x, памяти, богатого набора устройств периферии и аппаратной поддержки специализированного программного обеспечения.

На микропроцессор возлагаются задачи управления, манипулирования потоками данных, реализация пользовательского и других интерфейсов. Работая параллельно с микропроцессором, DSP выполняет цифровую обработку входных потоков данных. Отметим, что отличительной особенностью сигнальных процессоров семейства TMS20C55x является высокое отношение вычислительной производительности к потребляемой при этом энергии. Важным является правильное распределение задач между двумя вычислительными ядрами в целях максимальной оптимизации работы всего устройства в целом.

Опишем ряд достоинств платформы OMAP, благодаря которым она должна стать широко распространенной в системах связи будущего.

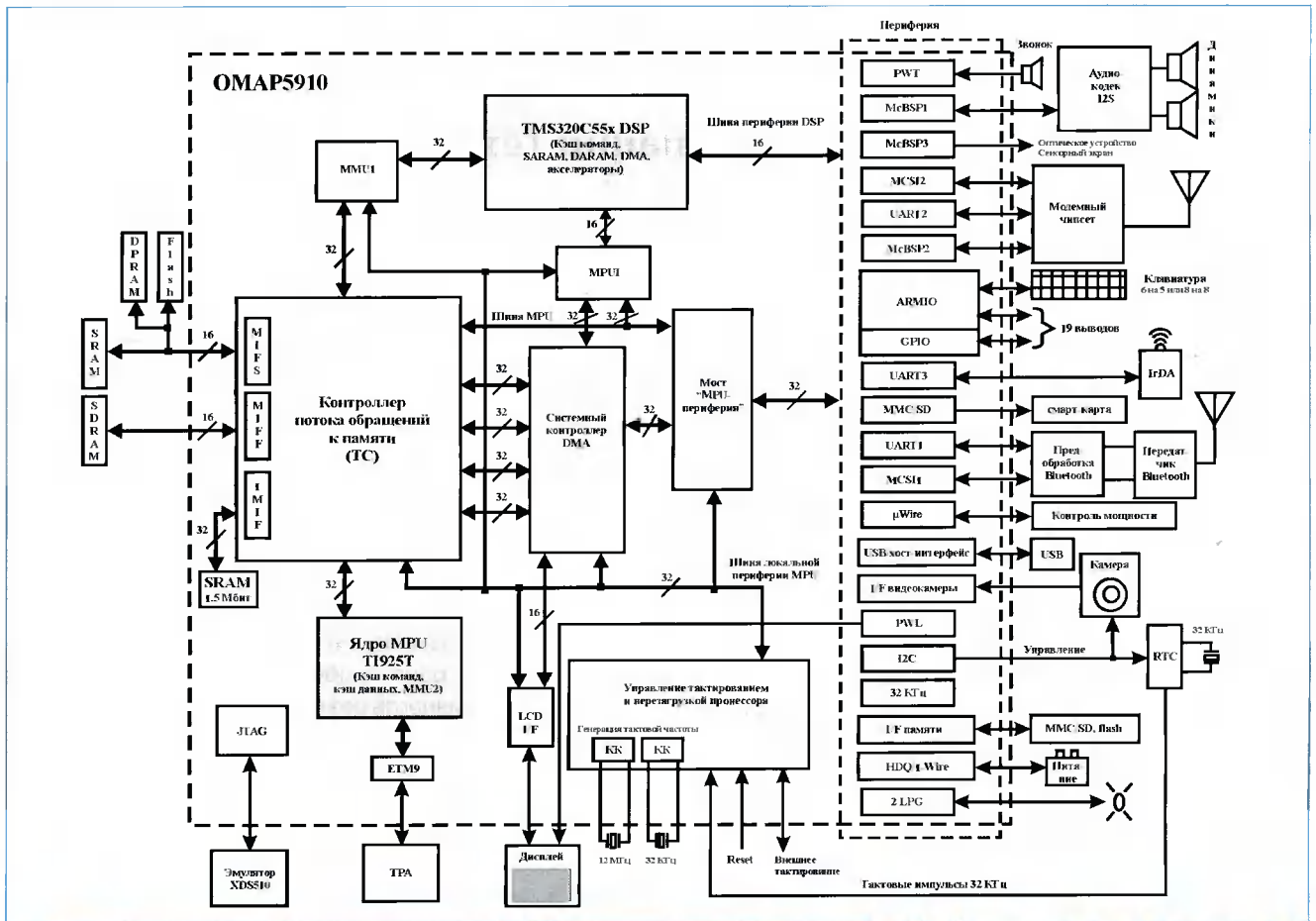


Рис. 1. Архитектура процессора OMAP5910

Ключевым достоинством является применение технологии DSP/BIOS Bridge – «мостика», соединяющего микропроцессор и DSP в единое целое и осуществляющего стандартизацию интерфейса программирования платформы. Другими словами, DSP/BIOS Bridge реализует взаимодействие существующих программных оболочек (рассчитанных на различные операционные системы) и платформой OMAP. При этом для разработчика все выглядит так, будто он работает с единственным RISC-микропроцессором, выполняющим все функции. Это очень удобно, поскольку не требует независимого программирования двух вычислительных ядер со всеми вытекающими отсюда последствиями. И в то же время разработчик имеет возможность контроля и управления распределением и выполнением задач на микропроцессоре и DSP.

Ряд операционных систем, под которые адаптирована технология DSP/BIOS Bridge и платформа OMAP, постоянно расширяется, позволяя разработчикам систем мобильной связи, ориентирующимся на самые разные платформы, легко переходить на технологию OMAP, продолжая работать с привычным программным обеспечением, и по достоинству оценить перспективы совместного функционирования микропроцессорного и сигнального вычислительных ядер.

Другим важным фактором, обуславливающим возможность широкого распространения платформы OMAP, является «открытость» архитектуры, что под-

черкнуто уже в названии платформы. Открытость подразумевает возможность компаний-поставщиков программного обеспечения, независимых организаций и частных лиц создавать и распространять свои программные продукты, рассчитанные на платформу OMAP. Это дает производителям средств связи доступ к широчайшей библиотеке самых различных приложений, реализаций, функций, что в конечном итоге приводит к ускорению процесса разработки и выпуска готовых к эксплуатации устройств. Совместимость OMAP с широким рядом различных операционных систем расширяет возможности разработчика – теперь программные продукты могут не являться узко ориентированными на отдельную ОС, и программист одной ОС может использовать продукты, написанные для другой системы.

Ниже приводятся описание блок-схемы платформы OMAP и ее реализация в структуре операционного ядра процессора OMAP5910.

### Процессор OMAP5910

Процессор OMAP5910 (рис. 1) – это процессор первого поколения семейства OMAP, ориентированный на встраиваемые применения в таких сферах, как мобильные телекоммуникации, обработка изображений, речи и звука, доступ в Интернет и другие. Кристалл выполнен по высокоэффективной КМОП-технологии с шагом 0,13 мкм, питание ядра – 1,6 В.

Ядро микропроцессора (MPU) TI 925T семейства ARM9TDMI поддерживает 32-разрядный и 16-разрядный наборы команд и содержит 16 кбайт кэш-команд и 8 кбайт кэш-данных. Доступ к внутренней и внешней памяти осуществляется через блок управления памятью MPU (MMU2).

Ядро сигнального процессора TMS320C55x характеризуется наличием двух умножителей-накопителей, двух АЛУ и расширенным набором шин, обеспечивающих высокую пропускную способность. Память DSP включает 32 кбайта DARAM (ОЗУ с двойным доступом); 48 кбайт SARAM (ОЗУ с одиночным доступом); 16 кбайт ROM и 12 кбайт кэш-команд. Специализированные, выполненные на аппаратном уровне видеоакселераторы повышают эффективность реализации на процессоре алгоритмов прямого и обратного дискретного косинусного преобразования (DCT, iDCT), интерполяцию пикселей и оценку движения, широко используемые при сжатии данных.

Память системы OMAP в целом общая для MPU и DSP включает 192 кбайта внутрикристалльной SRAM и интерфейс внешней памяти.

Работа всех подсистем процессора OMAP5910 с памятью общего доступа, внутренней и внешней, ведется через контроллер потока данных (TC). Это повышает гибкость и защищенность интерфейса памяти системы. Контроллер TC разделяет интерфейсы внутренней памяти (IMIF), внешней быстрой памяти (MIFF) для доступа к SDRAM и внешней медленной памяти (MIFS) для доступа к Flash, ROM и SRAM. Пространство памяти, адресуемое интерфейсом MIFF, достигает 64 Мбайт, а интерфейсом MIFS – 128 Мбайт. Для реализации возможности обращения блока DSP к общей памяти процессора формируемые им 24-разрядные адреса необходимо преобразовать в 32-разрядные адреса OMAP. Эту задачу, так же, как и другие вспомогательные функции управления доступом к памяти, выполняет блок MMU1.

Контроллер DMA процессора OMAP5910 управляет девятью каналами, осуществляющими обмен данными между блоками DSP, MPU, памятью общего доступа и набором периферии. Для согласования интерфейса OMAP и внутренних интерфейсов ядра DSP служит блок MPU1. Благодаря ему становится возможным доступ к внутренним ресурсам DSP.

Взаимодействие MPU с его периферией осуществляется через специальные блоки – мосты периферии MPU. Причем один из них работает только с локальной периферией MPU, а другой – только с периферией общего доступа. Это позволяет повысить эффективность работы с локальной периферией, к которой относятся таймеры, контроллер прерываний, модули конфигурации и другое. Для взаимодействия с этими устройствами MPU имеет локальную шину периферии.

Блок DSP также имеет свою локальную периферию и выделенную для нее шину.

Кроме локальной периферии операционные ядра процессора имеют доступ к периферийным устройствам, общим для всей системы. Среди них выделя-

ются периферии MPU, DSP и общая DSP-MPU-периферия.

#### **Периферия MPU:**

- 8-разрядный интерфейс (I/F) видеокамеры, поддерживающий различные форматы видеоизображений;
- интерфейс ввода-вывода общего назначения GPIO (до 10 сигналов) и интерфейс поддержки клавиатуры 6×5 или 8×8 (ARMIO);
- синхронный последовательный интерфейс стандарта  $\mu$ Wire, поддерживающий взаимодействие с двумя внешними устройствами;
- специализированный таймер, используемый для генерации прерываний ОС, тактируемый высокостабильной частотой 32 кГц;
- генератор псевдослучайного ШИМ-сигнала (PWL), применяемый для управления подсветкой экрана и клавиатурой;
- ШИМ-генератор тоновых сигналов (PWT), обеспечивающих звуковую сигнализацию в диапазоне частот четырех октав;
- контроллер протокола I<sup>2</sup>C (Inter-integrated circuit);
- два генератора импульсов, управляющих светодиодами (LPG);
- многоканальный буферизированный последовательный порт McBSP2 микропроцессора, который может использоваться, например, для реализации телекоммуникационных протоколов;
- интерфейс стандарта USB 1.1;
- контроллер интерфейса с картами памяти, разрешающий подключение MMC/SD-карт, а также до трех плат памяти flash;
- RTC – блок генерации реального времени, обеспечивающий информацию о дате и времени, генерирующий прерывание с периодичностью в заданном интервале времени в секундах, минутах, часах или днях и выполняющий функции будильника. При этом применяется компенсация ухода частоты тактового генератора;
- модуль HDQ/1-Wire – обеспечивает аппаратный уровень интерфейса по протоколам HDQ и 1-Wire и используется, например, для мониторинга состояния блока питания.

#### **Периферия DSP:**

- McBSP1 – многоканальный буферизированный последовательный порт, способный реализовать прямой интерфейс с внешними устройствами в полном дуплексе по 128 каналам с поддержкой DMA и другими особенностями (может использоваться для реализации интерфейса с I2S-аудиокодеком);
- McBSP3 – аналогичный по функциональным возможностям последовательный порт, имеющий некоторые особенности (возможным его применением при совместной работе с GPIO является взаимодействие по оптическому интерфейсу с внешним аудиоустройством);
- блоки многоканального последовательного интерфейса MCS11 и MCS12 – расширяют возможности параллельного интерфейса и реализуют взаимодействие DSP с внешними устройствами (типичным вари-

антом использования блоков является подключение кодеков и симуляторов GSM-систем).

#### **Общая для MPU и DSP периферия:**

- механизм межпроцессорного интерфейса;
- ввод-вывод общего назначения;
- UART1, UART2, UART3 – модули универсальной асинхронной приемопередачи (UART3 поддерживает стандарт IrDA).

Контроллер дисплея (блок LCD I/F) позволяет реализовать интерфейс с большинством типов промышленных жидкокристаллических экранов. Интерфейс поддерживает только одну панель отображения (многоэкранный режим не поддерживается). Ширина панели отображения может быть задана в диапазоне 16–1024 пиксела. Количество строк определяется шириной панели и общим числом точек, которое может достигать 1024 на 1024 пикселей.

Интегрированный на кристалле блок ячеек трассировки (ETM9) накапливает информацию о ходе выполнения программы микропроцессором и позволяет отслеживать и анализировать поток команд, выполняемых MPU, и процесс чтения/записи операндов. Чтобы использовать накопленную информацию, к процессору подключается специальное устройство – анализатор порта трассировки (TPA).

Отладка работы системы может производиться с применением внутрикристалльной эмуляции JTAG при подключении устройств типа XDS510.

Таким образом, платформа OMAP представляет собой действительно мощную аппаратную базу для конструирования полнофункциональных мобильных устройств телекоммуникаций поколения 3G. Компания TI активно пропагандирует свою технологию для использования в разработках современных и будущих средств связи. Чтобы привлечь независимых разработчиков со всего мира, компания TI организовала сеть центров поддержки технологии OMAP. Это собранные в различных частях света группы специалистов, всегда готовых обеспечить разработчиков-производителей всеми необходимыми средствами поддержки OMAP и предоставить свои консультации.

#### **Сигнальные процессоры TMS320VC5501, TMS320VC5502 – повышение производительности при снижении цены**

Семейство сигнальных процессоров TMS320C55x, известное своей высокой вычислительной производительностью при низкой потребляемой мощности, будет вскоре расширено двумя новыми изделиями, отличающимися повышением рабочей частоты и низкой ценой. Новые сигнальные процессоры, появление которых стало возможным благодаря переходу на улучшенную технологию изготовления микросхем, способны продемонстрировать повышенную функциональность, отвечающую требованиям будущего, характеризуются низким расходом энергии аккумуляторных батарей и невысокой себестоимостью изготовления конечного оборудования. Процессоры ориентированы на применение в системах связи, бы-

товых аудиосистемах, медицинском оборудовании, устройствах биометрии, промышленных датчиках и в других сферах.

Процессор TMS320VC5501 является уникальным сигнальным процессором с двойным блоком умножения-накопления, работающим на частоте 300 МГц, расходуя при этом не более 200 мВт и оцениваемым всего в \$5 (при покупке в партиях). Этот процессор разрабатывался специально для «чувствительных» к стоимости элементной базы приложений, поэтому он имеет несколько меньшие по сравнению с процессором TMS320VC5502 объем внутрикристалльного ОЗУ и возможности подключения внешней памяти. В инженерных образцах процессор должен появиться во второй половине 2003 года.

Процессор TMS320VC5502 также характеризуется рабочей частотой 300 МГц. На кристалле процессора интегрированы:

- 32 К слов DARAM (ОЗУ с двойным доступом);
- 16 К слов ПЗУ;
- 32-разрядный интерфейс внешней памяти;
- 16 кбайт кэш-команд;
- 16/8-разрядный хост-порт;
- 6 каналов DMA;
- интерфейс I<sup>2</sup>C для подключения к микроконтроллерам и кодекам межпроцессорного взаимодействия;
- до 76 каналов ввода-вывода общего назначения.

Оба процессора имеют диапазон рабочих температур от –40 до +85° С и будут изготавливаться в корпусах LQFP (24×24 мм), 176 выводов и в корпусах MicroStarBGA (15×15 мм), 176 выводов. Выпуск процессора TMS320VC5502 назначен на первую четверть 2003 года. Его стоимость \$9,95. Компания TI также предлагает модель TMS320VC5502 с рабочей частотой 200 МГц по цене \$7,95. Разработчики, уже использующие процессоры семейства TMS320C5x, могут легко перейти к использованию новых моделей благодаря совместимости процессоров семейства по выводам.

#### **Сигнальные процессоры TMS320VC5404, TMS320VC5407 – расширение объема внутрикристалльной памяти**

Процессоры TMS320VC5404, TMS320VC5407 являются типичными представителями семейства DSP TMS320C54x – мощного класса цифровых сигнальных процессоров, характеризующихся высокой вычислительной производительностью, низким энергопотреблением и относительной дешевизной. Отличительной особенностью новых процессоров является увеличенный объем внутрикристалльной памяти. Ниже приводятся основные характеристики процессоров:

- рабочая частота 120 МГц, время командного цикла 8,33 нс;
- 40-разрядное АЛУ, блок умножения-накопления 17×17 разрядов;
- блок сравнения-выбора-записи, позволяющий эффективно реализовывать алгоритм Витерби;
- экспоненциальный кодер, определяющий экспоненту числа, загруженного в 40-разрядный аккумулятор;

- внутрикристалльное ПЗУ, сконфигурированное под память программ:
  - ✓ 128 К × 16 бит (процессор 5407);
  - ✓ 64 К × 16 бит (процессор 5404);
- внутрикристалльное ОЗУ:
  - ✓ 40 К × 16 бит (процессор 5407), разбиваемые на 5 блоков памяти программ/данных с двойным доступом по 8 К × 16 бит каждый;
  - ✓ 16 К × 16 бит (процессор 5404), разбиваемые на 2 блока памяти программ/данных с двойным доступом по 8 К × 16 бит каждый;
- периферия на кристалле:
  - ✓ блок UART;
  - ✓ 8/16-разрядный параллельный хост-порт;
  - ✓ три многоканальных буферизированных последовательных порта McBSP;
  - ✓ контроллер DMA на 6 каналов;
  - ✓ два 16-разрядных таймера общего назначения;
  - ✓ PLL;
- корпуса BGA-144 и LQFP-144;
- питание ядра – 1,5 В; периферии – 3,3 В.

### **Компания TI представляет стартовый набор разработчика на базе DSP семейства TMS320C55x, включающий средства по оценке энергопотребления**

Совместно разработанный компаниями TI и Spectrum Digital стартовый набор TMS320C5510 DSK, вычислительным ядром которого является мощный сигнальный процессор TMS320C5510 с рабочей частотой 200 МГц и производительностью 400 MIPS, включает специальные средства оптимизации энергопотребления разрабатываемых приложений. Набор оценивается в \$395 и ориентирован на конструирование портативных Internet-устройств и высокоскоростных беспроводных средств связи, где чрезвычайно важно точное распределение режимов энергопотребления.

Входящие в состав набора средства управления энергозатратами представлены программным анализатором расхода мощности и библиотекой режимов питания, интегрированными в Code Composer Studio, поставляемую вместе с DSK. Если раньше разработчику приходилось принимать решение о выборе того или иного режима питания устройства на основе накопленного ранее опыта, исследуя уже готовые изделия, то теперь, используя новые средства управления энергозатратами, такое решение может обоснованно приниматься уже на начальных стадиях разработки, что существенно экономит время и стоимость разработки и, самое главное, позволяет минимизировать расход мощности.

Анализатор расхода мощности позволяет разработчику визуально оценить и проанализировать энергопотребление, требуемое ядром, периферией и всей системой. Есть возможность быстро получить информацию о наиболее энергопотребляющих моментах работы схемы, узнать, как работает периферия при выполнении тех или иных функций. Получив, например, ин-

формацию, что некоторое устройство периферии при определенном событии не функционирует, разработчик может инициировать отключение этой периферии на нужное время или перевести ее в режим пониженного потребления мощности. В конечном итоге такая настройка работы системы может привести к значительной экономии питающей энергии.

Библиотека режимов питания позволяет динамически переводить процессор с одного соотношения «частота/напряжение» к другому в целях выбора оптимального для данного периода работы системы. Причем файлы библиотеки могут включаться в программное обеспечение конечного изделия, позволяя легко использовать найденную на этапе проектирования оптимальную структуру переключения режимов питания в готовых устройствах.

Другой важной особенностью DSK является организация хост-интерфейса с ПК через интерфейс USB.

На плате располагаются 24-разрядный стереокодек; 4 аудиоразъема 3,5 мм; 256 К слов памяти Flash и 8 Мбайт SDRAM; порт расширения; разъем JTAG; питание платы осуществляется от источника +5 В.

### **Эмулятор двунаправленной передачи данных на скоростях видеоприложений**

Компания TI представляет семейство эмуляторов XDS560™ - первых эмуляторов, поддерживающих новый стандарт технологии RTDX – высокоскоростной (до 2 Мбайт в секунду) двунаправленный обмен данными между хост-процессором и целевым DSP, работающим в реальном времени.

При разработке систем ЦОС на этапе программирования аппаратных модулей конечных изделий всегда возникает необходимость наблюдения и отладки работы целевого оборудования в реальных условиях с минимальным вмешательством в процесс его функционирования. Для решения этой задачи служат эмуляторы, работающие по принципу внутрикристалльной эмуляции через разъем JTAG. С появлением новых более мощных кристаллов DSP с повышенными скоростями работы и высокой степенью интеграции устройств периферии возрастают и требования к эмуляторам. Семейство XDS560 обеспечивает разработчиков систем реального времени качественными инструментами отладки и позволяет работать с самыми современными DSP-платформами и процессорами ARM.

Эмуляторы XDS560 дают возможность использовать технологию RTDX в высокоскоростных системах, например, при разработке базовых станций беспроводной связи или серверов, работающих с потоками видеоданных. Высокая скорость обмена (в 100 раз выше, чем у предыдущих моделей) позволяет эффективно применять новые полезные для разработчика и «невидимые» для процессора методы отладки. Скорость загрузки кодов программ на процессор до 500 кбайт в секунду (в 8 раз выше, чем у предыдущих моделей) повышает эффективность работы с большими приложениями, где на операции загрузки приходилось тратить много времени.



Эмуляторы класса XDS560, являясь приемниками семейства XDS510™, гарантируют разработчикам легкость перехода от использования XDS510 к новым устройствам. Эмуляторы XDS560 обладают всеми функциями своих предшественников, обеспечивая вместе с тем гораздо большую производительность.

Новый класс эмуляторов, выпускаемый компанией TI, рассчитан на интерфейс с хостом через шину PCI. Однако компании-партнеры TI готовы предложить XDS560, работающие и с другими стандартами, например USB и Ethernet.

Отметим некоторые конструктивные особенности. Кабель, соединяющий хост и отлаживаемую систему, характеризуется высокой гибкостью и имеет длину 1,5 м, обеспечивая удобство работы с эмулятором. Кабель рассчитан на передачу сигналов с уровнями от 0,5 до 5 В, что делает его пригодным для работы с низковольтными устройствами.

В течение ограниченного времени эмулятор XDS560 предлагается по сниженной цене – \$3995. Настоящая же стоимость изделия – \$4995.

### **Набор инструментов проектирования сетевого оборудования видеобработки**

Чтобы повысить эффективность разработки систем обработки изображений и видео, в том числе систем, работающих в сети, компания Texas Instruments предлагает использовать набор разработчика сетевых видеоустройств – NVDK (Network Video Development Kit).

Базовым вычислительным ядром системы является сигнальный процессор TMS320C6416, включающий дополнительно кроме обычной периферии DSP семейства TMS320C64x сопроцессоры, повышающие эффективность реализации алгоритмов беспроводной связи. Процессор работает на частоте 600 МГц и выполняет до 4 миллиардов команд в секунду. Это позволяет реализовать на нем функции обработки потока видеоданных MPEG2, MPEG4 и H.263, а также обработку аудио MP3 и AAC. Процессор может быть использован для реализации других сложных в вычислительном отношении задач, например в системах технического зрения.

Набор инструментов проектирования NVDK содержит ряд расширяющих портов, обеспечивающих подключение различных источников и потребителей информации по обычным цифровым, специализированным видео-, сетевым и аналоговым интерфейсам.

В состав набора входят:

- видеоплата АТЕМЕ TMS320C6416 ;
- плата подключения к Ethernet 10/100 Мбит/с;
- блок расширения аудио/видеоинтерфейсов;
- блок питания для автономной работы модуля;
- CD-ROM, содержащий документацию, драйверы PCI-интерфейса для возможности внутреннего подключения платы к ПК, библиотеки алгоритмов (включающие 22 высокооптимизированных модуля, реализующих

алгоритмы обработки изображений), примеры проектирования и демонстрационные программы.

Стоимость набора – \$4495.

Расширенный набор включает дополнительно среду проектирования Code Composer Studio и эмулятор XDS510PP. В этом случае стоимость NVDK составляет \$5995.

### **Подключение системы MATLAB к среде Code Composer Studio**

Система MATLAB, давно поддерживающая средства проектирования систем ЦОС и, в частности, DSP компании Texas Instruments, теперь имеет возможность прямого двунаправленного взаимодействия со средой проектирования Code Composer Studio и аппаратными модулями программирования DSP. Поддерживаются платформы C2000, C5000 и C6000.

Благодаря взаимодействию MATLAB и CCS появляется возможность более глубокого и полного анализа работы DSP. Данные, характеризующие выполнение алгоритма, загружаются из CCS в MATLAB, где возможна визуализация, подробный анализ и тестирование с использованием богатого набора функций MATLAB. К данным могут быть применены алгоритмы, реализуемые в MATLAB, например фильтрация. Далее можно загрузить полученный результат обратно в Code Composer Studio.

Используя технологию RTDX, система MATLAB может подключаться напрямую к процессору. Между MATLAB и работающим DSP организуется канал обмена данными в реальном времени. Этот канал можно использовать для загрузки в процессор тестируемых данных (без остановки процессора), для мониторинга работы DSP, для анализа различных аспектов функционирования системы. Взаимодействие MATLAB и аппаратных модулей обеспечивается высокоскоростными эмуляторами XDS510/XDS560.

Одним из примеров использования взаимодействия MATLAB и CCS является проектирование фильтров для реализации их на DSP. В состав пакета Signal Processing Toolbox системы MATLAB входит инструмент FDATool, позволяющий рассчитывать КИХ- и БИХ-фильтры с заданными характеристиками. Используя богатые возможности этого инструмента и подключение MATLAB к Code Composer Studio, разработчик получает возможность быстрого и удобного проектирования нужного ему фильтра и загрузки его коэффициентов на реальный или имитируемый сигнальный процессор или записи коэффициентов в виде h-модуля Си-программы.

**Обзор подготовлен Витязевым С.В.  
по материалам Internet**