

ЦИФРОВАЯ ЦД БРАБОТКА СИГНАЛОВ

2/2004

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА
ДЕМОДУЛЯЦИЯ ЧМ СИГНАЛОВ
МНОГОПРОЦЕССОРНАЯ ОБРАБОТКА



ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2(12)/2004

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:

107241 Москва, Щелковское ш., 23А
Тел.: (095) 290-9088
Факс: (095) 290-9085
E-mail: editor@dspa.ru
http://www.dspa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

КБ волоконно-оптических приборов
Ответственный редактор: Д.А. Задворнов
Контрольный редактор: С.Х. Мамиева
Дизайн и верстка: И.С. Дороднова

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

Подписано в печать 15.09.2004.
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, 105-0798.

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

В НОМЕРЕ:

Е.И. Кренгель

**Псевдослучайные двоичные последовательности
с нулевой зоной автокорреляции**

и боковыми выбросами $\pm(p+1)$2

В.И. Джиган

**Параллельные регуляризованные
RLS-алгоритмы многоканальной**

адаптивной фильтрации.....7

А.Т. Мингазин

Синтез цифровых фильтров

для высокоскоростных систем на кристалле.....14

М.Н. Быканов, В.С. Сериков,

А.В. Смородинов, В.А. Толмачев

**Исследование влияния фазовой нестабильности
тактового сигнала на характеристики тракта**

аналого-цифрового преобразования.....24

И.И. Турулин, Ю.Б. Верич

Применение системы MATLAB для синтеза

быстродействующих гребенчатых фильтров.....31

М.А. Азаров

Обработка сигналов телеметрии

и дальности аэрологического зонда.....34

О.Ю. Аксенов, Ю.И. Борисов

К разрядности вычислителя БПФ при его реализации на

процессоре L1879BM1 (NM6403).....40

О.Ю. Аксенов

Распределение вычислительного процесса

в многопроцессорном комплексе обработки

видеоинформации.....44

Новые разработки DSP

компаний ANALOG DEVICES

и TEXAS INSTRUMENTS.....48

VI Международная научно-техническая

конференция и выставка

«Цифровая обработка сигналов

и ее применение – DSPA'2004».....53

Очередной тур технических семинаров ANALOG DEVICES

и ЗАО «АРГУССОФТ Компани» в России.....55

УДК 621.396.43

Псевдослучайные двоичные последовательности с нулевой зоной автокорреляции и боковыми выбросами $\pm(p+1)$

Е.И. Кренгель

Введение

Двоичные псевдослучайные последовательности с идеальной автокорреляцией длины 2^n-1 [1,2,3] и почти идеальные двоичные последовательности длины $2(p^m+1)$, где $p>2$ – простое число, [4,5,6] широко применяются во многих областях связи, радиолокации и навигации.

Двоичная последовательность называется почти идеальной, если ее периодическая автокорреляционная функция при всех ненулевых сдвигах, кроме одного, равна нулю [5]. В мобильных системах широкополосной связи, подвергающихся воздействию многолучевости, такие последовательности используются для синхронизации, оценки канала и измерения дальности. Наряду с ними большой интерес представляют последовательности, обладающие нулевой зоной корреляции (ZCZ) при ненулевых сдвигах [3]. Однако большинство известных ZCZ-последовательностей имеют достаточно большие боковые выбросы автокорреляции вне нулевой зоны [7,8], сопоставимые со значением основного пика, что ухудшает характеристики поиска и обнаружения сигналов.

Целью настоящей работы является построение ансамблей сбалансированных двоичных последовательностей с относительно широкой нулевой зоной автокорреляции (ZACZ) и малыми значениями боковых выбросов за ее пределами.

Конструирование

Пусть $p=4t-1>2$ – простое число, α и β – примитивные элементы полей $GF(p^2)$ и $GF(p)$ соответственно и $\mathbf{a}=\{a_i\}$ – p -ичная m -последовательность длины $N=p^2-1$ с элементами $a_i = \text{Tr}_\beta^2(\alpha^i) = \sum_{j=0}^1 \alpha^{ij}$, $0 \leq i < p^2-1$.

Рассматриваются сбалансированные двоичные псевдослучайные последовательности длины $p \times (p+1)$ большой линейной сложности, построенные на основе матрицы декомпозиции m -последовательности длины $N=p^2-1$ над $GF(p)$ и последовательностей длины p с идеальной автокорреляцией. Показывается, что для всех $p>3$ они имеют четырехуровневую периодическую автокорреляционную функцию (ПАКФ) с боковыми выбросами $\pm(p+1)$ и регулируемой нулевой зоной автокорреляции (ZACZ). Найдены выражения для общего числа полученных последовательностей и их линейной сложности. Приведена блок-схема генератора этих последовательностей.

Рассмотрим матрицу декомпозиции \mathbf{A} последовательности \mathbf{a} по столбцам, состоящую из $T=(p^2-1)/(p-1)=p+1$ строк и $p-1$ столбцов [1]. Эта матрица содержит единственную строку с номером $T/2$, состоящую из всех нулей, тогда как остальные являются циклическими сдвигами некоторой короткой p -ичной m -последовательности (последовательности степеней некоторого первообразного корня g по модулю p) длины $p-1$. Обобщая результаты [9] для $p>2$, находим, что последовательность

$$\mathbf{e}=\{e_{ij}\}=\begin{cases} \infty, & (\text{Tr}_\beta^2(\alpha^{T/2})=0 \\ \text{ind}_\beta(\text{Tr}_\beta^2(\alpha^i)), & (\text{Tr}_\beta^2(\alpha^i) \neq 0 \end{cases}, \quad (1)$$

где $0 \leq j < p^2-1$, $\text{ind}_\beta x$ – индекс (логарифм) x по основанию β , есть последовательность сдвигов, первые p целочисленных элементов которой определяют значения циклических сдвигов строк матрицы декомпозиции относительно некоторой исходной m -последовательности длины $p-1$, а символ ∞ указывает на последовательность из всех нулей. Из определения (1) следует, что для всех $0 \leq i=k+j(p+1) < N$ имеет место $e_{k+j(p+1)}=(ek+j) \bmod p-1$, $k=0,2,\dots,p$, $j=0,1,\dots,p-2$. Подобно теореме 2 [9], основное свойство последовательности сдвигов для случая $p>2$ может быть сформулировано следующим образом. Для любых фиксированных $l \in \mathbb{Z}(p^2-1)$ каждый

элемент из $Z(p-1)$ появляется в разностях $(e_k - e_{k+1}) \bmod (p-1)$, $k=0,1,2,\dots,p$, точно один раз. В дальнейшем под последовательностью сдвигов мы будем подразумевать первые $T=p+1$ ее членов, т.е. $e=\{ek\}$. Обозначим через $e(i)=\{e_{i+k}\}$, $0 \leq i < p^2-1$, $0 \leq k \leq p$, последовательность сдвигов, соответствующую i -му сдвигу исходной p -ичной m -последовательности, при этом положим $e=e(0)$. Очевидно, все элементы такой последовательности, за исключением одного, могут принимать значения от 0 до $p-2$. Заменяем в матрице A все ненулевые строковые последовательности соответствующими сдвигами некоторой двоичной псевдослучайной последовательности c длины p с идеальной автокорреляцией (двухуровневой ПАКФ со значениями p и -1), а строку из $p-1$ нулей заменим соответственно строкой из p нулей. При этом образуется новая матрица A^* порядка $(p+1) \times p$. Далее производим над матрицей A^* операцию, обратную декомпозиции последовательности. В результате получаем новую сбалансированную двоичную последовательность b длины $p(p+1)$ с общим членом:

$$b_i = c(\text{ind}_b(\text{Tr}_i(\alpha^k)) + j) \bmod p, \quad (2)$$

где $0 \leq i = k + j(p+1) < N$, $0 \leq k \leq p$, $0 \leq j \leq p-1$.

Пример 1. Пусть $p=7$ и $p(x)=x^2+x+3$ – примитивный полином над $GF(7)$. Тогда матрица декомпозиции A m -последовательности a длины 48 над $GF(7)$ имеет вид, представленный в табл. 1. Из табл. 1 находим $e=\{3,4,3,1,\infty,5,2,4\}$. Пусть последовательность c есть m -последовательность 1001110. После замещения получаем следующую матрицу (табл. 2), из которой восстанавливаем искомую последовательность $b=\{1110010111100011101101100101001110110000000011001010101\}$.

Таблица 1.

i/j	0	1	2	3	4	5	e_i
0	4	6	4	5	1	3	3
1	4	5	1	3	2	6	4
2	4	6	4	5	1	3	3
3	3	2	6	4	5	1	1
4	0	0	0	0	0	0	∞
5	5	1	3	2	6	4	5
6	2	6	4	5	1	3	2
7	4	5	1	3	2	6	4

Таблица 2.

i/j	0	1	2	3	4	5	6
0	1	1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	1	0	0	1
2	1	1	1	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1	0	1
4	0	0	0	0	0	0	0
5	1	0	1	0	0	1	1
6	0	1	1	1	0	1	0
7	1	1	1	0	1	0	1

Автокорреляция

При рассмотрении автокорреляции полученных последовательностей воспользуемся свойствами последовательностей сдвига. Пусть $A^*(i)$, $0 \leq i < p(p+1)$, есть декомпозиционная матрица i -го сдвига последовательности b . Покажем, что число совпадающих строк в матрицах A^* и $A^*(i)$ при $i \neq 0$ и $p \nmid i$ может быть равно 0, 1, 2. Действительно, при сдвигах $i=j(p+1)$ совпадает только одна строка из нулей. При остальных сдвигах может иметь место «совпадение» или «отставание» фаз ненулевых строковых последовательностей относительно соответствующих строк матрицы $A(i)$. Это может приводить к следующему:

- отсутствию совпадения в тех позициях, в которых оно имело место для A и $A(i)$;
- появлению дополнительных совпадений.

Очевидно, что число дополнительных совпадений не может быть более одного, т.к. в противном случае это противоречило бы свойству последовательности сдвигов. Таким образом, число совпадений может принимать три значения: 0, 1, 2. Соответствующие им значения ПАКФ будут равны $-(p+1)$, 0 и $p+1$. В результате ПАКФ будет 4-уровневой, со значениями $-(p+1)$, 0, $p+1$ и $p(p+1)$. Исключение составляет случай $p=3$, при котором число совпадений при ненулевых сдвигах принимает два значения: 0 и 1, и ПАКФ оказывается 3-уровневой.

Из свойств последовательности сдвига следует, что если значения ее первых $p+1$ элементов $e_i \leq p-3$, то длина нулевой зоны автокорреляции $ZACZ \geq p+1$. Соответственно, если значения элементов $e_i \leq p-4$, то $ZACZ \geq 2(p+1)$ и т.д. Поэтому, выбирая различные фазы сдвиговой последовательности, можно менять величину этой зоны. Для получения максимально возможной величины нулевой зоны автокорреляции предлагается воспользоваться следующей процедурой.

1. Находим все фазы последовательностей сдвигов $e(i)$, для которых разность t между наименьшим и наибольшим значениями элементов этой последовательности, взятая по модулю $p-1$, является максимальной.

2. Среди найденных на шаге 1 последовательностей сдвигов выбираем такую, у которой расстояние Δ , измеряемое числом сдвигов влево между первым максимальным и последним минимальным элементами, максимально. Назовем эту последовательность сдвигов оптимальной (в общем случае таких последовательностей может быть несколько).

3. На основе этой оптимальной последовательности сдвигов и последовательности c длины p с идеальной

0100111010011110111001010001010010010101000
 1101000000101111111111100000010100100100010
 0011000010100001100110000001011001010001100
 111010101111100011111111110001101011000110
 0000001100111} длины 992 дает значение $ZACZ=128$. Это совпадает со значением $ZACZ$, вычисленным по формуле (3). Ниже, в табл. 4, приведены результаты расчета $ZACZ$ для всех $p \leq 31$, а также для $p=43$ и $p=127$.

Таблица 4.

p	Многочлен	L	t	Δ	ZACZ
3	x^2+x+2	12	2	1	4
7	x^2+2x+5	56	3	4	19
11	x^2+2x+6	132	4	10	45
19	x^2+x+2	380	5	4	83
23	x^2+x+7	552	3	19	66
31	x^2+x+12	992	5	1	128
43	x^2+x+3	1892	6	5	224
127	x^2+x+3	16256	4	107	490

Уникальность

При конструировании последовательностей длины $p(p+1)$ закономерен вопрос: насколько их длина уникальна по отношению к другим известным двоичным последовательностям с нулевой зоной автокорреляции. Поскольку многие ZCZ -последовательности имеют длину, равную степени числа 2, ограничимся рассмотрением почти идеальных двоичных последовательностей длины $2(p^m+1)$. Расчеты показали, что для всех $p \leq 443$, исключая 7, полученные последовательности имеют длину, отличную от последовательностей с почти идеальной автокорреляцией. Более того, было обнаружено, что для всех оканчивающихся на 1 или 3 значений $p=4t+1$ число $p(p+1)/2-1$ всегда кратно 5 и в то же время не является степенью числа 5. Для доказательства положим $p=10u+1$. Тогда число $p(p+1)/2-1=50u^2+15u$ кратно 5. Далее, замечаем, что в выражении $(50u^2+15u)/5=u(10u+3)$ второй сомножитель $10u+3$ не кратен 5. Поэтому $p(p+1)/2-1$ не может являться степенью числа 5. Аналогичными рассуждениями это утверждение доказывается для всех p , оканчивающихся на 3.

Число последовательностей

Количество различных 4-уровневых последовательностей длины $p(p+1)$ при оптимальной сдвиговой последовательности вычисляется по формуле:

$$V = \varphi(p^2-1)U/2, \tag{4}$$

где φ – функция Эйлера, а U – число различных двоичных последовательностей длины p с идеальной функцией автокорреляции. В качестве таких последовательностей могут быть использованы m -последовательности, последовательности Лежандра, Холла, а также последовательности No-Golomb-Gong-Lee-Gaal [1,2]. Ниже, в табл. 5, приведены результаты расчета значений V для всех $p \leq 31$, а также $p=43$ и 127.

Таблица 5.

p	L	U	$\varphi(p^2-1)/2$	V	Тип c	LC(c)	LC
3	12	1	2	2	Z	2	8
7	56	2	8	16	Z	3	24
11	132	2	16	32	L	10	120
19	380	2	48	96	L	18	360
23	552	2	80	160	L	11	264
31	992	8	128	1024	Z/L	5/15	160/480
43	1892	8	240	1920	H	43	1892
127	16256	80	2304	184320	L	63	8064

Линейная сложность

Результаты компьютерного расчета линейной сложности $LC(b)$ последовательностей b для $p \leq 31$ методом Берлекэмпа-Месси приведены в табл. 5. Буквами Z , H и L здесь обозначены последовательности c , принадлежащие соответственно к семействам Зингера (m -последовательности), Холла и Лежандра. При этом предполагалось, что линейная сложность m -последовательностей и последовательностей Холла равна соответственно n и p [10], а линейная сложность последовательностей Лежандра в зависимости от p может принимать следующие значения: $(p-1)/2$, если $p=8k-1$ и $p-1$, если $p=8k+3$ [11]. Полученные расчетные данные дают основание сделать вывод, что в общем случае линейная сложность последовательности b выражается следующей формулой:

$$LC(b) = (p+1) LC(c), \tag{5}$$

где $LC(c)$ – линейная сложность короткой последовательности c .

Реализация

В зависимости от значений p i -й элемент последовательности b может быть вычислен двумя способами. При небольших p предварительно вычисляется последовательность сдвигов $\{e_k\}$, значения которой записываются в устройство памяти (например, ПЗУ) и затем циклически (с периодом p) используются для формирования адреса $(e_k + j) \bmod p$ элементов ко-

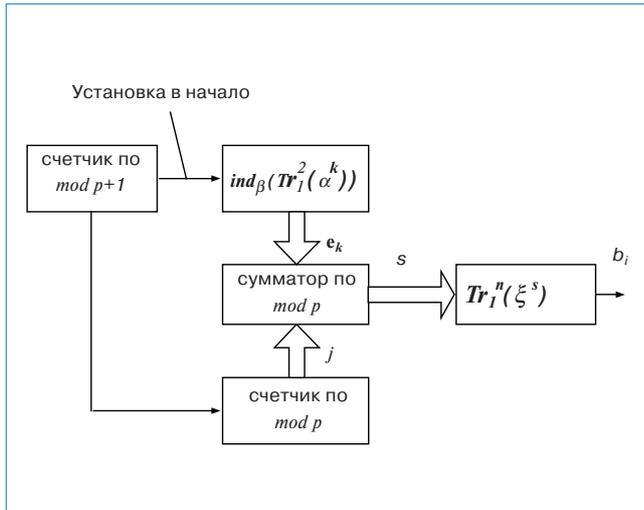


Рис. 1. Блок-схема генератора последовательности с нулевой зоной автокорреляции на основе короткой m -последовательности длины p

роткой последовательности s , также находящейся в памяти. Подобная идея использовалась и для генерации последовательностей Гордона-Милза-Велча [12]. В случае же больших p на каждом такте более целесообразно вычислять текущее значение $e_k = \text{ind}_\beta(\text{Tr}_i^2(\alpha^k))$. В результате объем необходимой памяти, которая теперь в основном расходуется на хранение последовательности s , сокращается в два и более

число раз. Существенное упрощение получается при $p=2^n-1$, когда в качестве последовательности s выбирается m -последовательность. В этом случае формула (2) преобразуется к виду:

$$b_i = \text{Tr}_i^n(\xi^{(\text{ind}_\beta(\text{Tr}_i^2(\alpha^k)) + j) \bmod p}), \quad (6)$$

где ξ – примитивный элемент поля Галуа $\text{GF}(2^n)$. Блок-схема генератора по формуле (6) представлена на рис. 1.

Заключение

Построены новые ансамбли сбалансированных двоичных псевдослучайных последовательностей длины $p \times (p+1)$ со сравнительно широкой регулируемой зоной нулевой автокорреляции и значениями боковых выбросов $0, \pm(p+1)$ за ее пределами. Эти последовательности обладают большой линейной сложностью, которая в некоторых случаях достигает предельно возможного значения, равного длине последовательности. Полученные последовательности могут быть использованы в системах мобильной широкополосной связи для синхронизации, оценки канала и измерения дальности.

Литература

1. L.D. Baumert. Cyclic difference sets. – Berlin, Springer-Verlag, 1971.
2. J.S. No, S. Golomb, G. Gong, H. K. Lee, P. Gaal. Binary pseudorandom sequences of period $2n-1$ with ideal autocorrelation. – IEEE. Trans. Inform. Theory, vol.44, No.2, March, 1998.
3. P. Fan and M. Darnell. Sequence Design for Communications Applications. – Research Studies Press Ltd., London, 1996.
4. Ипатов В.И. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М.: Радио и связь, 1992.
5. A. Pott and S. Bradley. Existence and nonexistence of almost perfect autocorrelation sequences. IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-41, No. 1, pp. 301–304, 1995.
6. H.D. Lùke. Binary Alexis sequences with perfect correlation. – IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, No. 6, June, pp.966–968, 2001.
7. Naoki Suehiro, Naoki Suehiro, Noriyoshi Kuroyanagi, Kenji Takatsukasa. A Binary Sequence Pair with Zero Correlation Zone Derived from Complementary Pairs.-Coding, Communications and Broadcasting, Research Studies Press, ISBN 0-86380-259-1.
8. J-sang Cha. Even-phase ZCD codes for MAI Cancelled DS-CDMA Systems. – ITC-CSCC, July, 2002.
9. Games A.R. Cross-correlation of m -sequences and GMW-sequences with the same primitive polynomial. – Journal Discrete applied mathematics, 12, 1985.
10. Kim J-H and Song H-Y. On the linear complexity of Hall's sextic Residue sequences. – IEEE Transaction on Information Theory, vol. 47, No.5, 2001, pp.2094–2096.
11. Ding C., Hellesteth T. On the linear complexity of Legendre sequences.– IEEE Transaction on Information Theory, vol. 44, No.3, 1998, 1276–1278.
12. А. с. N 674204, кл.Н03 К/84 с приоритетом от 05.07.1977. Генератор псевдослучайных последовательностей двоичных сигналов. // Мешковский К.А., Кренгель Е.И.

УДК 621.513.6

Параллельные регуляризованные RLS-алгоритмы многоканальной адаптивной фильтрации

В.И. Джиган

Адаптивные фильтры являются неотъемлемой частью многих современных радиоэлектронных устройств и систем. Такие фильтры, в зависимости от решаемой задачи и типа обрабатываемых сигналов, могут быть одноканальными или многоканальными, с действительными или

комплексными весовыми коэффициентами. Так, например, эхоподавитель модема проводного канала связи [1] может рассматриваться как два независимых адаптивных фильтра для подавления сигналов ближнего и дальнего эха или как один двухканальный адаптивный фильтр. В зависимости от типа модуляции, используемой в модеме, такой фильтр может иметь действительные или комплексные весовые коэффициенты. Подавитель акустического эха – это одноканальный адаптивный фильтр [2], а подавитель стереоэха – это два двухканальных адаптивных фильтра с одинаковым числом действительных коэффициентов в каналах [3]. Одноканальный выравнитель каналов связи (decision feedback equalizer) можно рассматривать как двухканальный адаптивный фильтр с неодинаковым числом весовых коэффициентов в каналах [4]. Нелинейные (полиномиальные) адаптивные фильтры [5] и адаптивные фильтры с бесконечной импульсной характеристикой [6] могут также рассматриваться как многоканальные с неодинаковым числом весовых коэффициентов в каналах. И наконец, узкополосные адаптивные антенные решетки – это многоканальные адаптивные фильтры с одним комплексным весовым коэффициентом в каждом канале, а широкополосные гидроакустические решетки – многоканальные адаптивные фильтры с одинаковым числом действительных весовых коэффициентов в каналах [7].

Долгие годы на практике применялись лишь простейшие адаптивные фильтры на основе критерия наименьшей среднеквадратической ошибки (least-mean-

Рассматриваются многоканальный RLS- и быстрый RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. С целью улучшения работоспособности в алгоритмах использована динамическая регуляризация обращения корреляционной матрицы входных сигналов адаптивного фильтра. Представленные алгоритмы получены на основе использования леммы об инверсии матрицы, обеспечивающей одновременные (параллельные) вычисления для данных, обусловленных входными сигналами адаптивного фильтра и регуляризацией.

square, LMS) [8]. Алгоритм работы таких фильтров имеет наименьшую вычислительную сложность среди других адаптивных алгоритмов. Однако LMS-алгоритм адаптивной фильтрации обладает рядом недостатков, среди которых: медленная сходимость, неоднозначность в выборе шага сходимости и др. В то же время, адаптивные алгоритмы на основе критерия наименьших квадратов (least squares, LS) [8] имеют самую высокую скорость сходимости, у них нет такого параметра, как шаг сходимости, но для реализации этих алгоритмов требуются значительно большие вычислительные ресурсы по сравнению LMS-алгоритмом.

Благодаря достижениям в области современных быстродействующих микропроцессорных устройств [9], вычислительная сложность уже не является непреодолимым препятствием на пути реализации адаптивных алгоритмов на основе LS-критерия. Поскольку многие приложения адаптивных фильтров являются многоканальными, то разработка эффективных многоканальных алгоритмов адаптивной фильтрации на основе LS-критерия является актуальной задачей. Благодаря структуре корреляционной матрицы многоканального адаптивного фильтра, присутствующей в явном или в неявном виде в алгоритмах на основе LS-критерия и учитывающей взаимосвязь между каналами, многоканальные адаптивные LS-алгоритмы являются более эффективными по сравнению с LMS-алгоритмом, в котором такая взаимосвязь исключена с целью уменьшения вычислительной сложности.

В настоящей работе представлены два алгоритма адаптивной фильтрации: многоканальный RLS- (recursive LS, RLS) и быстрый (вычислительно эффективный) RLS-алгоритмы с неодинаковым числом комплексных весовых коэффициентов в каналах. Возможность использования неодинакового числа весовых коэффициентов в каналах адаптивного фильтра позволяет уменьшить вычислительную сложность алгоритма в случае, если в соответствии с природой решаемой задачи одинаковое число весовых коэффициентов в каналах не требуется. Для обеспечения устойчивости при обработке нестационарных сигналов в представленных алгоритмах использован метод динамической регуляризации обращения корреляционной матрицы [10]. Эффективность применения данного метода в многоканальных RLS-алгоритмах была продемонстрирована в [11].

В отличие от алгоритма [11], для получения которого дважды последовательно применяется лемма об инверсии матрицы [8], в новом алгоритме используется лемма об инверсии матрицы [12]. Это позволяет получить регуляризованные RLS- и быстрый RLS-алгоритмы, обладающие свойством параллелизма. В таких алгоритмах вычисления, обусловленные входными сигналами адаптивного фильтра, и вычисления, обусловленные регуляризацией, не зависят друг от друга, а значит, могут выполняться параллельно. Подобные (двойные) вычисления имеют место при оценке корреляционной матрицы входных сигналов адаптивного фильтра на скользящем окне. Приемы [12] были использованы также в работе [13] для получения многоканальных адаптивных фильтров со скользящим окном, с неодинаковым числом ком-

плексных весовых коэффициентов в каналах и с линейными ограничениями. В настоящей работе рассматриваются алгоритмы адаптивной фильтрации, в которых оценка корреляционной матрицы осуществляется на бесконечном (растущем) окне.

Обобщенная структура многоканального адаптивного фильтра с неодинаковым числом весовых коэффициентов в каналах представлена на рис. 1. Целью многоканальной адаптивной фильтрации по LS-критерию является минимизация на интервале наблюдения энергии сигнала ошибки между сигналом основного входа $d(k)$ и выходным сигналом адаптивного фильтра, т.е. минимизация функционала:

$$E_N(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} [d(i) - \mathbf{h}_N^H(k) \mathbf{x}_N(i)]^2. \quad (1)$$

В уравнении (1),

$\mathbf{h}_N^H(k) = [\mathbf{h}_{N_1}^H(k), \mathbf{h}_{N_2}^H(k), \dots, \mathbf{h}_{N_m}^H(k), \dots, \mathbf{h}_{N_{M-1}}^H(k), \mathbf{h}_{N_M}^H(k)]$ – вектор весовых коэффициентов

M -канального адаптивного фильтра,

$\mathbf{h}_{N_m}^H(k) = [h_m^*(k), h_m^*(k-1), \dots, h_m^*(k-N_m+2), h_m^*(k-N_m+1)]$ – вектор весовых коэффициентов в m -м канале,

$\mathbf{x}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k), \mathbf{x}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_m}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_{M-1}}^T(k), \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T$ – вектор сигналов M -канального адаптивного фильтра,

$\mathbf{x}_{N_m}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-N_m+2), x_m(k-N_m+1)]^T$ – вектор сигналов в m -м канале адаптивного фильтра,

N_m – число весовых коэффициентов в m -м канале адаптивного фильтра,

$N = \sum_{m=1}^M N_m$ – общее число весовых коэффициентов

адаптивного фильтра, T и H – знаки транспонирования и эрмитового сопряжения вектора или матрицы,

$*$ – знак комплексного сопряжения, $\max\{1-0.4/N_m\} \leq \lambda \leq 1$ – параметр, определяющий эффективную память алгоритма, k – номер итерации алгоритма. В работе векторы обозначены жирными строчными, а матрицы – жирными заглавными буквами. Нижние индексы N_m или N в обозначении векторов указывают на число элементов в этих векторах.

Из условия минимума функционала (1) следует решение задачи многоканальной оптимальной винеровской фильтрации (вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра):

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{R}_N^{-1}(k) \mathbf{r}_N(k). \quad (2)$$

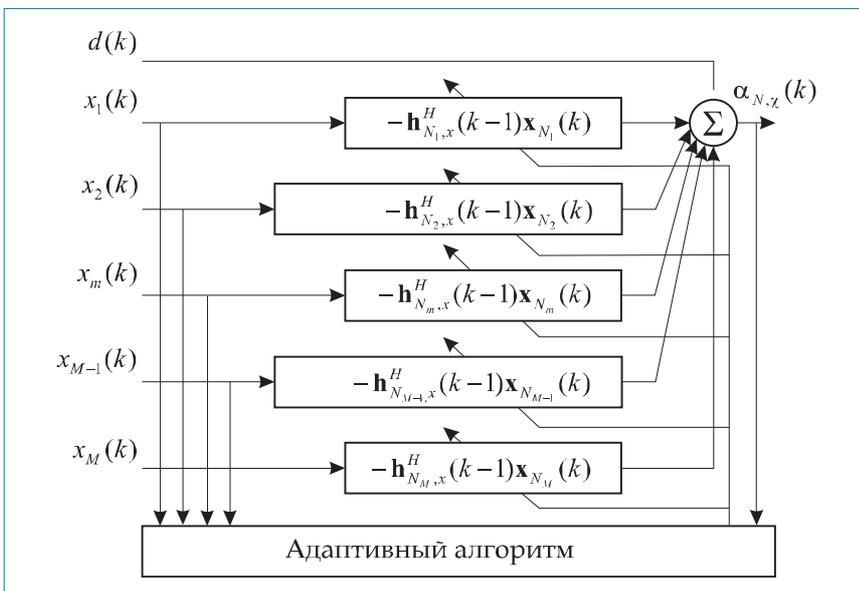


Рис. 1. Многоканальный адаптивный фильтр

В уравнении (2)

$$\mathbf{R}_N(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \boldsymbol{\chi}_N(i) \boldsymbol{\chi}_N^H(i) = \lambda \mathbf{R}_N(k-1) + \boldsymbol{\chi}_N(k) \boldsymbol{\chi}_N^H(k) -$$

корреляционная матрица сигналов многоканального адаптивного фильтра,

$$\mathbf{r}_N(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \boldsymbol{\chi}_N(i) d^*(i) = \lambda \mathbf{r}_N(k-1) + \boldsymbol{\chi}_N(k) d^*(k) -$$

вектор взаимной корреляции $\boldsymbol{\chi}_N(k)$ и $d(k)$. Нижний индекс N в обозначении матриц означает, что рассматривается квадратная матрица с числом элементов $N \times N$.

Корреляционная матрица адаптивного фильтра в ряде случаев, в частности при обработке нестационарных сигналов, может быть плохо обусловленной. В работе [10] для одноканальных адаптивных фильтров с действительными весовыми коэффициентами был предложен метод динамической регуляризации инвертирования этой матрицы. Этот метод может быть использован и в многоканальных филь-

рах. В случае многоканальных адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами регуляризация корреляционной матрицы осуществляется как

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_N(k) &= \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} [\boldsymbol{\chi}_N(i) \boldsymbol{\chi}_N^H(i) + \xi^2 \boldsymbol{\rho}_N(i) \boldsymbol{\rho}_N^T(i)] = \\ &= \lambda \mathbf{R}_N(k-1) + \boldsymbol{\chi}_N(k) \boldsymbol{\chi}_N^H(k) + \xi^2 \boldsymbol{\rho}_N(k) \boldsymbol{\rho}_N^T(k), \end{aligned} \quad (3)$$

где ξ – небольшое число (параметр динамической регуляризации),

$$\boldsymbol{\rho}_N(k) = [\boldsymbol{\rho}_{N_1}^T(k), \boldsymbol{\rho}_{N_2}^T(k), \dots, \boldsymbol{\rho}_{N_m}^T(k), \dots, \boldsymbol{\rho}_{N_{M-1}}^T(k), \boldsymbol{\rho}_{N_M}^T(k)]^T,$$

$$\boldsymbol{\rho}_{N_m}(k) = [p_m(k), p_m(k-1), \dots, p_m(k-N_m+2), p_m(k-N_m+1)]^T,$$

$$p_m(k) = \begin{cases} 0, & \text{если } 1+n_{\text{mod}N_m} \neq 1 \\ 1, & \text{если } 1+n_{\text{mod}N_m} = 1 \end{cases}.$$

Значение параметра динамической регуляризации корреляционной матрицы ξ^2 и значение параметра начальной регуляризации этой матрицы δ^2 выбира-

Таблица 1. Параллельный регуляризованный RLS-алгоритм адаптивной фильтрации

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\boldsymbol{\chi}_N(0) = \mathbf{0}_N, \boldsymbol{\rho}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{R}_N^{-1}(0) = \delta^{-2} \boldsymbol{\Lambda}_N,$	(1.0)
$\boldsymbol{\Lambda}_N = \text{diag}(1, \lambda, \dots, \lambda^{N_1-1}, \dots, 1, \lambda, \dots, \lambda^{N_m-1}, \dots, 1, \lambda, \dots, \lambda^{N_M-1}),$	
$\mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$	
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{t}_{N,p}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \xi \boldsymbol{\rho}_N(k)$	(1.1)
$\mathbf{t}_{N,x}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \boldsymbol{\chi}_N(k)$	(1.2)
$\delta_{pp}(k) = \mathbf{t}_{N,p}^H(k) \xi \boldsymbol{\rho}_N(k)$	(1.3)
$\delta_{xx}(k) = \mathbf{t}_{N,x}^H(k) \boldsymbol{\chi}_N(k)$	(1.4)
$\delta_{px}(k) = \mathbf{t}_{N,p}^H(k) \boldsymbol{\chi}_N(k)$ ИЛИ $\delta_{px}^*(k) = \mathbf{t}_{N,x}^H(k) \xi \boldsymbol{\rho}_N(k)$	(1.5)
$\varphi_{N,p}^{-1}(k) = 1 + \delta_{pp}(k)$	(1.6)
$\varphi_{N,x}^{-1}(k) = 1 + \delta_{xx}(k)$	(1.7)
$\Delta(k) = \varphi_{N,p}^{-1}(k) \varphi_{N,x}^{-1}(k) - \delta_{px}^*(k) \delta_{px}^*(k)$	(1.8)
$\mathbf{g}_{N,p}(k) = [\varphi_{N,x}^{-1}(k) \mathbf{t}_{N,p}(k) - \delta_{px}^*(k) \mathbf{t}_{N,x}(k)] \Delta^{-1}(k)$	(1.9)
$\mathbf{g}_{N,x}(k) = [\varphi_{N,p}^{-1}(k) \mathbf{t}_{N,x}(k) - \delta_{px}(k) \mathbf{t}_{N,p}(k)] \Delta^{-1}(k)$	(1.10)
$\mathbf{R}_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_{N,p}(k) \mathbf{t}_{N,p}^H(k) - \mathbf{g}_{N,x}(k) \mathbf{t}_{N,x}^H(k)$	(1.11)
$\alpha_{N,x}(k) = d(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1) \boldsymbol{\chi}_N(k)$	(1.12)
$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) - \mathbf{g}_{N,p}(k) \xi \boldsymbol{\rho}_N^T(k) \mathbf{h}_N(k-1) + \mathbf{g}_{N,x}(k) \alpha_{N,x}^*(k)$	(1.13)
End for k	

ются из условия $\xi^2, \delta^2 \geq 0.01 \sigma_x^2$, где σ_x^2 – дисперсия входных сигналов адаптивного фильтра.

Для получения параллельного регуляризованного RLS-алгоритма многоканальной адаптивной фильтрации, при инвертировании корреляционной матрицы (3), применяется лемма об инверсии матрицы [12]. Такой алгоритм представлен в табл. 1.

Быстрый параллельный регуляризованный многоканальный RLS-алгоритм получается из алгоритма, представленного в табл. 1, в результате использования приемов [10, 12-14]. Такой алгоритм приведен в табл. 2.

В табл. 2 векторы входных сигналов вспомогательного фильтра $\chi_N^{(m)}$ определяются как $\chi_N^{(0)}(k) = \chi_N(k), \dots$,

Таблица 2. Быстрый параллельный регуляризованный RLS-алгоритм адаптивной фильтрации

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{h}_N^{f(m)}(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{h}_N^{b(m)}(0) = \mathbf{0}_N, E_N^{f(m)}(0) = \delta^2,$ $E_N^{b(m)}(0) = \delta^2 \lambda^{-N_m}, \text{create } \mathbf{T}_{N+1}^{(m)T}, \mathbf{S}_{N+1}^{(m)}, m = 1 : M, \mathbf{t}_{N,p}^{(M)}(1) = \mathbf{0}_N,$ $\mathbf{t}_{N,\chi}^{(M)}(1) = \mathbf{0}_N, \mathbf{g}_{N,p}^{(M)}(1) = \mathbf{0}_N, \mathbf{g}_{N,\chi}^{(M)}(1) = \mathbf{0}_N, \rho_N(0) = \mathbf{0}_N,$ $\chi_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N, \delta_1^{(M)}(1) = 0, \delta_2^{(M)}(1) = 0, \delta_3^{(M)}(1) = 0$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$ For $k = M : -1 : 1$	
$\alpha_{N,p}^{f(m)}(k) = \xi \left[\rho_m(k) - \mathbf{h}_N^{f(m)H}(k-1) \rho_N^{(m)}(k) \right]$	(2.1)
$\alpha_{N,\chi}^{f(m)}(k) = x_m(k) - \mathbf{h}_N^{f(m)H}(k-1) \chi_N^{(m)}(k)$	(2.2)
$\mathbf{t}_{N-1,p}^{(m)}(k) = \mathbf{T}_{N+1}^{(m)T} \left\{ \lambda^{-1} \frac{\alpha_{N,p}^{f(m)}(k)}{E_N^{f(m)}(k-1)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_N^{f(m)}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{N,p}^{(m)}(k) \end{bmatrix} \right\}$	(2.3)
$\mathbf{t}_{N-1,\chi}^{(m)}(k) = \mathbf{T}_{N+1}^{(m)T} \left\{ \lambda^{-1} \frac{\alpha_{N,\chi}^{f(m)}(k)}{E_N^{f(m)}(k-1)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_N^{f(m)}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{N,\chi}^{(m)}(k) \end{bmatrix} \right\}$	(2.4)
$\mathbf{S}_{N+1}^{(m)} \mathbf{t}_{N-1,p}^{(m)}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{N,p}^{(m)}(k) \\ q_{N,p}^{(m)}(k) \end{bmatrix}$	(2.5)
$\mathbf{S}_{N+1}^{(m)} \mathbf{t}_{N-1,\chi}^{(m)}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{N,\chi}^{(m)}(k) \\ q_{N,\chi}^{(m)}(k) \end{bmatrix}$	(2.6)
$\mathbf{t}_{N,p}^{(m-1)}(k) = \mathbf{q}_{N,p}^{(m)}(k) + q_{N,p}^{(m)}(k) \mathbf{h}_N^{b(m)}(k-1)$	(2.7)
$\mathbf{t}_{N,\chi}^{(m-1)}(k) = \mathbf{q}_{N,\chi}^{(m)}(k) + q_{N,\chi}^{(m)}(k) \mathbf{h}_N^{b(m)}(k-1)$	(2.8)
$\delta_{pp}(k) = \mathbf{t}_{N,p}^{(m-1)H}(k) \xi \rho_N^{(m-1)}(k)$	(2.9)
$\delta_{\chi\chi}(k) = \mathbf{t}_{N,\chi}^{(m-1)H}(k) \chi_N^{(m-1)}(k)$	(2.10)
$\delta_{p\chi}(k) = \mathbf{t}_{N,p}^{(m-1)H}(k) \chi_N^{(m-1)}(k) \text{ или } \delta_{p\chi}^*(k) = \mathbf{t}_{N,\chi}^{(m-1)H}(k) \xi \rho_N^{(m-1)}(k)$	(2.11)
$\varphi_{N,p}^{-1}(k) = 1 + \delta_{pp}(k)$	(2.12)
$\varphi_{N,\chi}^{-1}(k) = 1 + \delta_{\chi\chi}(k)$	(2.13)
$\Delta(k) = \varphi_{N,p}^{-1}(k) \varphi_{N,\chi}^{-1}(k) - \delta_{p\chi}(k) \delta_{p\chi}^*(k)$	(2.14)
$\mathbf{h}_N^{f(m)}(k) = \mathbf{h}_N^{f(m)}(k-1) + \mathbf{g}_{N,p}^{(m)}(k) \alpha_{N,p}^{f(m)*}(k) + \mathbf{g}_{N,\chi}^{(m)}(k) \alpha_{N,\chi}^{f(m)*}(k)$	(2.15)

Вычисления

Ссылки

$$\mathbf{g}_{N,p}^{(m-1)}(k) = [\varphi_{N,\chi}^{-1}(k)\mathbf{t}_{N,p}^{(m-1)}(k) - \delta_{p\chi}^*(k)\mathbf{t}_{N,\chi}^{(m-1)}(k)]\Delta^{-1}(k) \quad (2.16)$$

$$\mathbf{g}_{N,\chi}^{(m-1)}(k) = [\varphi_{N,p}^{-1}(k)\mathbf{t}_{N,p}^{(m-1)}(k) - \delta_{p\chi}(k)\mathbf{t}_{N,\chi}^{(m-1)}(k)]\Delta^{-1}(k) \quad (2.17)$$

$$\delta^f(k) = \alpha_{N,p}^{f(m)}(k)\alpha_{N,\chi}^{f(m)*}(k)\delta_3^{(m)}(k) \quad (2.18)$$

$$E_N^{f(m)}(k) = \lambda E_N^{f(m)}(k-1) + \alpha_{N,p}^{f(m)}(k)\alpha_{N,p}^{f(m)*}(k)[1 - \delta_1^{(m)}(k)] + \alpha_{N,\chi}^{f(m)}(k)\alpha_{N,\chi}^{f(m)*}(k)[1 - \delta_2^{(m)}(k)] - [\delta^f(k) + \delta^{f*}(k)] \quad (2.19)$$

$$\delta_1^{(m-1)}(k) = [\varphi_{N,\chi}^{-1}(k)\delta_{pp}^*(k) - \delta_{p\chi}(k)\delta_{p\chi}^*(k)]\Delta^{-1}(k) \quad (2.20)$$

$$\delta_2^{(m-1)}(k) = [\varphi_{N,p}^{-1}(k)\delta_{\chi\chi}^*(k) - \delta_{p\chi}(k)\delta_{p\chi}^*(k)]\Delta^{-1}(k) \quad (2.21)$$

$$\delta_3^{(m-1)}(k) = [\varphi_{N,p}^{-1}(k)\delta_{p\chi}(k) - \delta_{p\chi}(k)\delta_{pp}^*(k)]\Delta^{-1}(k) \quad (2.22)$$

$$\alpha_{N,p}^{b(m)}(k) = \lambda E_N^{b(m)}(k-1)q_{N,p}^{(m)}(k) \quad (2.23)$$

$$\alpha_{N,\chi}^{b(m)}(k) = \lambda E_N^{b(m)}(k-1)q_{N,\chi}^{(m)}(k) \quad (2.24)$$

$$\mathbf{h}_{N,p}^{b(m)}(k) = \mathbf{h}_{N,p}^{b(m)}(k-1) + \mathbf{g}_{N,p}^{(m-1)}(k)\alpha_{N,p}^{b(m)*}(k) + \mathbf{g}_{N,\chi}^{(m-1)}(k)\alpha_{N,\chi}^{b(m)*}(k) \quad (2.25)$$

$$\delta^b(k) = \alpha_{N,p}^{b(m)}(k)\alpha_{N,\chi}^{b(m)*}(k)\delta_3^{(m-1)}(k) \quad (2.26)$$

$$E_N^{b(m)}(k) = \lambda E_N^{b(m)}(k-1) + \alpha_{N,p}^{b(m)}(k)\alpha_{N,p}^{b(m)*}(k)[1 - \delta_1^{(m-1)}(k)] + \alpha_{N,\chi}^{b(m)}(k)\alpha_{N,\chi}^{b(m)*}(k)[1 - \delta_2^{(m-1)}(k)] - [\delta^b(k) + \delta^{b*}(k)] \quad (2.27)$$

End for m

$$\alpha_{N,\chi}(k) = d(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1)\boldsymbol{\chi}_N^{(0)}(k) \quad (2.28)$$

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) - \mathbf{g}_{N,p}^{(0)}(k)\xi_{N,p}^{(0)T}(k)\mathbf{h}_N(k-1) + \mathbf{g}_{N,\chi}^{(0)}(k)\alpha_{N,\chi}^*(k) \quad (2.29)$$

$$\mathbf{t}_{N,p}^{(M)}(k+1) = \mathbf{t}_{N,p}^{(0)}(k), \quad \mathbf{t}_{N,\chi}^{(M)}(k+1) = \mathbf{t}_{N,\chi}^{(0)}(k) \quad (2.30)$$

$$\mathbf{g}_{N,p}^{(M)}(k+1) = \mathbf{g}_{N,p}^{(0)}(k), \quad \mathbf{g}_{N,\chi}^{(M)}(k+1) = \mathbf{g}_{N,\chi}^{(0)}(k)$$

$$\delta_1^{(M)}(k+1) = \delta_1^{(0)}(k), \quad \delta_2^{(M)}(k+1) = \delta_2^{(0)}(k), \quad \delta_3^{(M)}(k+1) = \delta_3^{(0)}(k)$$

End for k

$\boldsymbol{\chi}_N^{(1)}(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k-1), \mathbf{x}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_m}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T, \dots,$
 $\boldsymbol{\chi}_N^{(m)}(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k-1), \mathbf{x}_{N_2}^T(k-1), \dots, \mathbf{x}_{N_m}^T(k-1), \mathbf{x}_{N_{m+1}}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T,$
 $\dots, \boldsymbol{\chi}_N^{(M)}(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k-1), \mathbf{x}_{N_2}^T(k-1), \dots, \mathbf{x}_{N_m}^T(k-1), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k-1)]^T.$
 Векторы $\boldsymbol{\rho}_N^{(m)}(k)$ формируются аналогичным образом. Матрицы $\mathbf{T}_{N+1}^{(m)T}$ и $\mathbf{S}_{N+1}^{(m)}$ в уравнениях (2.3)–(2.6) являются перестановочными [14]. Умножение на эти матрицы не влечет за собой выполнения арифметических операций. Используя конкретные значения N_m , можно заранее вычислить произведения матриц $\mathbf{S}_{N+1}^{(m)}\mathbf{T}_{N+1}^{(m)T}$ и определить правила перестановки элементов интересующих векторов с помощью набора из M -адресных векторов. При использовании этого приема векторы коэффициентов Калмана $\mathbf{g}_{N,p}^{(0)}(k)$ и $\mathbf{g}_{N,\chi}^{(0)}(k)$ многоканального адаптивного фильтра с числом каналов, равным M , и суммарным числом весовых коэффициентов во всех каналах, равным N , определяются с помощью последовательности вычислений для вспомо-

гательного M -канального фильтра с одинаковым числом весовых коэффициентов в каналах, равным N . С помощью векторов Калмана осуществляется вычисление весовых коэффициентов адаптивного фильтра, см. уравнения (1.13) и (2.29).

Оценка вычислительной сложности алгоритма табл. 1 равна $4N^2+8N+M^2+3M$ операций умножения, $3N^2+6N+M^2+3M$ операций сложения и одной операции деления, выполняемых за одну итерацию. При определении вычислительной сложности учитывались только операции сложения и умножения, число которых зависит от N и M . Вычислительная сложность алгоритма табл. 2 равна $M(14N+3M+1)+3N$ операциям умножения, $M(12N+3M+1)+3N$ операциям сложения и двум операциям деления, выполняемым за одну итерацию. Эти операции являются комплексными в фильтрах с комплексными весовыми коэффициентами и действитель-

ными в фильтрах с действительными весовыми коэффициентами. Из табл. 1 и 2 следует, что вычисления, обусловленные сигналами $\mathbf{x}_N(k)$ и $\mathbf{p}_N(k)$, не зависят друг от друга (в отличие от аналогичных вычислений алгоритма [11]). Это значит, что такие вычисления можно выполнять параллельно.

Эффективность разработанного алгоритма иллюстрирует приводимый ниже пример (см. рис. 2). В этом примере рассматривается подавление двух сигналов акустического эха ($M=2$) с помощью разработанного быстрого многоканального RLS-алгоритма и с помощью простейшего многоканального нормализованного LMS (NLMS) алгоритма (с вычислительной сложностью $2N$ арифметических операций)

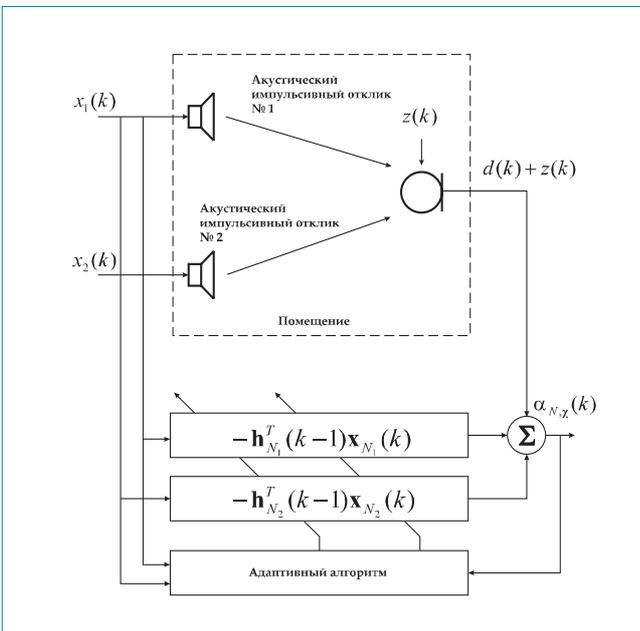


Рис. 2. Двухканальный адаптивный фильтр в режиме подавления эхосигналов

$$\mathbf{h}_{N,\mathbf{x}}(k) = \mathbf{h}_{N,\mathbf{x}}(k-1) + \frac{\mu}{\mathbf{x}_N(k)^H \mathbf{x}_N(k) + \delta^2} \times \mathbf{x}_N(k) [d^*(k) - \mathbf{x}_N^H(k) \mathbf{h}_{N,\mathbf{x}}(k-1)], \quad (4)$$

где $0 < \mu \leq 2$ – шаг сходимости. Эхосигналы моделировались как свертка речевых сигналов с акустическими импульсными откликами длины $N_m^a = 2048$, $m=1,2$. Число весовых коэффициентов в многоканальных фильтрах было одинаковым для обоих алгоритмов и равнялось $N_m = 1024$, $m=1,2$. Ситуация, когда $N_m < N_m^a$, всегда имеет место на практике, поскольку акустические импульсные отклики помещений являются бесконечными, а компенсация эхосигналов осуществляется с помощью адаптивных фильтров с конечным числом весовых коэффициентов из-за ограничений, обусловленных сложностью реализации. Число коэффициентов адаптивного фильтра выбирается исходя из требуемого значения

достижимого подавления эха. В рассматриваемых примерах акустические импульсные отклики моделировались с помощью метода зеркальных отображений [15]. К сигналу $d(k)$ добавлялся микрофонный (белый) шум $z(k)$ с уровнем примерно -30 дБ по отношению к среднему уровню эхосигнала.

Одним из показателей качества функционирования алгоритмов адаптивной фильтрации в задачах подавления эха является отношение энергии эхосигналов к энергии сигналов подавленного эха, измеряемых на каждой итерации алгоритма в пределах некоторого скользящего окна. В случае речевых сигналов длина этого окна обычно выбирается примерно равной 30 мс, что соответствует интервалу времени, на котором речь принято считать стационарной. Данный показатель качества носит название *ERLE* (*echo return loss enhancement*). На рис. 3 показано изменение $ERLE(k)$ в процессе работы рассмотренного быстрого многоканального RLS-алгоритма при $\xi^2 = \delta^2 = 0.01$ и многоканального NLMS-алгоритма (4) при $\mu = 0.1$ и $\delta^2 = 0.01$, а на рис. 4 – при $\mu = 1$. В нижней части этих рисунков также условно показаны входные сигналы адаптивного фильтра $x_1(k)$ и $x_2(k)$. Как и в случае одноканальных алгоритмов, качество функционирования (скорость сходимости, *ERLE*) многоканального NLMS-алгоритма зависит от шага сходимости.

Однако эти показатели для данного алгоритма при любом значении μ всегда ниже, чем те, которые могут быть достигнуты с помощью многоканального RLS-алгоритма в одинаковых условиях функционирования. Аналогичное соотношение между показателями качества многоканальных NLMS- и RLS-алгоритмов наблюдается и в других приложениях адаптивных фильтров: подавление шума, выравнивание каналов связи и др.

Эффективность использования динамической регуляризации корреляционной матрицы адаптивного фильтра с линейными ограничениями была также продемонстрирована в [13, 16] для RLS-алгоритмов со скользящим окном при фильтрации нестационарных сигналов.

Таким образом, в настоящей работе представлены регуляризованные RLS- и быстрый RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации, полученные на основе использования приемов [12], обеспечивающих возможность реализации алгоритмов с помощью параллельных вычислений. Данные алгоритмы являются составной частью прикладной библиотеки [17, 18]. Они могут найти широкое применение при решении различных задач многоканальной адаптивной фильтрации. Соответствующие одноканальные алгоритмы, алгоритмы без регуляризации или алгоритмы с действительными весовыми коэффициентами являются частными случаями алгоритмов, представленных в табл. 1 и табл. 2.

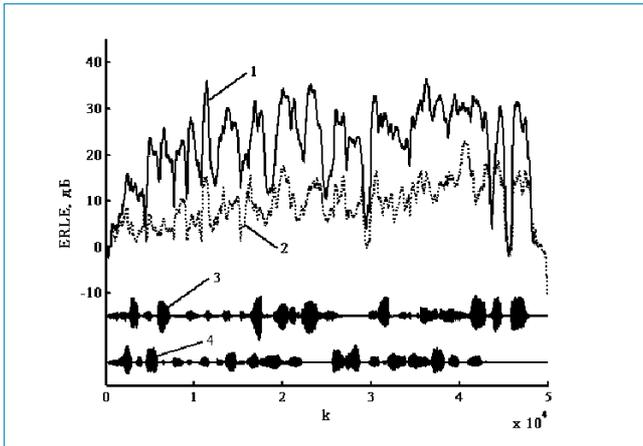


Рис. 3.

ERLE: 1 – быстрый многоканальный RLS-алгоритм;
2 – многоканальный NLMS-алгоритм ($\mu = 0.1$);
3 и 4 – сигналы, излучаемые громкоговорителями

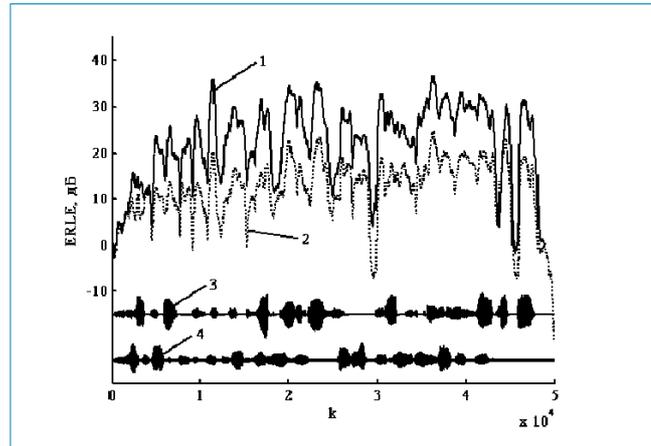


Рис. 4.

ERLE: 1 – быстрый многоканальный RLS-алгоритм;
2 – многоканальный NLMS-алгоритм ($\mu = 1$);
3 и 4 – сигналы, излучаемые громкоговорителями

Литература

1. Verhoeckx N., van den Elzen H., Snijders F., van Gerwen P. Digital echo cancellation for baseband data transmission. // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1979. Vol. 27. №6. P. 768–781.
2. Makino S. Acoustic cancellation. // IEEE Signal Processing Magazine. 1997. Vol. 14. №5. P. 39–41.
3. Sondhi, M.M., Morgan D.R., Hall J.L. Stereophonic acoustic echo cancellation – an overview of the fundamental problem. // IEEE Signal Processing Letters. 1995. Vol. 2. №8. P. 148–151.
4. George D., Bowen R., Storey J. An adaptive decision feedback equalizer. // IEEE Trans. Communications. 1971. Vol. 19. №3. P. 281–293.
5. Mathews V.J. Adaptive polynomial filters. // IEEE Signal Processing Magazine. 1991. Vol. 8. №3. P. 10–26.
6. Regalia P.A. Adaptive IIR filtering in signal processing and control. New York: Marcel Dekker, Inc., 1995. 678 p.
7. Hudson J.E. Adaptive array principles. England, Loughborough: Peter Peregrinus Ltd., 1981. 253 p.
8. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John Wiley and Sons, Inc., 2003. 1125 p.
9. Солохина Т., Петричкович Я., Глушков А. и др. Время кентавров: Микросхемы отечественной серии Мультикор-11хх (МС-11хх) для встраиваемых и мобильных применений. // Chip News: Инженерная микроэлектроника. 2002. №8. С.10-16.
10. Gay S.L. Dynamically regularized fast RLS with application to echo cancellation. // Proc. ICASSP'96. May 1996. P.957–960.
11. Джиган В.И. Быстрый многоканальный RLS-алгоритм с регуляризацией и стабилизацией. // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2004. №1. С. 83–90.

12. Papaodysseus C. A robust, parallelizable, $O(m)$, a posteriori recursive least squares algorithm for efficient adaptive filtering // IEEE Trans. Signal Processing. 1999. Vol. 47. №9. P. 2552-2558.
13. Джиган В.И. Параллельный регуляризованный быстрый RLS алгоритм многоканальной адаптивной фильтрации со скользящим окном и линейными ограничениями // Труды X-й Международной конференции «Радиолокация, навигация, связь (RLNC-2004)» (Воронеж, 13 - 15 апреля 2004 г.). Воронеж, 2004. Т. 1. С. 132-142.
14. Glentis G.A., Kalouptsidis N. Fast adaptive algorithms for multichannel filtering and system identification // IEEE Trans. Signal Processing. 1992. Vol. 40. №10. P. 2433 –2458.
15. Allen J. B., Berkley D.A. Image method for efficiently simulating small-room acoustics // The Journal Acoustic Society of America. 1979. Vol. 65. №4. P. 943-950.
16. Джиган В.И. Семейство RLS и быстрых RLS алгоритмов со скользящим окном для многоканальной адаптивной фильтрации с линейными ограничениями // Доклады 6-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2004)» (Москва, 31 марта - 2 апреля 2004 г.). - Москва, 2004. - Т. 1. - С. 83-88.
17. Джиган В.И. Библиотека алгоритмов адаптивной фильтрации // Доклады 6-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2004)" (Москва, 31 марта - 2 апреля 2004 г.). - Москва, 2004. - Т. 1. - С. 89-94.
18. Джиган В.И. Разработка алгоритмов адаптивной фильтрации с применением среды "MATLAB" // Труды II-й Всероссийской научной конференции "Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB" (Москва, 25 - 26 мая 2004 г.). - Москва, 2004. - С. 1689-1696.



УДК 621.372.54

Синтез цифровых фильтров для высокоскоростных систем на кристалле

А. Т. Мингазин

Введение

Цифровые фильтры являются основными устройствами многих систем цифровой обработки сигналов (ЦОС). Проектирование фильтров для систем, реализуемых на заказных или полузаказных СБИС, связано с решением задачи получения требуемых характеристик при минимальном количестве логических элементов на кристалле. Неудачное решение этой задачи приводит к бессмысленной трате площади кристалла, к неоправданному увеличению потребляемой мощности, снижению быстродействия, повышению стоимости, что препятствует желанию разработчиков размещать свои системы на одном или малом числе кристаллов.

Сложность цифровых фильтров, содержащих умножители, сумматоры, регистры и другие вспомогательные устройства, определяется главным образом умножителями. Как правило, высокоскоростные специализированные системы ЦОС оперируют с фиксированной, а не с плавающей точкой. Максимальная частота дискретизации достигается применением параллельной обработки без мультиплексирования. Сложность и быстродействие самих умножителей определяются разрядностями коэффициентов и внутренних переменных в фильтре. Поэтому эти разрядности необходимо выбирать минимальными и в то же время достаточными для удовлетворения заданных требований к фильтру.

В практике построения различных систем ЦОС нашли широкое применение цифровые фильтры с постоянными коэффициентами. Для таких фильтров крайне неэффективно применять полные умножители, особенно при большом их количестве и высокой разрядности. Полные умножители можно устранить, представив каждый коэффициент в каноническом

Рассматриваются методы проектирования цифровых фильтров без умножителей. Иллюстрируется эффективность применения метода вариации исходных параметров (ВИП) для реализации высокоскоростных специализированных систем ЦОС на кристалле. Представлен ряд структур цифровых фильтров, полученных этим методом. Проведен анализ их сложности и скоростных свойств.

знако-разрядном коде (КЗРК), содержащем минимальное число ненулевых бит (1 или -1). Умножение на такой коэффициент заменяется операциями сдвиг/суммирование. Параллельный сдвиг не требует никаких аппаратных и временных затрат и выполняется простым рассогласованием разрядных шин. Инверсию знака легко учесть при суммировании. Дополнительное сокращение числа сумматоров, заменяющих умножитель, можно получить, если в знако-разрядном представлении коэффициента удастся выделить общие подвыражения. Этот прием особенно эффективен для структур фильтров, содержащих умножители с общим входом (блок умножения) или с объединенными выходами (векторный умножитель). В этом случае упрощение структуры достигается за счет использования общих цепей сдвиг/суммирование для разных умножителей. Цифровые фильтры, в которых умножения на коэффициенты заменены операциями сдвиг/суммирование, называют фильтрами без умножителей. Такие фильтры содержат лишь параллельные сумматоры и регистры, выполняющие функцию задержки.

Поскольку требованиям к фильтру могут удовлетворять многие решения, то возникает задача поиска решения с минимальным общим числом сумматоров, заменяющих умножители. Для оценки сложности всего фильтра в это число включают сумматоры структуры фильтра, а иногда и регистры, пересчитанные в эквивалентное количество сумматоров. Часто решают задачу с ограничением на количество сумми-

рований в представлении каждого коэффициента. В этом случае общее число сумматоров может оказаться больше минимально необходимого, но полученная структура может быть более скоростной.

Найти глобально оптимальное решение этих задач (задач целочисленного программирования) для произвольных требований и любой структуры фильтра на сегодняшний день не представляется возможным. Алгоритмы, приводящие к глобальному решению (алгоритм полного перебора или целочисленное линейное программирование), могут потребовать чрезмерно больших временных затрат даже с применением высокопроизводительных компьютеров. Однако существующие и вновь разрабатываемые алгоритмы, учитывающие специфику задач синтеза цифровых фильтров, приводят к значительному улучшению решения за приемлемое время.

Вопреки, а скорее, благодаря грандиозным успехам в технологии интегральных схем интерес к синтезу и реализации цифровых фильтров без умножителей не ослабел, а наоборот, возрос. Это связано со стремлением разработчиков интегрировать в один кристалл существующие или вновь создаваемые высокоскоростные системы ЦОС. В последние годы появилось достаточно много публикаций, посвященных проектированию цифровых фильтров без умножителей. Как правило, требования к характеристикам определяют в частотной области для заданной структуры фильтра. Вопросы проектирования КИХ-фильтров отражены в [1-15], а БИХ-фильтров – в [8, 13, 16-25]. Для КИХ-фильтров чаще используют прямые формы. Работы [7-10] посвящены синтезу банков фильтров на основе КИХ-структур. В [7, 11, 12] рассмотрены специальные КИХ-структуры с дробной задержкой. Каскадным БИХ-фильтрам уделено внимание в [20], а фильтрам на основе фазовых цепей – в [16-19, 21-25]. Фазовая цепь обычно строится на базе каскада волновых фазовых звеньев не выше 2-го порядка. Синтез БИХ-фильтров с приближенно линейной ФЧХ рассмотрен в [16, 17], банков БИХ-фильтров – в [8, 19], а синтез КИХ и БИХ-фильтров на основе предфильтра и корректора – в [13]. Проблеме сокращения числа сумматоров, заменяющих умножители путем выделения общих подвыражений в знако-разрядном представлении коэффициентов, посвящены статьи [7, 14, 15, 20].

Почти во всех публикациях для синтеза цифровых фильтров без умножителей использована вариация коэффициентов (ВК) на дискретном множестве значений. Синтез специальных фильтров с предварительным выбором исходных параметров и с последующей ВК применен в [17-19]. Синтезу фильтров с

помощью вариации исходных параметров (ВИП) посвящены работы [3, 20-22]. На ряде примеров из разных публикаций были показаны хорошие потенциальные возможности метода ВИП, основным преимуществом которого в сравнении с методом ВК является малое число варьируемых параметров, не зависящее от порядка фильтра и его структуры.

Цель данной статьи двойная – иллюстрация эффективности метода ВИП и привлечение внимания разработчиков высокоскоростных специализированных систем ЦОС к решению проблемы проектирования цифровых фильтров без умножителей. После краткого описания идеи метода ВИП представлен ряд различных структур цифровых фильтров, полученных этим методом, и проведен анализ их сложности и скоростных свойств.

Метод вариации исходных параметров

В инженерной практике распространен следующий простой подход к проектированию цифровых фильтров с квантованными коэффициентами, и в частности фильтров без умножителей: сначала для выбранных метода аппроксимации АЧХ и структуры рассчитывается фильтр с непрерывными коэффициентами, затем коэффициенты квантуются (округляются), начиная с некоторого достаточно грубого шага квантования, равного степени числа 2, с последующим его уменьшением до тех пор, пока АЧХ фильтра не будет удовлетворять заданному плану допусков. Далее коэффициенты можно представить в КЗРК и получить соответствующую структуру без умножителей.

В этой методике имеется неопределенность в выборе исходных параметров, по которым выполняется расчет фильтра с непрерывными (неквантованными) коэффициентами. Действительно, существует некая допустимая область исходных параметров, и трудно отдать предпочтение бесконечному числу точек в этой области, приводящих к такому же числу допустимых АЧХ. Под методом простого округления (ПО) понимают описанный подход, когда исходные параметры задаются так, чтобы взвешенная максимальная ошибка аппроксимации АЧХ была минимальной. Как известно, метод ПО очень часто дает неоптимальные результаты.

Имеются три возможности улучшить решения, получаемые методом ПО. Это использование методов ВК, ВИП или их сочетания. Для каждого из методов могут быть предложены различные алгоритмы. Метод ВИП изучен в меньшей степени. Ниже этот метод и его особенности изложены в конспективной форме.



Область допустимых исходных параметров.

Для синтеза фильтров необходимо задать исходные параметры. Соответствующий порядок передаточной функции обычно выбирается так, что требования к характеристике фильтра удовлетворяются с запасом. При этом существует некоторая область допустимых исходных параметров S . Расчет фильтра для любой точки в S приводит к приемлемой (допустимой) характеристике.

Коэффициенты фильтра как функции исходных параметров. Искомые коэффициенты фильтра являются некоторыми функциями исходных параметров. Вид функций зависит от метода аппроксимации требуемой характеристики. Квантование коэффициентов делает эти функции дискретными. В области исходных параметров они образуют сложные пересечения.

Замена переменных. Квантование коэффициентов, рассчитанных для точки в S , может привести к неудовлетворительной характеристике фильтра. Однако применение ВК может исправить эту ситуацию. Вместо ВК можно использовать ВИП. Такая замена переменных приводит к поиску точки в S , для которой после расчета и квантования коэффициентов характеристика будет наилучшей или допустимой.

Уменьшение размерности. Размерность вектора коэффициентов зависит от порядка фильтра и его структуры, а вектора исходных параметров – от типа фильтра и вида аппроксимации и не зависит от порядка фильтра и структуры. Например, для ФНЧ Золотарева-Кауэра (эллиптические фильтры) размерность вектора параметров равна всего трем.

Структура области S . В общем случае структура S имеет сложный дискретный характер. Каждому значению вектора квантованных коэффициентов соответствует определенная подобласть в S . Число подобластей ограничено и уменьшается с увеличением шага квантования q . Необходимо обнаружить подобласть, для которой характеристика фильтра будет приемлемой.

Утрата размера и равномерности шага вариации. Обычно коэффициенты квантуются с равномерным шагом q , равным степени числа 2. Поэтому очень легко варьировать значениями квантованных коэффициентов. Упомянутые подобласти в S имеют разные размеры и формы. Поэтому перебрать их без пропусков и повторов оценок качества характеристики затруднительно. Замена ВК на ВИП приводит к утрате размера и равномерности шага вариации.

Определение и коррекция размера шага. На конечном интервале изменения того или иного исходного параметра имеется ограниченное число

отрезков разной длины, каждому из них соответствует свой вектор квантованных коэффициентов. Векторы для соседних отрезков отличаются на величину q . Этот факт позволяет в процессе поиска решения определять и корректировать текущий размер шага вариации, чтобы на каждом отрезке делать лишь одну оценку качества характеристики фильтра.

Хорошие начальные точки. Начальные точки в области S можно выбрать так, что в соответствующих им векторах коэффициентов часть компонентов окажется квантованной с шагом q_{max} без преднамеренного их квантования. При $q=q_{max}$ в S имеется хотя бы одна из упомянутых точек, а при $q>q_{max}$ они отсутствуют. Выбор точек желательно выполнить так, чтобы эти квантованные компоненты были из числа доминирующих, т.е. наиболее сильно влияющих на характеристику фильтра. Для определения начальных точек можно использовать метод ветвей и границ.

Цифровые фильтры Чебышева, Золотарева-Кауэра и др., строго говоря, нельзя называть таковыми после квантования их коэффициентов. Метод получения хороших начальных точек приводит к интересным результатам. Так, существуют простейшие ФНЧ и ФВЧ с квантованными коэффициентами, а именно фильтры Чебышева и Золотарева-Кауэра второго порядка, а также фильтры Золотарева-Кауэра третьего порядка (в том числе полуполосные), реализованные как параллельное соединение двух фазовых звеньев. Для этих простейших фильтров метод приводит к решениям с глобально минимальной длиной слова коэффициентов или с глобально минимальным числом сумматоров в реализациях без умножителей. Имеется в виду глобальность в пределах выбранной аппроксимации.

Метод получения начальных точек часто дает допустимые решения без дополнительной ВИП. Шаг q_{max} является хорошей верхней границей для q . Допустимые решения с квантованными коэффициентами можно получить и для начальных точек вне области S , но вблизи ее границ.

Стратегия поиска решений. Одна из возможных стратегий поиска решений с помощью ВИП заключается в следующем. Изменяется один из исходных параметров в окрестности текущей начальной точки. Поиск (с учетом упомянутой коррекции шага) ведется на отрезке, ограниченном зоной постоянства доминирующих коэффициентов. Значение параметра, приводящего к лучшей характеристике фильтра, фиксируется. Изменяется другой параметр и т.д., пока не будет найдено допустимое решение или не будут исчерпаны все параметры. В последнем случае шаг

квантования уменьшается и все повторяется. На качество решения и время его поиска влияют очередности перечисления начальных точек и варьируемых параметров. Для синтеза фильтров без умножителей определяются все допустимые решения при q_0 и $q_0/2$ с целью выбора из них варианта с минимальным общим числом сумматоров. Здесь q_0 – значение q , для которого найдено первое допустимое решение.

Примеры синтеза цифровых фильтров без умножителей

В методе ВИП коэффициенты не могут произвольно изменяться, т.к. связаны функциональными зависимостями с исходными параметрами, и может показаться, что этот метод даст заведомо худшие результаты синтеза в сравнении с методом ВК. Однако это не подтверждается на практике. С помощью ВИП получены превосходные результаты при решении задач синтеза БИХ- и КИХ-фильтров без умножителей. В частности, это подтверждают примеры синтеза пяти фильтров на основе фазовых цепей из недавно опубликованной работы [25], где использован метод ВК, в котором определяются и перебираются все допустимые дискретные значения коэффициентов. Для четырех фильтров метод ВИП приводит к аналогичному числу сумматоров, заменяющих умножители, а для одного фильтра – к 12 сумматорам вместо 11. При этом решение соответствует начальной точке. Для данного фильтра число возможных комбинаций дискретных значений коэффициентов примерно равно $114 \cdot 10^6$ [25].

Ниже представлены некоторые примеры синтеза с помощью ВИП различных цифровых фильтров без умножителей, таких, как ФНЧ, ФВЧ, полосовые и режекторные фильтры (ПФ и РФ). Приводимые граничные частоты нормированы относительно частоты дискретизации.

Пример 1. Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания $\leq 0,174$ дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания ≥ 60 дБ;
- граничные частоты полос: 0,166667 и 0,188056.

Синтез каскадного БИХ-фильтра 10-го порядка был выполнен в [20]. В данном и следующем примерах задача получения минимального общего числа сумматоров в блоках умножения и задача уменьшения отношения (шум округления)/сигнал решены совместно с учетом масштабирования, полюсно-нулевого объединения и упорядочения звеньев. Соответствующая структура представлена на *рис. 1а*. Каждое звено 2-го по-

рядка выполнено по обращенной прямой форме (*рис. 1б*). Жирный отрезок и указанное рядом число, равное степени 2, означают, что в данной точке необходим сдвиг данных в соответствии с этим числом и инверсия знака, если это число отрицательное. Коэффициенты B_{0i} , $i=0,1,\dots,5$, равны степени числа 2, и поэтому в каждом звене выполняются только три умножения на коэффициенты $-A_{1i}$, $-A_{2i}$, $-B_{1i}$, $i=1,2,\dots,5$.

Согласно *рис. 1б*, для замены блока умножения в каждом звене требуется не более трех сумматоров и, таким образом, вместо 15 умножителей используется всего 12 сумматоров. Весь фильтр содержит 32 сумматора и 24 элемента задержки. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для замены всех умножителей потребуется 41 сумматор, а весь фильтр будет содержать 61 сумматор.

Максимальный коэффициент передачи равен 0,694. Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе структуры *рис. 1а* равно (17,7-6b) дБ. Здесь b – число бит (включая знак), сохраняемое после единственного округления во входном сумматоре каждого звена.

Самая длинная цепь вычислений (между элементами задержки) в фильтре без умножителей состоит из 3-х сумматоров. В то же время в соответствующем фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и сумматор при условии, что B_{0i} , $i=0,1,\dots,5$, равны степени числа 2.

Пример 2. Требования к АЧХ ПФ:

- неравномерность в полосе пропускания $\leq 0,521$ дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания ≥ 40 дБ;
- граничные частоты полос: 0,191667; 0,205556; 0,233333 и 0,247222.

Синтез каскадного БИХ-фильтра 8-го порядка был выполнен в [20]. Форма звеньев и представление коэффициентов B_{0i} – как в примере 1. Для данного фильтра $B_{00}=1/16$ (см. *рис. 1а*). На *рис. 2* показаны блоки умножения для каждого звена этого фильтра. Для замены блока из 3-х умножителей в каждом звене требуется не более трех сумматоров. Таким образом, вместо 12 умножителей используется всего 9 сумматоров. Весь фильтр состоит из 24 сумматоров и 19 элементов задержки. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для замены всех умножителей потребуется 32 сумматора и весь фильтр будет содержать 47 сумматоров.

Максимальный коэффициент передачи равен 0,942. Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (18-6b) дБ. Самая длинная цепь вычислений состоит из 2-х сумматоров.

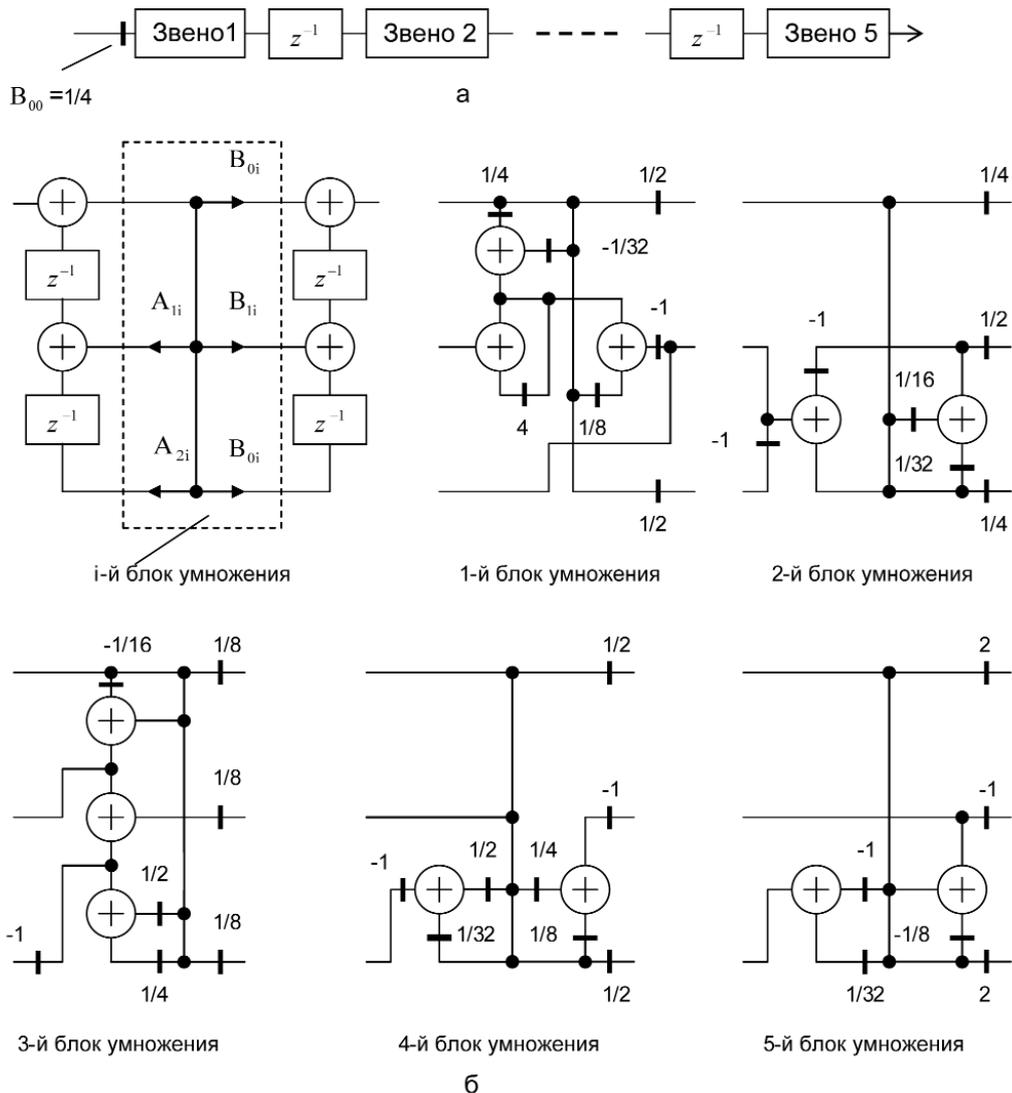


Рис. 1. Каскадный ФНЧ 10-го порядка (а). Структура звена 2-го порядка и реализация блоков умножения на сумматорах для каждого звена (б)

Пример 3. Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания $\leq 0,5$ дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания ≥ 25 дБ;
- граничные частоты полос: 0,15 и 0,3.

Синтез БИХ-фильтра Золотарева-Кауэра 3-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей был выполнен в [21]. Соответствующая структура показана на рис. 3а. В данном случае фазовые цепи представляют собой звенья 1-го и 2-го порядка прямой формы. Для замены 3-х умножителей в фильтре сумматоры не требуются, т.к. найденные коэффициенты фильтра равны степени числа 2. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для такой замены потребуется 2 сумматора.

Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (-3,7-6b) дБ в предположении, что округление до b бит в каждом звене выполняется после последнего этапа суммирования.

На рис. 3б для сравнения дана каскадная структура этого фильтра. Форма звеньев прямая. В этой структуре имеются 6 вместо 7 сумматоров, как на рис. 3а. Для замены 4-х умножителей сумматоры также не нужны. Если для синтеза фильтра использовать метод ПО, то для такой замены потребуется 5 сумматоров.

Для синусоидального сигнала отношение (шум округления)/сигнал на выходе фильтра равно (2-6b) дБ, что на 5,7 дБ больше, чем для структуры на рис. 3а.

Максимальный коэффициент передачи для структур на рис. 3а, б равен 1. Самая длинная цепь вычислений в каждом из фильтров состоит из 3-х сумматоров. В со-

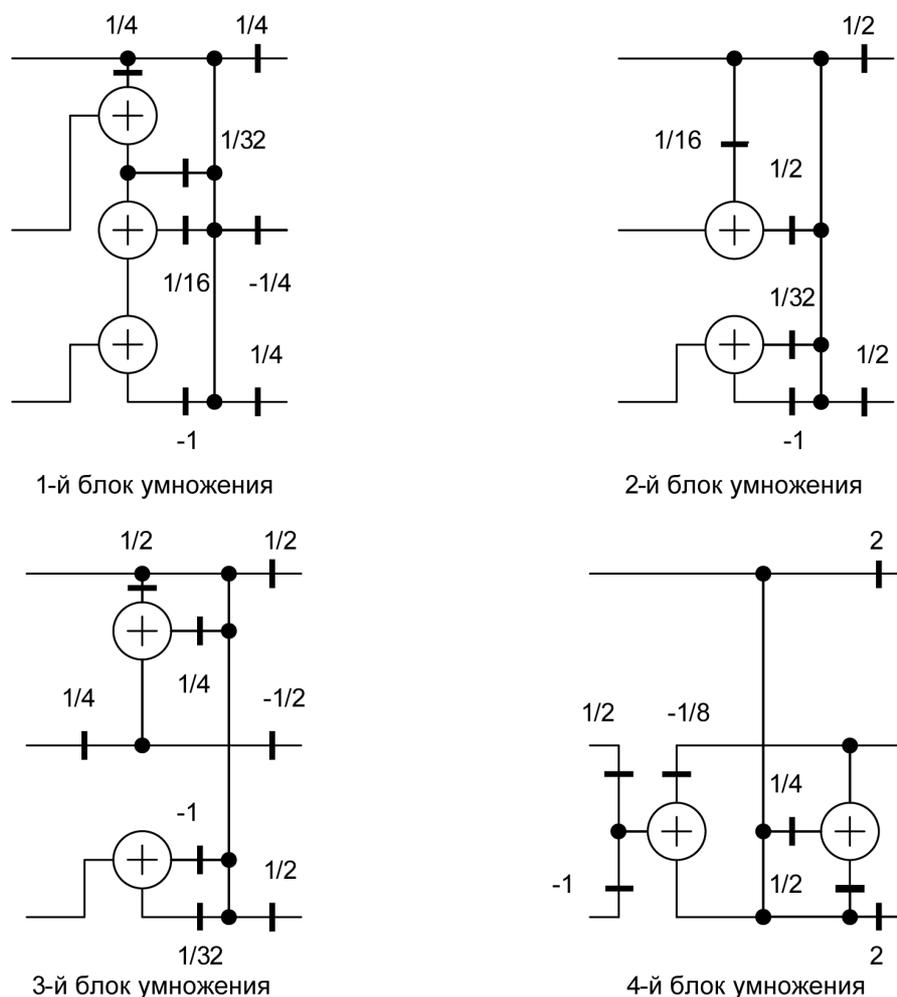


Рис. 2. Реализация блоков умножения на сумматорах для звеньев каскадного полосового фильтра 8-го порядка

ответствующих фильтрах на умножителях эта цепь содержит умножитель и 3 сумматора.

Пример 4. Требования к АЧХ полуполосного фильтра:

- минимальное ослабление в полосе задерживания ≥ 46 дБ;
- граничная частота полосы задерживания: 0,28.

Этим данным удовлетворяет полуполосный БИХ-фильтр 9-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей, синтезированный в [21]. На рис. 4 представлена структура двухполосного блока синтеза с коэффициентом интерполяции 2 на базе этого фильтра. Каждая фазовая цепь реализована каскадным соединением звеньев прямой формы.

Для замены 4-х умножителей в фильтре требуется 5 сумматоров. Если для синтеза фильтра использо-

вать метод ПО, то для такой замены потребуется 8 сумматоров.

Самая длинная цепь вычислений состоит из 5-ти сумматоров. В фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и 3 сумматора.

Пример 5. Требования к АЧХ ФНЧ:

- неравномерность в полосе пропускания от 0 до $0,075 \leq 0,4$ дБ;
- неравномерность в полосе пропускания от 0,075 до $0,09375 \leq 0,7$ дБ;
- неравномерность в полосе пропускания от 0,09375 до $0,10625 \leq 1,1$ дБ;
- минимальное ослабление в полосе задерживания от 0,14375 до $0,5 \geq 30,2$ дБ.

Синтез 38 отводного КИХ-фильтра с минимальным общим числом сумматоров был выполнен в [3]. Соответ-

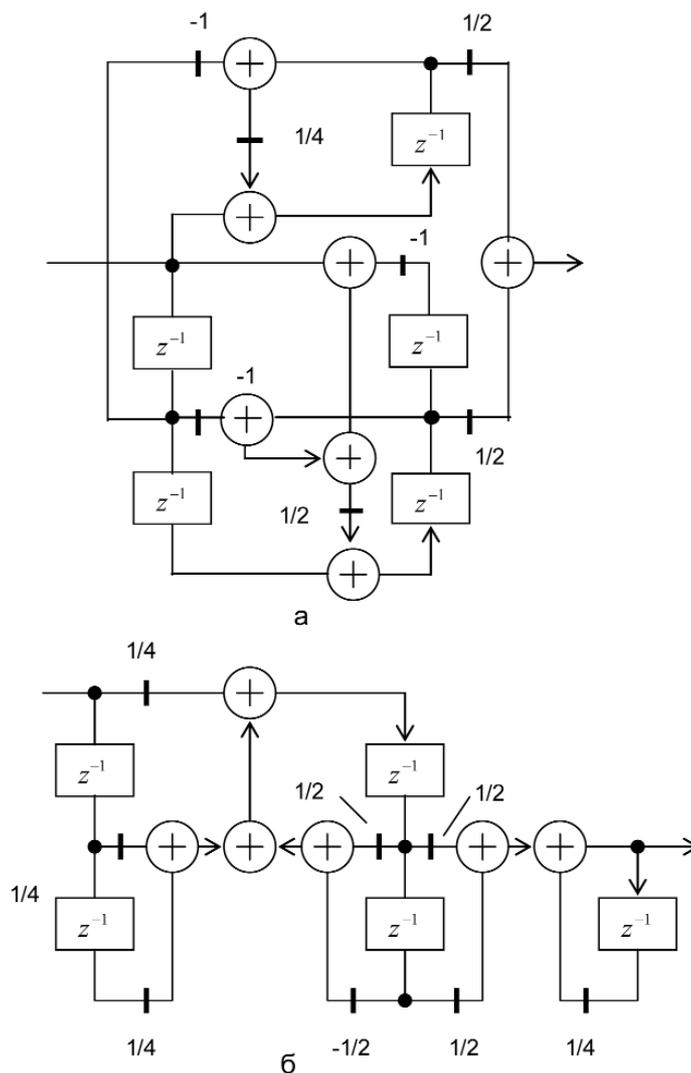


Рис. 3. ФНЧ Золотарева-Кауэра 3-го порядка на основе параллельного соединения двух фазовых цепей 1-го и 2-го порядка прямой формы (а), на основе каскадного соединения звеньев 1-го и 2-го порядка прямой формы (б)

ствующая структура (обращенная форма) показана на рис. 5. Как видим, для замены 19-ти умножителей в фильтре требуется всего 3 сумматора. Узлы внизу, на рис. 5б, соответствуют выходам умножителей на рис. 5а. Так, например, узел с цифрами 0, 1, 10 соответствует выходам умножителей на коэффициенты h_0, h_1, h_{10} . Значение $h_2 = 0$, и поэтому в блоке умножения нет узла с цифрой 2.

Максимальный коэффициент передачи равен 5,37. Самая длинная цепь вычислений состоит из 3-х сумматоров. В фильтре на умножителях эта цепь содержит умножитель и сумматор.

Пример 6. Требования к симметричным дополняющим по мощности характеристикам ФНЧ/ФВЧ и РФ/ПФ:

- минимальное ослабление АЧХ в полосе задерживания ≥ 20 дБ;

- граничные частоты для ФНЧ/ФВЧ: 0,185; 0,315;
- граничные частоты для РФ/ПФ: 0,0925; 0,1575; 0,3425; 0,4075.

Для получения всех 4-х типов фильтров достаточно синтезировать ФНЧ. Требованиям удовлетворяет полуполосный ФНЧ Золотарева-Кауэра 3-го порядка из каталога в [22]. Это фильтр № 5, передаточная функция которого описывается только одним коэффициентом, равным 0,5. Структура пары симметричных дополняющих фильтров на основе волнового фазового звена k -го порядка представлена на рис. 6. При $k=2$ выходы соответствуют ФНЧ и ФВЧ, а при $k=4$ – РФ и ПФ. Порядок РФ (ПФ) равен 6.

Самая длинная цепь вычислений в фильтре состоит из 3-х сумматоров. В эквивалентном фильтре на 4-х умножителях эта цепь содержит умножитель и 2 сумматора.

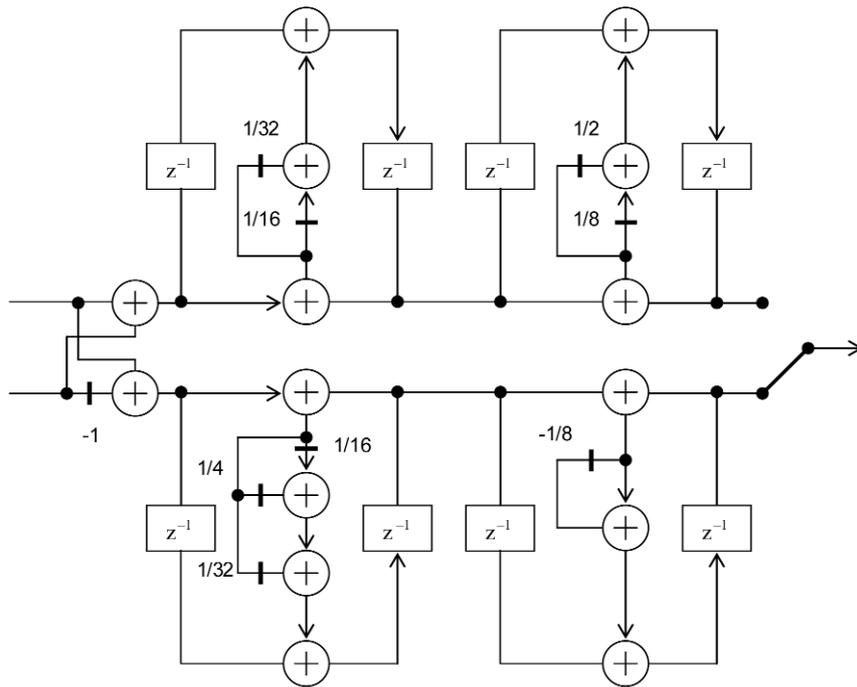
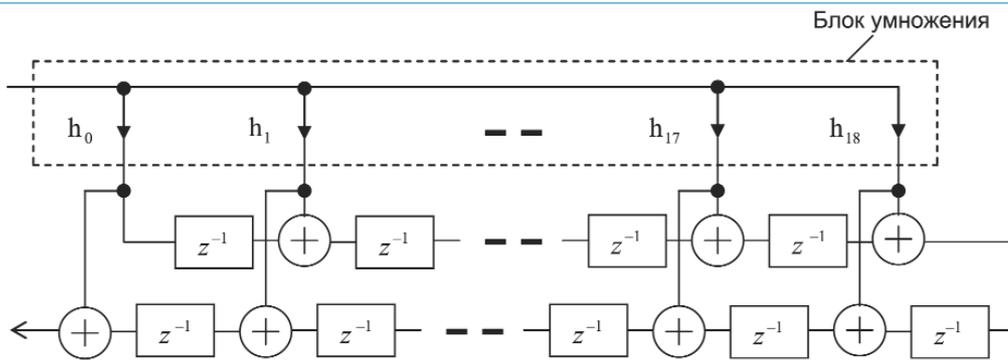
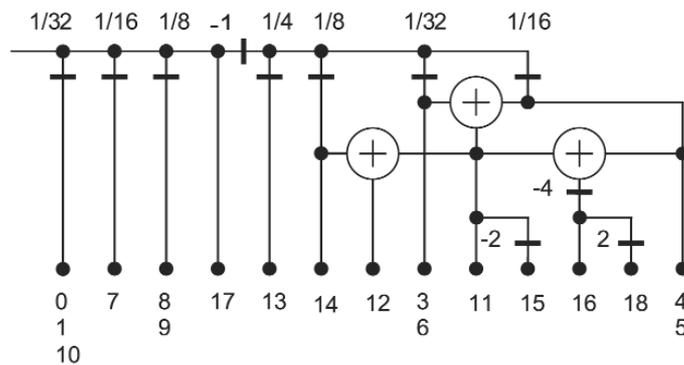


Рис. 4. Структура двухполосного блока синтеза на базе полуполосного фильтра 9-го порядка



а



б

Рис. 5. Структура ФНЧ (а) и реализация его блока умножения на сумматорах (б)

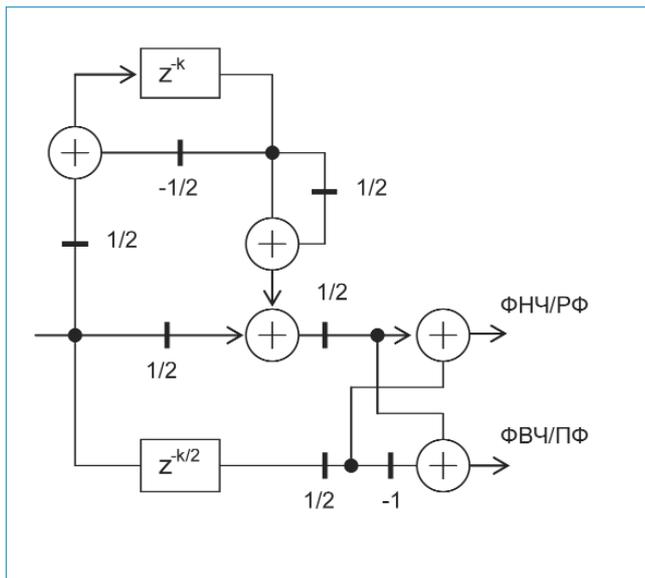


Рис. 6. Структура пары симметричных дополняющих фильтров Золотарева-Кауэра; при $k=2$ выходы соответствуют ФНЧ и ФВЧ (каждый 3-го порядка), а при $k=4$ – РФ и ПФ (каждый 6-го порядка)

Заключение

Интерес к синтезу цифровых фильтров без умножителей подтверждается многими публикациями за последние годы и вызван стремлением разработчиков интегрировать в кристалл существующие или вновь создаваемые высокоскоростные системы ЦОС. Известные алгоритмы синтеза, применимые к заданной структуре фильтра, базируются на методах вариации коэффициентов и исходных параметров или их сочетании. По мере ужесточения требований к характеристикам фильтров растет число их коэффициентов, что может оказаться препятствием для применения метода вариации коэффициентов. От этого недостатка свободен метод вариации исходных параметров, который дает хорошие результаты, что было продемонстрировано в данной статье на ряде примеров синтеза различных по сложности цифровых фильтров. Поскольку глобальность полученных решений не гарантирована, то можно попытаться их улучшить применением других алгоритмов и/или других известных или новых структур фильтров.

Синтез цифровых фильтров без умножителей при неизвестной исходной структуре или, иначе говоря, проблема комбинирования элементов задержки, сдвига, инверсии и суммирования с целью получения желаемых характеристик цифровых фильтров при минимальной сложности реализации на кристалле, остается чрезвычайно трудной задачей.

Литература

1. Chen C.-L., Willson A.N. A trellis search algorithm for design of FIR filters with signed-powers-of-two coefficients. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. № 1. P. 29–39.
2. Lim Y.C., Yang R., Li D., Song J. Signed power-of-two term allocation scheme for the design of digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. № 5. P. 577–584.
3. Мингазин А.Т. Вариация исходных параметров в задачах синтеза цифровых КИХ-фильтров с конечной длиной слова коэффициентов. // III Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 2000. Т. 1. Ноябрь–Декабрь. С. 162–166.
4. Yi-Kaakinen J., Saramaki T. A systematic algorithm for the design multiplierless FIR filters. // ISCAS. 2001. Vol. II. May. P. 185–188.
5. Fox T.W., Turner L.E. The design of peak-constrained least squares FIR filters with low-complexity finite-precision coefficients. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2002. Vol. 49. № 2. P. 151–154.
6. Li D., Lim Y.C., Lian Y. A polynomial-time algorithm for designing FIR filters with power-of-two coefficients. // IEEE Trans. Signal Proc. 2002. Vol. 50. № 8. P. 1935–1941.
7. Dempster A.G., Murphy N.P. Efficient interpolators and filter banks using multiplier blocks. // IEEE Trans. Signal Proc. 2000. Vol. 48. № 1. P. 257–261.
8. Pun C.K.S., Chan S.C., Ho K.L. Efficient design of a class of multiplier-less perfect reconstruction two-channel filter banks and wavelets with prescribed output accuracy. // In proc. 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing. 2001. Aug. P. 599–602.
9. Lim Y.C., Yu Y. J. A width-recursive depth-first tree search approach for the design of discrete coefficient perfect reconstruction lattice filter bank. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2003. Vol. 50. № 6. P. 257–266.
10. Yi-Kaakinen J., Saramaki T., Bregovic R. An algorithm for the design of multiplierless two-channel perfect reconstruction orthogonal lattice filter bank. // ISCCSP. 2004. Mar. P. 415–418.
11. Pun C.K.S., Wu Y.C., Chan S.C., Ho K.L. An efficient design of fractional-delay digital FIR filters using the Farrow structure. // In proc. 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing. 2001. Aug. P. 595–598.
12. Yi-Kaakinen J., Saramaki T. Multiplier-free polynomial-based FIR filters with an adjustable fractional delay. // ICECS. 2002. Sept. Vol. III. P. 1167–1170.

13. Oh H. J., Lee Y.H. Design of discrete coefficient FIR and IIR digital filters with prefilter-equalizer structure using linear programming. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2000. Vol. 47. № 6. P. 562–565.

14. Martinez-Peiro M., Boemo E.I., Wanhammar L. Design of high-speed multiplierless filters using a non-recursive signed common subexpression algorithm. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2002. Vol. 49. № 3. P. 196–203.

15. Vinod A.P., Lai E.M.-K., Premkumar A.B. Lau C.T. FIR filter implementation by efficient sharing of horizontal and vertical common subexpressions. // Electron. Lett. 2003. Vol. 39. № 2. P. 251–253.

16. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. An algorithm for the design of multiplierless approximately linear-phase lattice wave digital filters. // ISCAS. 2000. May. P. 77–80.

17. Lutovac M. D., Milic L.D. Approximate linear phase multiplierless IIR halfband filter. // IEEE Trans. Signal Proc. Lett. 2000. Vol. 7. № 3. P. 52–53.

18. Milic L. D., Lutovac M. D. Design of multiplierless elliptic IIR filters with a small quantization error. // IEEE Trans. Signal Proc. 1999. Vol. 47. № 2. P. 469–479.

19. Milic L. D., Lutovac M. D. Efficient algorithm for the design of high-speed elliptic IIR filters. // Int. J. Electron. Commun. (AEU). 2003. Vol. 57. № 4. P. 255–262.

20. Мингазин А.Т. Синтез каскадных цифровых фильтров с минимальным числом сумматоров в блоках умножения. // II Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 1999. Т. 1. Сентябрь. С. 122–125.

21. Мингазин А.Т. Синтез цифровых фильтров на основе фазовых цепей с конечной длиной слова коэффициентов. // II Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 1999. Т. 1. Сентябрь. С. 112–116.

22. Мингазин А.Т. Синтез полуполосных цифровых фильтров без умножителей на основе фазовых цепей. // VI Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применения» (DSPA). 2004. Т. 1. Март–Апрель. С. 39–41.

23. Persson P., Nordebo S., Claesson I. A multimode mean field annealing technique to design recursive digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 2001. Vol. 48. №12. P. 1151–1154.

24. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. Design of very low-sensitivity and low-noise recursive filters using a cascade of low-order lattice wave digital filters. // IEEE Trans. Circuits and Syst.: II. 1999. Vol. 46. №7. P. 906–914.

25. Yli-Kaakinen J., Saramaki T. A systematic algorithm for the design of multiplierless lattice wave digital filters. // ISCCSP. 2004. Mar. P. 393–396.

Уважаемые читатели!

Со II полугодия 2004 г. 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) 290-9085 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 _____

К/с _____

Город _____

БИК _____

Справки по телефонам: (095) 290-9088, 290-9085

или по электронной почте: info@dspa.ru

УДК 681.337

Исследование влияния фазовой нестабильности тактового сигнала на характеристики тракта аналого-цифрового преобразования

М.Н. Быканов, В.С. Сериков, А.В. Смородинов, В.А. Толмачев

Введение

Одним из основных этапов обработки радиосигналов в устройствах цифрового анализа является аналого-цифровое преобразование (АЦП). Реальные тракты АЦП вносят существенные искажения и помехи в цифровое представление сигнала в виде паразитных спектральных составляющих и шумов, вызванных нелинейностью и нестабильностью функциональных элементов, собственными и наведенными шумами, а также паразитными сигналами.

В статье рассмотрено влияние тактового сигнала на характеристики тракта АЦП, сделаны качественные выводы, получены и подтверждены некоторые аналитические зависимости. При этом в качестве обобщенной характеристики, описывающей качество тактового сигнала и характеризующей проявление источников шумов различного происхождения, принята фазовая нестабильность тактового сигнала (ФНТС).

В качестве величины, численно характеризующей ФНТС, используется параметр – дрожание фронта тактового сигнала (ДФТС), в иностранных источниках – jitter, который определяется как среднеквадратическое отклонение (СКО) положения во времени фронта тактового сигнала относительно ожидаемого значения.

В формирование ФНТС наиболее существенное влияние вносят:

- генератор тактового сигнала (ГТС) (широкополосный тепловой шум, узкополосный фазовый шум, паразитные спектральные составляющие);
- тракт формирования и преобразования сигнала тактового генератора (узлы фильтрации, усиления, согласования, компаратор, цифровая логика, внутрикристальные цепи АЦП);

Исследовано влияние фазовой нестабильности тактового сигнала на характеристики аналого-цифрового преобразования устройств цифровой обработки сигналов. Получены аналитические зависимости отношения сигнал/шум на выходе тракта преобразования для различных искажающих факторов и помех.

- наводки на линии передачи тактового сигнала и элементы тракта тактового сигнала от источников внешних электромагнитных полей.

В качестве наглядной иллюстрации влияния ФНТС (в частности, теплового шума тактового генератора) на спектр оцифрованного сигнала на рис. 1 и 2 показаны спектры двух входных сигналов с частотой 62,5 МГц и 6,25 МГц при прочих равных условиях. Как видно из приведенных спектров, соотношение сигнал/шум изменилось на 20 дБ при изменении частоты входного сигнала в 10 раз. Причины влияния и количественные оценки будут рассмотрены ниже.

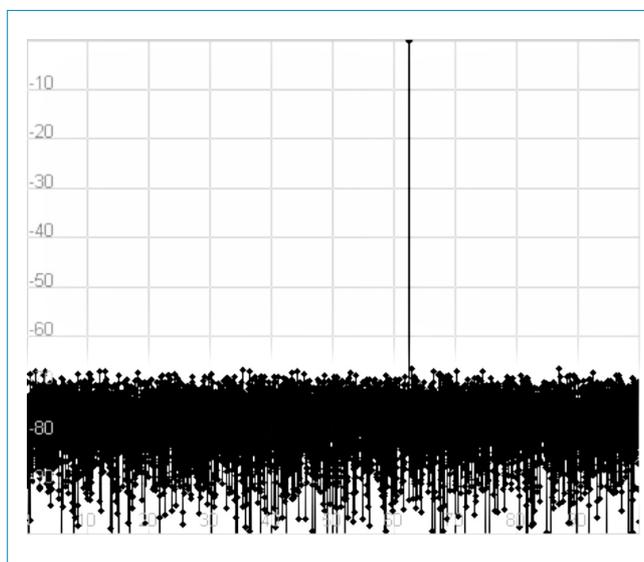


Рис. 1. Спектр сигнала частотой 62,5 МГц

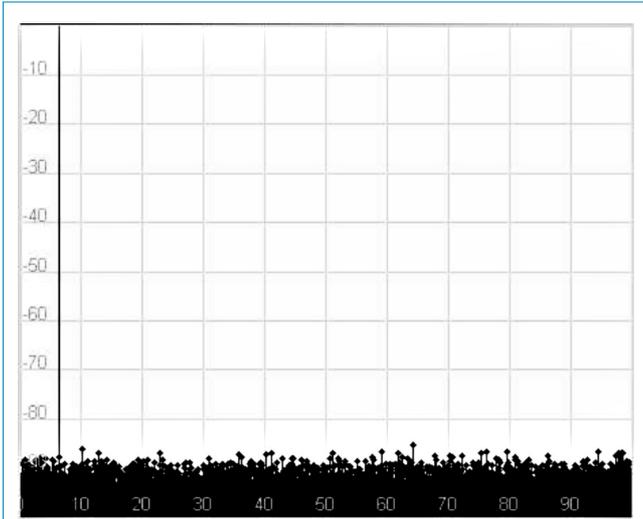


Рис. 2. Спектр сигнала частотой 6,25 МГц

Математическая модель АЦП

Для анализа ФНТС применена математическая модель АЦП (см. рис. 3), в которой приняты следующие условия и ограничения:

- шумом квантования АЦП можно пренебречь ввиду существенно большей разрядности квантования, используемой при имитационном моделировании относительно реальных компонентов, вследствие чего в качестве модели АЦП будет использоваться модель устройства выборки-хранения-измерения (УВХИ);
- переменные, используемые при исследовании в качестве зависимых параметров, представляются

ограниченным набором (рядом) значений в диапазонах, соответствующих реальным характеристикам;

- результаты АЦП оцениваются методом спектрального анализа с использованием алгоритма дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

В состав модели АЦП входят:

- генератор идеального сигнала, генерирующий гармонический сигнал заданной частоты с единичной амплитудой и нулевой начальной фазой;
- генератор паразитных компонент, генерирующий белый шум, ограниченный в полосе частот частоты тактового сигнала (с нормальным законом распределения и заданным СКО), или паразитные спектральные составляющие заданной частоты и амплитуды;
- сумматор 1, формирующий аддитивную смесь идеального сигнала с побочными компонентами;
- формирователь моментов выборки, преобразующий тактовый сигнал в моменты взятия отсчетов входного сигнала, подлежащего оцифровке (фиксирует момент равенства текущего значения тактового сигнала нулевому значению порога сравнения при переходе уровня тактового сигнала с отрицательного на положительный);
- генератор ДФТС, генерирующий случайную величину временного шага, распределенную по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и заданным СКО (имитирует эффекты временных нестабильностей в цепях формирования тактового сигнала);

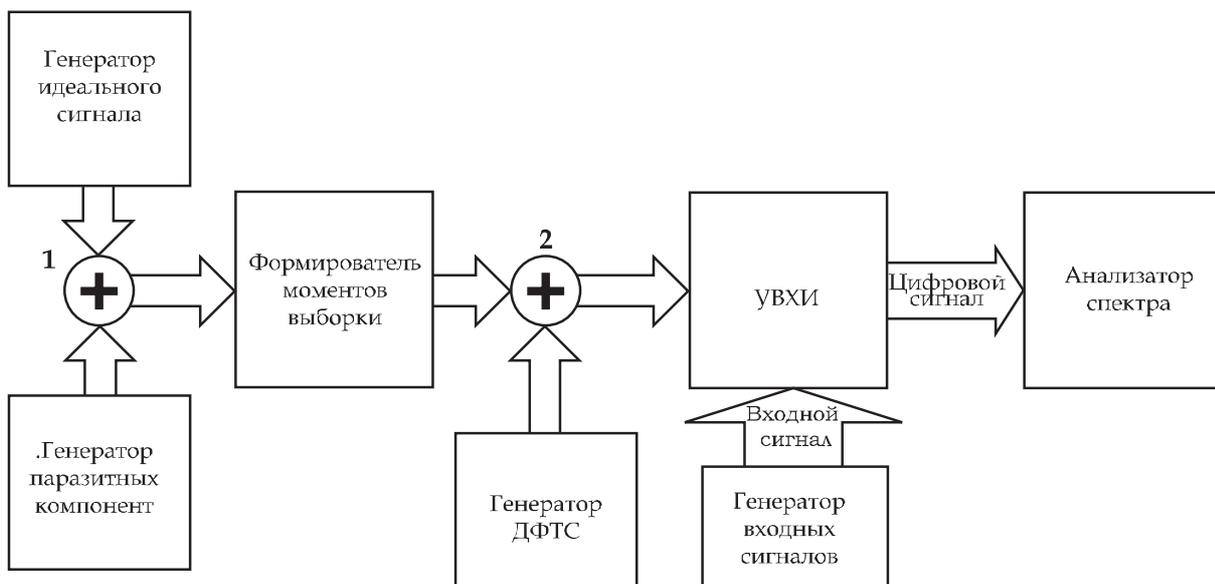


Рис. 3. Модель АЦП



- сумматор 2, формирующий результирующие моменты взятия отсчетов в УВХ;
- генератор входных сигналов, генерирующий один или два гармонических сигнала с заданными амплитудами и частотами;
- УВХИ, осуществляющие фиксацию и измерение уровня входного сигнала в момент взятия отсчетов, формируемых сумматором 2;
- анализатор спектра, выполняющий алгоритм ДПФ на 16384 точки с вычислением энергетического спектра в децибелах.

Точные номиналы частот входных сигналов при проведении исследований задаются из условия минимального уровня боковых лепестков в результате вычисления ДПФ. Расчет номиналов частот проводился в соответствии с выражением

$$f = \frac{f_0}{16384} \cdot n, \quad (1)$$

где f_0 – частота тактового сигнала, $n=1,2,\dots$

Модель АЦП используется для анализа влияния широкополосного шума и паразитных составляющих в тактовом сигнале. Анализ влияния узкополосного фазового шума ГТС осуществляется аналитическим способом.

Анализ влияния ДФТС на характеристики АЦП

Основным показателем качества АЦП является соотношение сигнал/шум (signal-to-noise ratio, далее – SNR), вычисляемое в дБ в соответствии с выражением

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A}{\sigma} \right), \quad (2)$$

где A – СКО амплитуды сигнала,
 σ – СКО шума.

В процессе исследований проанализированы:

- влияние величины СКО ДФТС на SNR цифрового сигнала, зависимость SNR от частоты входного сигнала;
- влияние паразитной помехи, аддитивно добавленной в тактовый сигнал, на спектр цифрового сигнала;
- влияние двух аддитивно добавленных паразитных сигналов в тактовый сигнал на спектр цифрового сигнала;
- влияние двух аддитивно смешанных входных сигналов на спектр цифрового сигнала;
- зависимость SNR цифрового сигнала от широкополосного теплового шума ГТС;
- зависимость SNR цифрового сигнала от узкополосного фазового шума ГТС.

Исследования проведены в среде Simulink пакета MathLab, в качестве процедуры спектрального преобразования применено ДПФ на 16384 точки.

Анализ влияния величины СКО ДФТС на SNR цифрового сигнала

Исходные данные:

- в качестве ДФТС последовательно подается нормальный шум с СКО, равным 10, 20, 40, 60, 80, 100 пс;
- в качестве входного сигнала подаются синусоиды с уровнем 0 дБ и частотами 1,5625; 6,2500; 50,0000; 62,5000; 93,7500; 109,3750; 140,6250; 187,5000 МГц.

По результатам проведенных исследований, путем получения аппроксимирующей кривой, была выявлена зависимость SNR от частоты сигнала, а также от СКО ДФТС (рис. 4, 5, 6). Значения, рассчитанные по формулам, приведенным в [1], отличаются от значений, полученных при моделировании, не более чем на 0,2 дБ. Средний уровень шума в спектре на 16384 точки определяется следующей формулой:

$$G_{шума,dB} = 20 \cdot \lg \left(\frac{A \cdot f \cdot \sigma}{14,4} \right), \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала,
 f – частота сигнала, Гц,
 σ – СКО ДФТС.

При этом мощность шума определяется выражением вида

$$P_{шума,dB} = 20 \cdot \lg (6,283 \cdot A \cdot f \cdot \sigma). \quad (4)$$

Полученная формула (4) совпадает с формулой, приводимой в [1].

Из (4) можно получить формулу для вычисления SNR цифрового сигнала:

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \lg \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sigma} \right). \quad (5)$$

Анализ влияния на спектр цифрового сигнала паразитного сигнала, аддитивно добавленного в тактовый сигнал

Исходные данные:

- источник ФНТС (синусоидальный сигнал 3,125 МГц с уровнем минус 30 дБ относительно тактового; синусоидальный сигнал 6,250 МГц с уровнем минус 20 дБ относительно тактового сигнала);
- входной сигнал (синусоида с уровнем 0 дБ и частотами 25,00; 31,25; 37,50; 50; 75; 125,00; 175,00; 225,00 МГц).

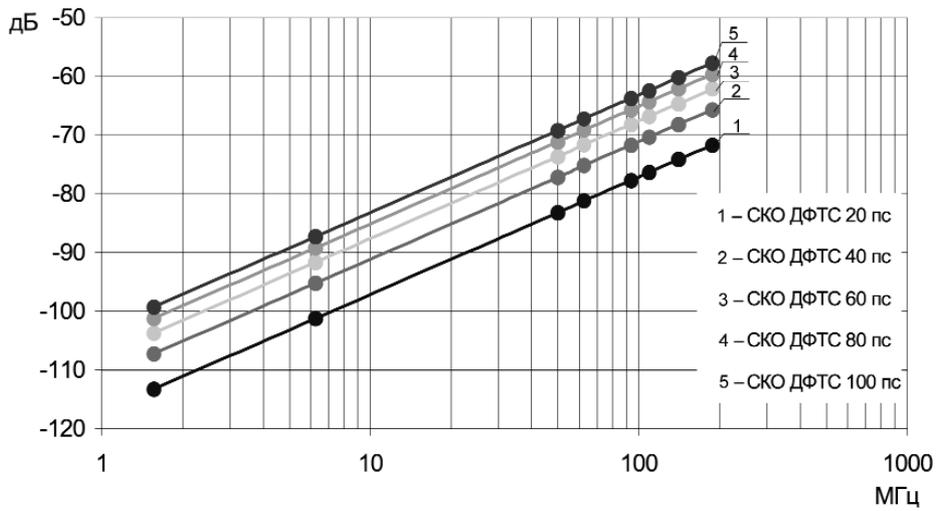


Рис. 4. Зависимость средней мощности шума в спектре от частоты сигнала при различных значениях СКО ДФТС

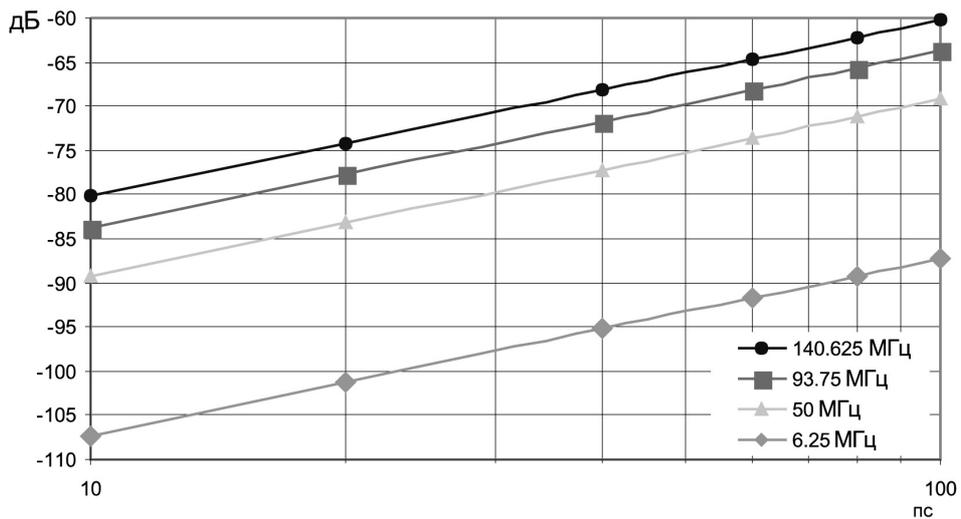


Рис. 5. Зависимость средней мощности шума в спектре от СКО ДФТС при различных частотах сигнала

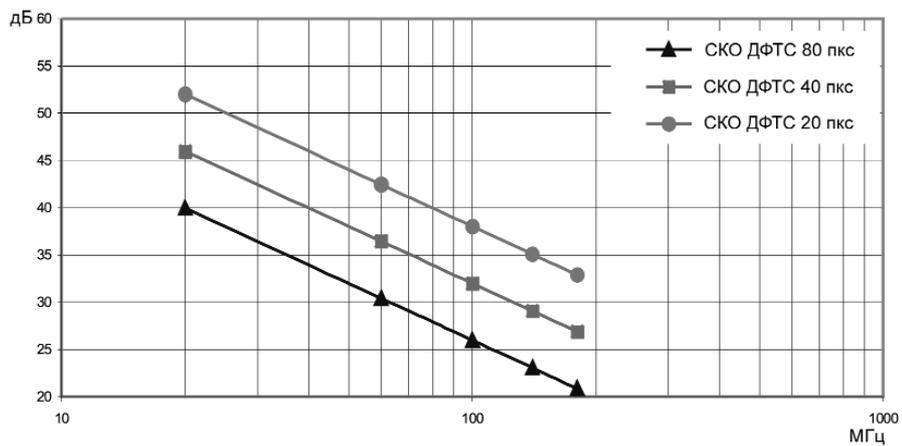


Рис. 6. Зависимость SNR оцифрованного сигнала от частоты входного сигнала при различных значениях СКО ДФТС, SNR

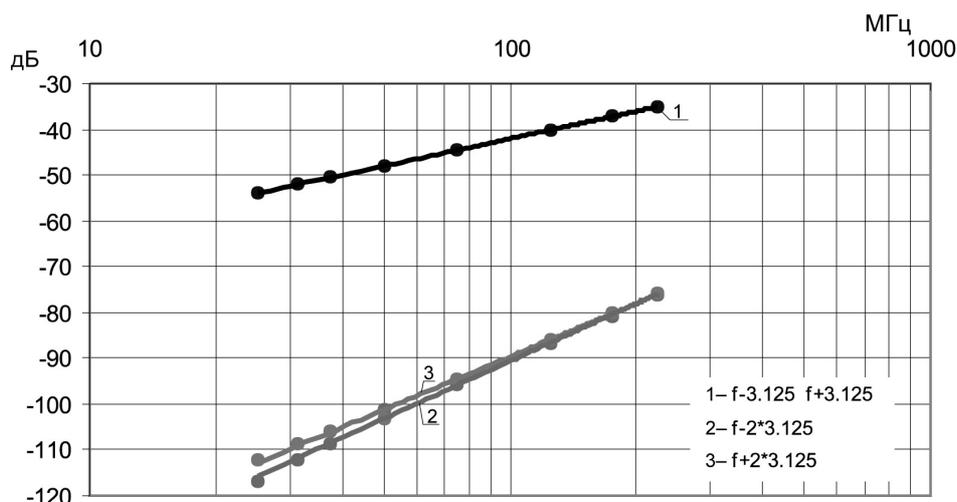


Рис. 7. Зависимость мощности интермодуляционных составляющих от частоты входного сигнала при частоте паразитного сигнала 3,125 МГц с уровнем минус 30 дБ

Уравнение аппроксимирующей кривой (рис. 7), описывающей уровень интермодуляционных составляющих второго порядка в зависимости от частоты входного сигнала, приведено в формуле (6):

$$P_{\text{второго порядка, дБ}} = 20 \cdot \lg \left(\frac{A \cdot f \cdot A_{\text{прз}}}{2 \cdot f_m} \right), \quad (6)$$

где A – амплитуда цифрового сигнала, f – частота цифрового сигнала, Гц, $A_{\text{прз}}$ – амплитуда паразитной составляющей в тактовом сигнале, f_m – частота тактового сигнала.

Отклонение экспериментальных данных от формулы (6) составляет менее 0,3 дБ.

Уравнение аппроксимирующей кривой (рис. 7), описывающей уровень интермодуляционных составляющих третьего порядка, принимает вид:

$$P_{\text{второго}} \leq 20 \cdot \lg \left(\frac{A \cdot f^2 \cdot A_{\text{прз}}^2}{4 \cdot f_T^2} \right). \quad (7)$$

Анализ влияния на спектр цифрового сигнала добавления двух паразитных сигналов в тактовый сигнал

Исходные данные:

- источник ФНТС (два аддитивно смешанных сигнала с частотами 25,000 МГц и 3,125 МГц и уровнем минус 30 дБ);
- входной сигнал (синусоида с уровнем 0 дБ и частотой 62,5 МГц).

В результирующем спектре присутствуют не только интермодуляционные составляющие входного сигнала

с каждой из паразитных составляющих тактового сигнала, но и комбинационные частоты всех трех сигналов. Суммарная мощность интермодуляционных составляющих увеличивается нелинейно от числа однотональных сигналов, присутствующих в тактовом сигнале.

Исследование влияния на спектр цифрового сигнала оцифровки двух аддитивно смешанных входных сигналов

При нормальном распределении ДФТС мощность шума при наличии аддитивной смеси из двух сигналов на входе равна сумме мощностей шумов, образованных каждым входным сигналом по отдельности.

Таким образом, присутствие во входном сигнале нескольких однотональных сигналов или их гармоник и интермодуляционных составляющих увеличивает уровень среднего шума в спектре, образованного ФНТС. Шумы, образованные каждой из спектральных компонент входного сигнала, можно рассматривать по отдельности.

Исследование влияния на SNR цифрового сигнала широкополосного теплового шума ГТС

Исходные данные:

- источник ФНТС (белый шум с заданной спектральной плотностью шума минус 100, минус 110, минус 120, минус 130, минус 140, минус 150, минус 160, минус 165 дБ/Гц, аддитивно смешанный с тактовым сигналом).

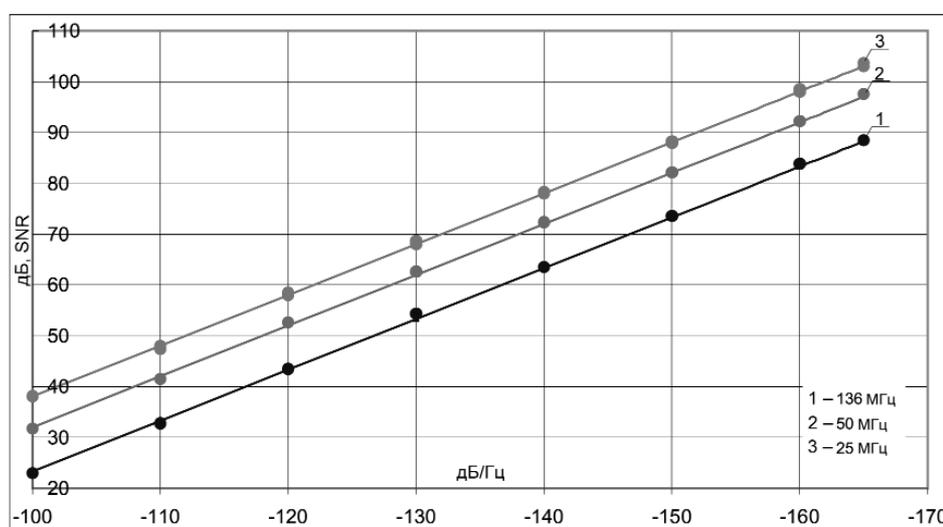


Рис. 8. Зависимость SNR от спектральной плотности мощности широкополосного теплового шума (другие шумы отсутствуют)

Проводился расчет SNR при различных значениях спектральной плотности мощности широкополосного теплового шума. Полученные результаты отличались от вычисленных по полученной ниже формуле (9) не более чем на 0,5 дБ.

В [1] приводится теоретическая зависимость СКО ДФТС от спектральной плотности теплового шума, которая в общем случае принимает вид

$$\sigma = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{L \cdot \Delta F}{2 f_m^2}}, \quad (8)$$

где σ – СКО ДФТС, ΔF – полоса частот, занимаемая шумом, L – спектральная плотность мощности широкополосного теплового шума относительно уровня мощности тактового сигнала, разы, f_m – частота тактового сигнала.

Из формул (8) и (5), принимая ΔF равной $f_{\text{такт}}$, следует зависимость SNR от спектральной плотности широкополосного теплового шума (рис. 8), выраженная формулой (9):

$$SNR_{\text{дБ}} = 10 \lg(2 f_m) - 10 \lg(L) - 20 \lg(f), \quad (9)$$

где f – частота входного сигнала.

Из (9) следует, что при увеличении тактовой частоты при прочих равных условиях SNR увеличивается.

Исследование влияния на SNR цифрового сигнала узкополосного фазового шума ГТС

Исходные данные:

- источник ФНТС (узкополосный шум, получаемый при фильтрации белого шума).

В данном случае анализ результатов проводился согласно приведенным в [1] формулам для расчета влияния фазового шума ГТС на динамические характеристики АЦП.

Фазовый шум генератора представляет собой узкополосный шум, мощность которого уменьшается в среднем на минус 20 дБ на декаду расстройки относительно частоты тактового сигнала.

На основе зависимости характеристик фазового шума от частоты расстройки, используя формулы (6) и (7), можно определить возможный шум в спектре цифрового сигнала в зависимости от частоты, если принять энергию интермодуляционных составляющих выше третьего порядка равными нулю.

В [1] приводится зависимость СКО ДФТС, образованного фазовым шумом генератора

$$\sigma = \frac{\Delta f}{f_m^{1.5}} \cdot 10^{\frac{L(\Delta f)}{20}}, \quad (10)$$

где σ – СКО ДФТС, Δf – частота отстройки от частоты сигнала, $L(f)$ – мощность фазового шума генератора при заданной частоте отстройки Δf , дБ, относительно уровня мощности тактового сигнала.

Если мощность фазового шума уменьшается строго на минус 20 дБ на декаду, то в качестве Δf можно принять любое значение Δf из полосы фазового шума, при этом σ не изменится.

Из формул (4) и (10) можно получить следующую зависимость мощности шума в цифровом сигнале от величины фазового шума (диаграмма б), от значения $L(\Delta f)$:

$$P_{\text{шума, дБ}} = 20 \lg \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot A \cdot \frac{\Delta f}{f_m^{1.5}} \cdot 10^{\frac{L(\Delta f)}{20}} \right). \quad (11)$$

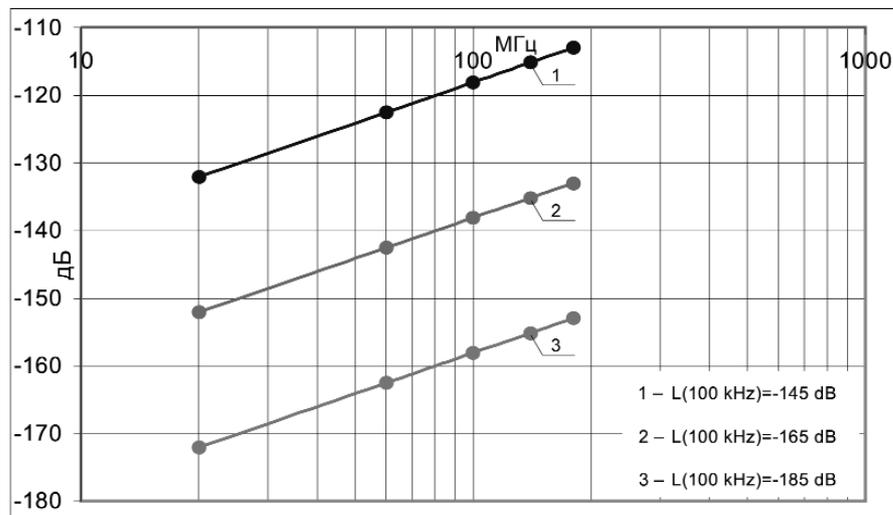


Рис. 9. Зависимость мощности шума, образованного фазовым шумом генератора, от частоты входного сигнала

Из формулы (11) получаем зависимость:

$$SNR_{dB} = 20 \lg \left(\frac{f_m^{1.5}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 10^{\frac{L(f)}{20}}} \right). \quad (12)$$

Заключение

По полученным результатам влияния характеристик тактового сигнала на образование шума и интермодуляционных составляющих в цифровом сигнале можно сделать следующие выводы:

- при нормальном распределении ДФТС шум в спектре цифрового сигнала имеет равномерную спектральную плотность, его мощность зависит от СКО ДФТС, частоты и амплитуды входного сигнала;
- при наличии в тактовом сигнале гармонической помехи (наводки, модуляции) в спектре выходного сигнала возникают интермодуляционные составляющие, которые ухудшают динамические характеристики тракта АЦП;
- при наличии в тактовом сигнале нескольких синусоидальных сигналов в спектре выходного сигнала возникают интермодуляционные составляющие всех паразитных спектральных компонент тактового и входного сигналов;
- в случае дискретизации сигнала, содержащего несколько аддитивно смешанных гармонических

сигналов, мощность шума, образованного ДФТС, равна сумме мощностей шумов, образованных каждым сигналом в отдельности (соответственно SNR цифрового сигнала уменьшается при увеличении числа входных сигналов);

- продукты одного сигнала, образованные ФНТС, не зависят от наличия других сигналов и могут рассматриваться отдельно для каждого сигнала;
- при наличии во входном сигнале гармоник, наводок, модуляции и других сигналов средний шум в спектре повышается, а динамические характеристики тракта АЦП ухудшаются;
- тепловой широкополосный шум ГТС служит одним из основных источников образования ФНТС (выделяемая им мощность больше шумов, образованных фазовым шумом тактового генератора и паразитными частотами тактового генератора);
- фазовый шум тактового генератора расширяет спектр цифрового сигнала, но образующий шум имеет малый уровень мощности.

Литература

1. Maxim Tutorial Design a Low-Jitter Clock for High-Speed Data Converters.
2. MAX2620 Data Sheet, Maxim Integrated Products.
3. MAX104 Data Sheet, Maxim Integrated Products.
4. Analog Devices Mixed signal and DSP design techniques.

УДК 621.301: 681.32

Применение системы MATLAB для синтеза быстродействующих гребенчатых фильтров

И.И. Турулин, Ю.Б. Верич

Введение

Широко распространенные пакеты программ автоматического проектирования цифровых фильтров, такие, как DFDP или пакет Signal Processing Toolbox системы MATLAB [1], позволяют синтезировать фильтры верхних и нижних частот, а также полосно-пропускающие и полосно-заграждающие фильтры. Однако в этих системах не предусмотрен синтез гребенчатых фильтров, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которых периодична. Вместе с тем гребенчатые фильтры широко используются в различных системах (в частности, биомедицинских) для подавления помехи частотой 50 Гц и ее гармоник. Необходимость подавления гармоник обусловлена тем, что сетевая наводка носит емкостной характер, в результате чего образуется паразитная дифференцирующая цепь, «подчеркивающая» высшие гармоники сетевой помехи. С другой стороны, гребенчатые фильтры могут использоваться для выделения гар-

Предлагается простая методика синтеза быстродействующих гребенчатых фильтров по фильтру-прототипу нижних или верхних частот с помощью пакета Signal Processing Toolbox системы MATLAB. Приведен пример синтеза фильтра для подавления сетевой помехи.

моник сложного периодического сигнала на фоне помехи. В этом случае ширина полосы пропускания будет более узкой, чем полоса заграждения.

Предлагаемая методика позволяет с помощью вышеуказанных программ и несложных расчетов достаточно легко синтезировать быстродействующие гребенчатые фильтры. Методика основана на явлении сжатия спектра сигнала по оси частот при увеличении длины сигнала путем добавления нулей между исходными дискретными [2].

Методика

В зависимости от задачи выбирается тип синтезируемого фильтра: ФНЧ-подобный (рис. 1) или ФВЧ-подобный (рис. 2). Здесь f – частота, $H(f)$ – АЧХ, f_d –

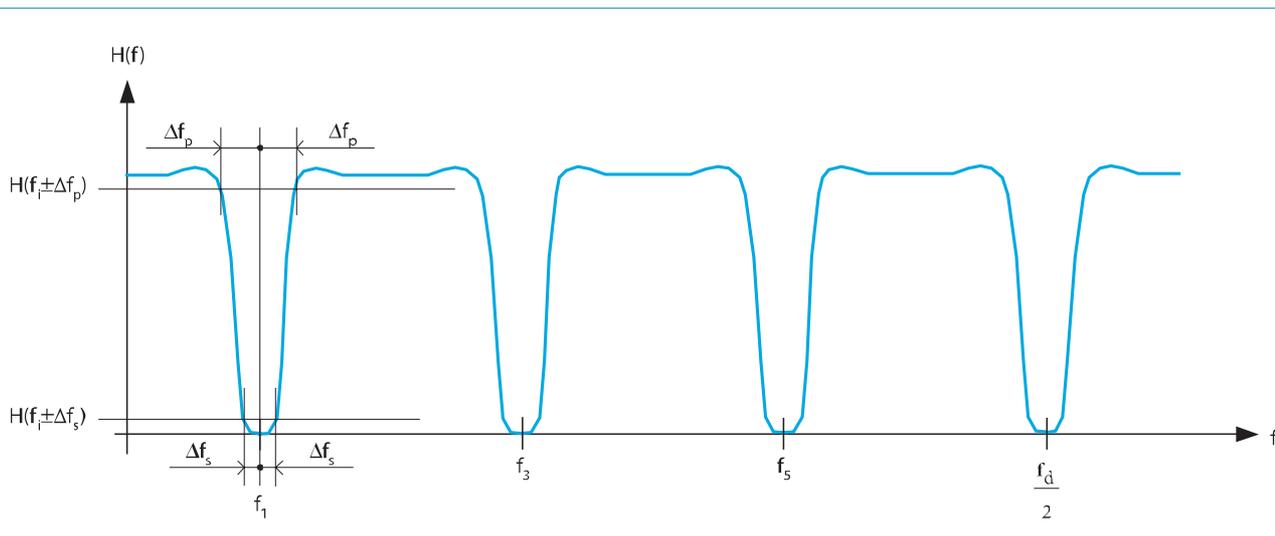


Рис. 1. АЧХ ФНЧ-подобного гребенчатого фильтра

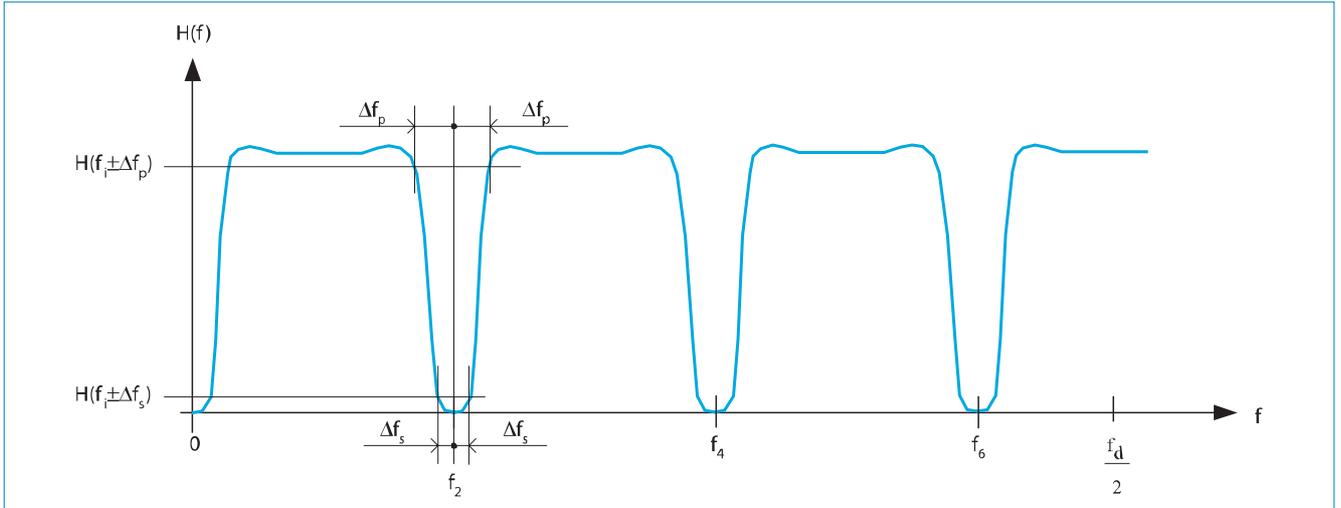


Рис. 2. АЧХ ФВЧ-подобного гребенчатого фильтра

частота дискретизации, Δf_p – полуширина полосы пропускания, Δf_s – полуширина полосы заграждения соответственно по уровням нормированной АЧХ $H(f_i \pm \Delta f_p) / H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2]$ и $H(f_i \pm \Delta f_s) / H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2]$, где $f_i = f_1 \cdot i$ – центральные частоты полос заграждения. Для ФНЧ-подобных фильтров $i=1, 3, 5, \dots$, для ФВЧ-подобных $i=0, 2, 4, \dots$. Частота дискретизации должна быть кратна частоте f_1 для ФНЧ-подобных фильтров или частоте f_2 для ФВЧ-подобных. В противном случае изменяют f_1 или f_2 либо производят передискретизацию сигнала для выполнения условия кратности частот, а на выходе фильтра, если требуется, делают обратную передискретизацию. Уровень АЧХ в полосе пропускания считается равным единице.

Сначала задают $f_d, \Delta f_p, \Delta f_s, H(f_i \pm \Delta f_p), H(f_i \pm \Delta f_s), f_1$ или f_2 . Для ФНЧ-подобных фильтров рассчитывают коэффициенты структуры цифрового ФНЧ с граничной частотой полосы пропускания $f_p = f_d/2 - L \cdot \Delta f_p$ и граничной частотой полосы заграждения $f_s = f_d/2 - L \cdot \Delta f_s$, где $L = f_d/(2 \cdot f_1)$. Для расчета ФНЧ задаются уровни АЧХ $H'(f_p)$ и $H'(f_s)$ соответственно. При расчете коэффициентов ФВЧ-подобного фильтра разница состоит в том, что рассчитывается ФВЧ с граничными частотами $f_p = L \cdot \Delta f_p, f_s = L \cdot \Delta f_s$, где $L = f_d/f_2$.

Искомый фильтр получается с увеличением в L раз всех задержек в структуре фильтра. Иными словами, если разностное уравнение ФНЧ или ФВЧ-фильтра имело вид:

$$y_k = \sum_{m=0}^M a_m \cdot x_{k-m} + \sum_{n=1}^N b_n \cdot y_{k-n},$$

где a_m и b_n – коэффициенты фильтра соответственно в цепях прямых и обратных связей, y_k – выходной, x_k – входной сигналы, то разностное уравнение искомого фильтра будет иметь вид:

$$y_k = \sum_{m=0}^{M-L} a_m \cdot x_{k-m-L} + \sum_{n=1}^{N-L} b_n \cdot y_{k-n-L}.$$

В результате увеличения в L раз всех задержек импульсная характеристика ФНЧ или ФВЧ h'_n растягивается вправо от точки $n=0$ с добавлением $L-1$ нулей между соседними дискретами. Таким образом, импульсная характеристика искомого фильтра $h_n = h'_{n/L}$, если $n \bmod L = 0$ и $h_n = 0$ в других случаях, где h'_n – импульсная характеристика ФНЧ или ФВЧ до преобразования, $n \bmod L$ – остаток от деления нацело n на L . АЧХ фильтра примет вид рис. 1 или рис. 2. Это легко показать, рассчитав после увеличения всех задержек передаточную функцию искомого фильтра [3]:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k \cdot e^{-j\omega k T_d},$$

где T_d – шаг дискретизации.

С учетом того, что $h_n = h'_{n/L}$, если $n \bmod L = 0$ и $h_n = 0$, в других случаях получим:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{k \cdot L} \cdot e^{-j\omega k \cdot L T_d} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h'_k \cdot e^{-j\omega k L T_d} = H'(e^{j\omega L}),$$

где $H'(\cdot)$ – передаточная функция ФНЧ или ФВЧ до увеличения задержек.

Таким образом, передаточная функция искомого фильтра будет представлять собой сжатую в L раз по оси частот передаточную функцию ФНЧ или ФВЧ. Поскольку передаточная функция искомого фильтра периодична с периодом 2π , $H'(e^{j\omega L})$ будет периодична с периодом $2\pi/L$, что обеспечивает гребенчатость.

Пример. В качестве примера приводятся характеристики ФВЧ-подобного гребенчатого фильтра на основе ФВЧ Баттерворта 4-го порядка, разработанного

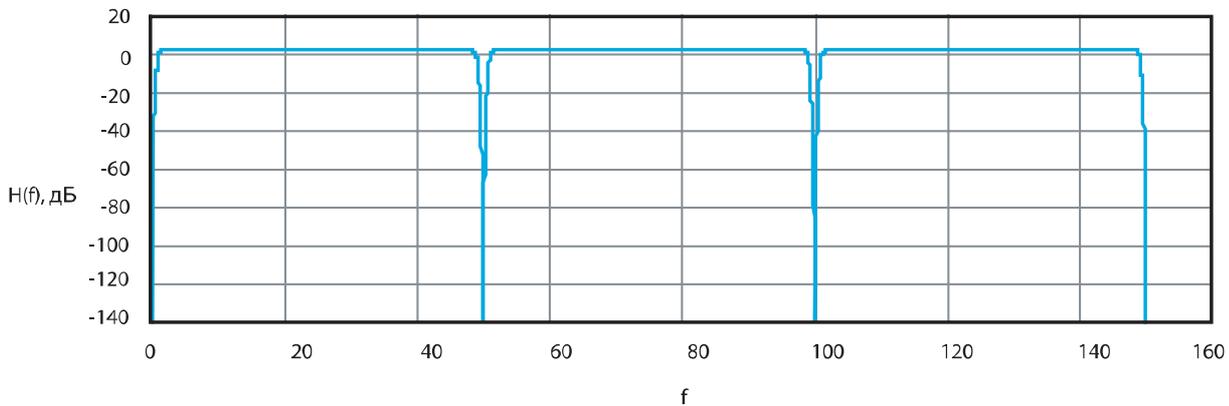


Рис. 3. АЧХ синтезированного ФВЧ-подобного гребенчатого фильтра на основе ФВЧ Баттерворта 4-го порядка

для компьютерного энцефалографа. Фильтр реализован программно на персональном компьютере с процессором Pentium-200 и в реальном масштабе времени выполняет 10-канальную фильтрацию. Фильтр имеет следующие параметры: $\Delta f_s = 0,5$ Гц, $\Delta f_p = 1$ Гц, $f_2 = 50$ Гц, $f_d = 16$ кГц, нормированные уровни АЧХ: $H(f_i \pm \Delta f_p) / H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2] = -2$ дБ, $H(f_i \pm \Delta f_s) / H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2] = -24$ дБ, где $H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2] = 1,199$, $i = 0, 2, 4, \dots, L = 320$. Ненормированная АЧХ данного фильтра показана на рис. 3.

Заметим, что с помощью программы DFDP3, использованной для расчета ФВЧ, был синтезирован фильтр с уровнем в полосе пропускания $H[(f_i \pm \Delta f_{i+1})/2] = 1,199$. Уровень АЧХ легко привести к требуемому путем введения умножения на постоянный коэффициент на входе или выходе фильтра. Например, для получения единичного уровня АЧХ значение коэффициента фильтра будет равно $1/1,199$.

Выводы

Достоинством фильтров, синтезированных с помощью предлагаемой методики, является малое число операций на отсчет сигнала (в L раз меньше, чем у однополосного режекторного фильтра с такой же крутизной АЧХ). Уменьшение числа операций, с одной стороны, позволяет повысить быстродействие фильтров, с другой – уменьшить накапливаемую погрешность, а также чувствительность полюсов к квантованию коэффициентов. Объем памяти для реализации задержек сигнала, необходимых при фильтрации $V \approx (M+N) \cdot L \cdot N_n$ байт, где N_n – разрядность используемых чисел (в байтах), M и N – число ненулевых коэф-

фициентов соответственно в нерекурсивной и рекурсивной частях фильтра. Достоинством является еще и то, что ФВЧ-подобный гребенчатый фильтр способен подавлять не только сетевую помеху и ее гармоники, но и постоянную составляющую, которая для таких устройств, как кардиографы, энцефалографы и миографы, обычно является помехой. Также зачастую в биомедицинских системах требуется подавить нижние частоты от 0 до f_p , причем отношение f_d/f_p настолько большое, что часто разрядность процессора оказывается недостаточной для реализации ФВЧ с требуемыми характеристиками. Применение данной методики позволяет снизить требования к разрядности процессора и одновременно решить задачу подавления периодической помехи.

Если необходимо получить фильтр с АЧХ, показанной на рис. 2, но без режекторной врезки на нулевой частоте, можно включить параллельно ему ФНЧ (входы объединяются, выходные сигналы суммируются). При этом, возможно, потребуется подобрать тип фильтра (Баттерворта, Чебышева и т.д.) для уменьшения неравномерности АЧХ результирующего фильтра в окрестности точки $f=0$.

Литература

1. Рудаков П.И., Сафонов В.И. Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000. – 416 с.
2. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
3. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990.

УДК 621.396

Обработка сигналов телеметрии и дальности аэрологического зонда

М.А. Азаров

Введение

В последнее время в силу развития цифровых средств сбора и обработки данных перед разработчиками открываются новые возможности для решения широкого спектра задач. Область обработки сигналов аэрологических радиозондов в этом смысле не является исключением.

В ходе создания нового поколения российских систем аэрологического зондирования – семейства компактных комплексов аэрологического радиозондирования «МАРЛ» возникла задача улучшения характеристик приема телеметрической информации и оценки дальности до зонда (для комплексов с активным измерением координат) с целью снижения требований к энергетическому потенциалу всей системы. В статье рассматриваются подходы к задаче обработки сигнала радиозонда, основанные на корреляционном анализе и оптимальных методах, таких, как метод переменных состояний для нелинейной оценки по критерию максимума апостериорной вероятности (МАН).

Существующие решения

Отечественная инженерная мысль в области оборудования для аэрологических исследований представлена системами зондирования «Метеор», «Метеорит», «АВК-1» и «АВК-1М». Системы «Метеор» и «Метеорит» были одними из первых отечественных разработок систем подобного рода. Они состоят полностью из аналоговых блоков обработки. Системы «АВК» имеют в своем составе ЭВМ, выполняющую окончательный расчет и форматирование данных. Обработка сигнала зонда осуществляется практически полностью аналоговой.

Обработка сигналов в приложении к аэрологии ставит новые интересные задачи перед разработчиками. Возникает необходимость обрабатывать сигнал максимально эффективно, что позволяет создавать автономные недорогие станции аэрологического зондирования с пониженной мощностью СВЧ-передатчика. В представленной статье рассматривается применение цифровой обработки сигналов (ЦОС) с использованием методов, построенных на основе корреляционного анализа и вычисления максимальной апостериорной вероятности (МАН). Схема обработки строится исходя из специфических характеристик сигналов в задачах аэрологического радиозондирования.

В комплексах «АВК» оценка сигналов телеметрии ведется цифровым способом, основанном на поиске участков, не искаженных шумом, и последующем усреднении полученных измерений. Алгоритм был создан с учетом доступных в то время возможностей вычислительной техники. Для нормальной работы подобные алгоритмы требуют высоких соотношений сигнал/шум, достигаемых увеличением энергетического потенциала всей системы.

Составляющие элементы системы обработки радиолокатора «МАРЛ»

Комплекс радиозондирования «МАРЛ» состоит из приемного блока, который содержит в себе приемопередающую систему на базе активной фазированной решетки (АФАР) и бортового компьютера, используемого для управления АФАР и предварительной обработки сигналов радиозонда.

С целью снижения потоков данных (в случае цифрового канала) и появления дополнительных шумов (в случае аналоговых каналов) желательно обрабатывать сигнал как можно ближе к месту его приема. Следуя этому принципу, основная обработка сигналов в комплексе «МАРЛ» производится бортовой ЭВМ, которая находится в непосредственной близости к приемной антенне. В состав бортовой ЭВМ вхо-

дят система сбора данных и управляющий микропроцессор. Система сбора данных имеет в своем составе аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и отвечает за преобразования сигнала, приходящего с приемника радара в цифровую форму для последующей обработки (рис. 1).

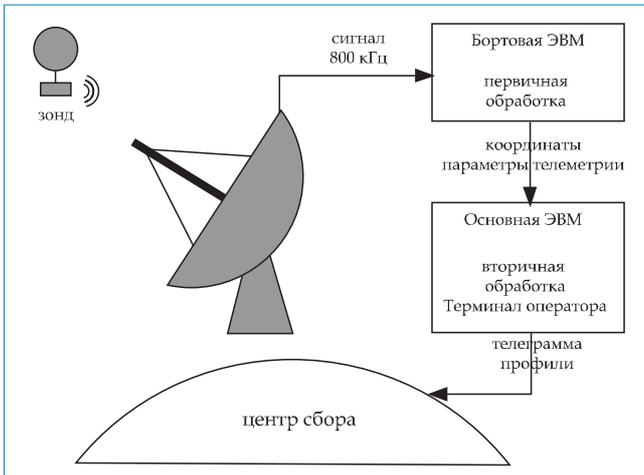


Рис. 1. Общий вид системы обработки сигнала радиозонда

Обрабатываемый сигнал

Сигнал, приходящий с радиозонда, содержит в себе информацию о текущем удалении зонда от точки пуска. В сигнале также присутствует телеметрия, т.е. закодированные текущие значения измеряемых зондом метеопараметров (как правило, это температура и влажность). Телеметрия кодируется в последовательность импульсов определенного периода, которая, в свою очередь, используется для частотной модуляции поднесущей частоты суперрегенеративного приемопередатчика зонда. Информация о дальности представлена ответом зонда на импульс зондирования – коротким участком «замирания» в сигнале телеметрии. По задержке ответа по отношению к импульсу зондирования можно определить удаление до радиозонда. Типичная форма сигнала представлена на рис. 2.

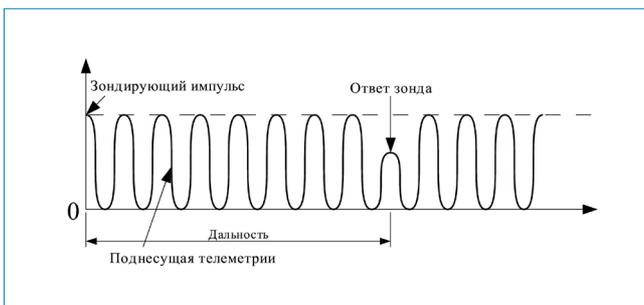


Рис. 2. Сигнал радиозонда на поднесущей частоте (после ВЧ-демодуляции)

Общая схема обработки сигнала

Обработка сигнала телеметрии радиозонда представляет собой трехэтапный процесс (рис. 3):

1. Фильтрация НЧ-фильтром высших гармоник поднесущей частоты телеметрии (с целью исключения их из последующей обработки).
2. Демодуляция последовательности импульсов телеметрии закодированной ЧМ.
3. Измерение длительности импульсов телеметрии и периода их следования.

Известно, что устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) могут рассматриваться при некоторых приближениях как оптимальные в смысле максимума апостериорной вероятности (МАВ) ЧМ-демодуляторы. Эта связь подробно раскрыта Ван-Трисом в его монографии [1]. Однако поскольку вычислительная мощность микропроцессора, обрабатывающего сигнал в «МАРЛ», довольно высока, то представляется возможным использование более эффективных оптимальных алгоритмов нелинейной оценки параметров. Предлагаемый МАВ-демодулятор обладает такими полезными свойствами, как высокая помехоустойчивость и несмещенная оценка фазы, которые можно использовать далее для обнаружения ответа зонда по дальности.

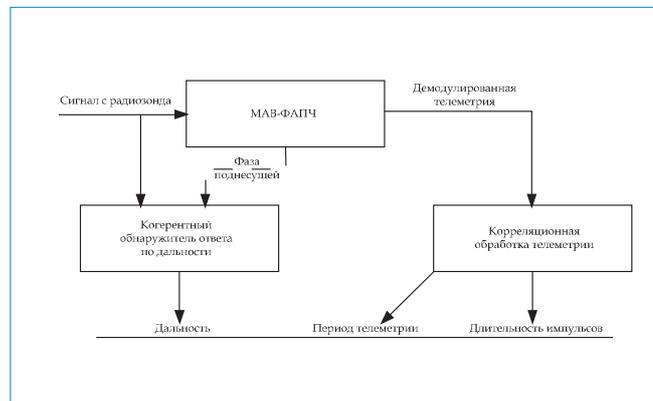


Рис. 3. Блок-диаграмма обработки сигнала

На выходе МАВ-демодулятора получаем последовательность импульсов. Так как период следования импульсов может меняться в очень широких пределах, то повторное применение устройств ЧМ-демодуляции для оценки значений периода затруднительно. Кроме того, требуется оценивать ширину самих импульсов.

Выходом в этой ситуации представляется использование автокорреляционного анализа. При наличии периодически следующих импульсов коррелограмма будет выглядеть как последовательность пиков, сле-



дующих с периодом, равным периоду следования импульсов [2]. Ширина пиков в коррелограмме соответствует удвоенной ширине импульсов. Определенное возражение против использования автокорреляции – вычислительная сложность алгоритма. Однако при эффективном подходе можно избежать необходимости вычисления полной автокорреляции, ограничиваясь только заданными участками.

Таким образом, на выходе системы из МАВ-демодулятора и коррелятора получим значения периода телеметрии и ширины импульсов. В дальнейшем эта информация передается на главную ЭВМ, на которой происходит ее «пересчет» в значения датчиков.

Параллельно с обработкой телеметрии бортовая ЭВМ производит выделение ответа радиозонда по дальности. Для обнаружения используется оптимальный корреляционный обнаружитель, следящий за поднесущей частотой. Как только поднесущая частота не обнаружена – принимается решение, что обнаружен ответ зонда. Таким образом, происходит обнаружение ответа зонда «от противного».

Один из вариантов корреляционного обнаружителя – это некогерентный квадратурный коррелятор. Достоинство этого метода обнаружения – простота реализации и «самодостаточность». Однако это достигается за счет снижения помехоустойчивости. Более сложный вариант – когерентный коррелятор. В этом случае используется информация о текущей фазе несущей для более эффективного обнаружения. Несмещенную оценку фазы дает МАВ-демодулятор. Отметим, что, несмотря на лучшие характеристики когерентного коррелятора, некогерентный квадратурный коррелятор может быть хорошим вариантом в случае, когда информация о фазе несущей недоступна.

Устройство МАВ-демодулятора

Одним из наиболее разработанных методов в теории оценок является метод переменных состояния. Общая идея метода состоит в моделировании исходного сообщения, используемого для модуляции, окрашенным белым шумом, пропускаемым через фильтр, описываемый разностным уравнением первого порядка.

Для наших целей рассмотрим однополюсный линейный фильтр сообщения с неокрашенным белым шумом на входе.

Модель сообщения:

$$x(k+1) = \Phi[x(k), k] + \Gamma[x(k), k]w(k), \quad (1)$$

Модель наблюдения:

$$z(k) = h[x(k), k] + v(k), \quad (2)$$

Здесь используются следующие обозначения: $z(k)$ – наблюдаемый сигнал, $x(k)$ – передаваемое сообщение (в нашем случае последовательность импульсов телеметрии), $h(k)$ – модулирующая функция, $v(k)$ – аддитивный белый шум канала передачи, $\Phi[\cdot]$ – вектор-функция, описывающая фильтр сообщения (в нашем случае линейная), $w(k)$ – белый шум, моделирующий сообщение, Γ – матрица трансформации.

Перед обработкой принимаемый сигнал подвергается частичной квадратурной демодуляции с переносом спектра принимаемого сигнала из области поднесущей частоты в область низких частот, в результате чего получаем две квадратурные составляющие, которые и будем считать наблюдаемым сигналом. Т.е. модель наблюдения будет иметь вид

$$z(k) = \sqrt{2}a \begin{pmatrix} \cos\theta(kT) \\ -\sin\theta(kT) \end{pmatrix} + v(k), \quad (3)$$

здесь $\theta(t) = c \int_{t_0}^t x(u) du$ – фаза частотно-модулированного сигнала, $v(k)$ – аддитивный двухмерный белый шум с дисперсией $l\sigma^2$.

Располагая информацией о фазе, ее можно использовать для описания частотной модуляции в терминах переменных состояния:

$$\begin{pmatrix} x(k+1) \\ \theta(k+1) \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{pmatrix} x(k) \\ \theta(k) \end{pmatrix} + \Phi \cdot \begin{pmatrix} u(t) \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Здесь $\Phi = \begin{bmatrix} e^{-\alpha T} & 0 \\ \frac{c}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T}) & 1 \end{bmatrix}$ – так называемая пере-

ходная матрица системы, T – частота выборки сигнала, $u(t)$ – белый шум синтеза сигнала с вариацией v^2 , α – частота среза фильтра сообщения по уровню -3 Дб, c – глубина ЧМ-модуляции.

Как видно, в модели задействованы две переменные состояния – сообщение и текущая фаза сигнала. Таким образом, (3) и (4) вместе дают модель частотно-модулированного сигнала. Функция наблюдения в нашем случае нелинейна, так что решение в виде фильтра Калмана, используемое для линейных систем, не пригодно. Для получения оптимального решения в смысле максимальной апостериорной вероятности необходимо максимизировать вероятность оценки сигнала при известных наблюдениях $p(X|Z)$. В монографии Сэйджа [3] для приближенного сходящегося решения использован метод «внедрения ва-

риаций». После определенного количества выкладок получим следующий результат:

$$\begin{pmatrix} \hat{x}(k+1) \\ \hat{\theta}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\theta} \end{pmatrix} - \frac{\sqrt{2}a}{\sigma^2} \begin{pmatrix} \bar{v}_2(k+1) \\ \bar{v}_4(k+1) \end{pmatrix} \times (z_1 \sin \tilde{\theta} + z_2 \cos \tilde{\theta}), \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\theta} \end{pmatrix} = \Phi \begin{pmatrix} \hat{x}(k) \\ \hat{\theta}(k) \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_1(k+1) & \bar{v}_2(k+1) \\ \bar{v}_3(k+1) & \bar{v}_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 & v_2 \\ v_3 & v_4 \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} v_2 v_3 & v_2 v_4 \\ v_3 v_4 & v_4^2 \end{bmatrix} \cdot \frac{\xi^2}{\sigma^2 + v_4 \xi^2} \quad (6)$$

$$\xi^2 = \sqrt{2}a(z_1 \cos \tilde{\theta} - z_2 \sin \tilde{\theta}),$$

$$\begin{pmatrix} v_1 & v_2 \\ v_3 & v_4 \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_1(k) + v^2 & \bar{v}_2(k) \\ \bar{v}_3(k) & \bar{v}_4(k) \end{bmatrix} \cdot \Phi^T$$

Уравнение (5) описывает рекурсивный алгоритм оценки сообщения и фазы. Уравнение (6) представляет собой аналог вычисления коэффициентов усиления ФАПЧ. Вместе уравнения (5) и (6) описывают алгоритм работы МАВ-демодулятора.

Кроме максимизации апостериорной вероятности можно использовать линеаризацию модели наблюдения с последующим выводом расширенного фильтра Калмана. Однако, как показывает Сэйдж в [3,4], метод МАВ имеет лучшие характеристики. Детальный вывод ЧМ-демодулятора, сделанный в более общей форме, можно найти в [5]. Следует заметить, что в общей форме алгоритм менее устойчив, так как содержит вычисления обратной матрицы.

Обнаружение ответа радиозонда по дальности

Ответ радиозонда на зондирующий импульс радара представляет собой замирание поднесущей частоты сигнала телеметрии. Задача обнаружения такого сигнала сводится к классической задаче бинарного обнаружения частоты в радиолокации и описана детально Ван-Трисом в [2].

Задача рассматривается в следующей формулировке:

Событие

$H_1 : r(t) = \sqrt{2E_r} A \cos(\omega_c t + \Phi(t) + \theta) + w(t), 0 \leq t \leq T$ – ответа нет.

Событие

$H_0 : r(t) = w(t), 0 \leq t \leq T$ –

ответ есть,

где $r(t)$ – наблюдаемый сигнал, ω_c – частота поднесущей, $\Phi(t)$ – оценка фазовой модуляции сигнала, θ – ошибка оценки $\Phi(t)$, T – длительность ответа радиозонда, E_r – мощность принимаемого сигнала, $w(k)$ – аддитивный белый шум с двухсторонней спектральной плотностью $N_0/2$.

Предположим, что имеется информация о текущей фазе несущей и функция распределения ее отклонения от реального значения (θ) имеет вид

$$p_\theta(\theta : \Lambda_m) = \frac{\exp[\Lambda_m \cos \theta]}{2\pi I_0(\Lambda_m)},$$

где $I_0(\Lambda_m)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода, а Λ_m – параметр, определяющий рассеяние распределения. Чем точнее доступные измерения фазы, тем больше значение Λ_m . При $\Lambda_m=0$ распределение становится равномерным, т.е. это случай, когда о фазе никакой информации нет.

Для принятого предположения о фазе можно показать, что оптимальной решающей функцией в смысле МАВ, будет

$$\left(\frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} \right)^2 (L_c^2 + L_s^2) + 2\Lambda_m \frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} L_c > \gamma \quad (7)$$

$$L_c \equiv \int_0^T \sqrt{2} r(t) \cos[\omega_c t + \Phi(t)] dt,$$

$$L_s \equiv \int_0^T \sqrt{2} r(t) \sin[\omega_c t + \Phi(t)] dt.$$

В уравнении (7) первое слагаемое представляет собой описание квадратурного некогерентного коррелятора, в то время как второе есть когерентная часть. Таким образом, чем больше имеется знаний о фазе модулированной поднесущей, тем больший вес имеет когерентная часть обнаружителя. Соответственно при отсутствии информации о фазе ($\Lambda_m=0$) остается только некогерентная часть. Значение порога устанавливается в зависимости от необходимой достоверности обнаружения.

Для реализации была использована только когерентная часть обнаружителя с информацией о фазе поднесущей от МАВ-демодулятора на входе. Тем самым фактически сделано предположение, что фаза нам точно известна. Как показывает практика, в рабочей области системы учет неточностей измерения фазы не дает ощутимых улучшений характеристик обнаружителя.



Оценка периода телеметрии

После того как входной сигнал радиозонда демодулирован МАВ-демодулятором, на выходе получим сигнал телеметрии, который необходимо подвергнуть дальнейшей обработке для оценки значений периода T и длительности импульсов τ телеметрии.

С целью получения эффективного алгоритма предполагалось, что значения T и τ изменяются медленно по отношению к абсолютному значению самого длинного допустимого периода телеметрии T_{\max} . Это предположение позволяет априори считать, что имеется достаточная статистика о сигнале.

Обозначим входной сигнал, приходящий с МАВ-демодулятора, как $r_i = f_i + w_i$, где f_i – сигнал телеметрии, а w_i – аддитивный белый шум. Обозначим дисперсию входного шума как σ^2 . Рассмотрим автокорреляционную функцию (АКФ) входного сигнала. В дискретном случае с периодом выборки τ_0 АКФ запишется как

$$\Psi_k = \sum_{i=0}^n r_i \cdot r_{i+k}, k \in \overline{0, n}, r_i = r(t_0 + \tau_0 i), n = \frac{T_0}{\tau_0},$$

где T_0 – время наблюдения и выполняется условие

$$T_0 \gg T_{\max}. \quad (8)$$

Так как телеметрия и шум могут рассматриваться как независимые случайные процессы, то, при наличии достаточно большой выборки, в среднем автокорреляция их суммы есть сумма автокорреляций:

$$\Psi_k = \sum_{i=0}^n f_i \cdot f_{i+k} + \sum_{i=0}^n w_i \cdot w_{i+k} = \Phi_k + n\sigma^2 \delta_{k,0} \Rightarrow$$

$$\Psi_0 = \Phi_0 + n\sigma^2, \Psi_k = \Phi_k, k \geq 1, \quad (9)$$

т.е. вклад белого шума будет виден только в Ψ_0 . Остальные значения АКФ к шуму не чувствительны и в среднем равны АКФ телеметрии без шума Φ_k . Функция является периодической, с периодом T , и состоит из треугольных импульсов ширины 2τ .

Формула для дисперсии Ψ_k :

$$D(\Psi_k) = D(w_i) \cdot D(w_{i+k}) = (n\sigma^2)^2, k \in \overline{1, n}.$$

Отсюда, найдя $n\sigma^2$ из (9) как $n\sigma^2 = \Psi_0 - \Phi_0$ и используя правило «трёх сигма», можем записать порог «шумовых» значений АКФ как

$$\Psi_{\text{шум}} = 3\sqrt{D(\Psi_k)}.$$

Значение Φ_0 вычисляется путем линейной экстраполяции из нескольких первых значений АКФ, $\Psi_1 = \Phi_1, \Psi_2 = \Phi_2, \dots$. Такая оценка возможна, т.к. АКФ телеметрии в районе нуля есть линейная функция. Используя линейную экстраполяцию АКФ в точке ее пересечения с нулем, получим ширину первого треугольного пика, что даст нам оценку длительности импульсов телеметрии τ . Далее производится поиск пика АКФ высоты $\tilde{\Phi}$ между Φ_0 и $\Psi_{\text{шум}}$.

Для снижения объема вычислений можно сначала получить грубую оценку периода, вычислив АКФ сигнала, подверженного перевыборке с периодом $\tau/2$. Имея грубую оценку, можно ее уточнить, рассчитав АКФ с большим количеством выборок и найдя ее максимум.

По исходному предположению выполняется (8). Это значит, что внутри отрезка наблюдения имеется существенное количество импульсов телеметрии. Данное обстоятельство можно использовать для улучшения точности оценки периода путем усреднения. В терминах АКФ это эквивалентно вычислению периода как взвешенного среднего в районе $\pm \Delta, \Delta < \tau$, максимума пика

$$T = \frac{\sum_{k=k_0-\Delta}^{k_0+\Delta} \Psi_k \cdot k}{\sum_{k=k_0-\Delta}^{k_0+\Delta} \Psi_k} \tau_0, k_0 = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \Psi_k.$$

Заключение

За счет использования приближенных к оптимальным методов обработки сигнала радиозонда, предлагаемая система позволит существенно снизить требования к соотношению сигнал/шум в измерительном тракте аэрологического радиолокатора. Умеренные требования к объемам вычислений позволяют реализовать систему на основе современных цифровых сигнальных процессоров общего назначения.

Кроме улучшенных характеристик обнаружения, система позволит в большей мере контролировать качество принимаемого сигнала и качество оценки измеряемых параметров.

Необходимо отметить, что когерентный коррелятор имеет преимущества перед некогерентным только в предположении, что фаза колебаний известна достаточно точно. В дальнейшем планируется получить оценки по порогу соотношения сигнал/шум системы. Это позволит сделать выбор между когерентным и некогерентным обнаружителями дальности.

Литература

1. Г. Ван-Трис. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1, Сов. радио, М., 1972.
2. Г. Ван-Трис. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 2, Сов. радио, М., 1975.
3. Sage, Andrew P., and Melsa, James L. Melsa, Estimation Theory with Applications to Communications and Control, McGraw- Hill Book Co., 1971.
4. A. P. Sage and C. C. I. White. Optimum systems control. Prentice-Hall Inc., Englewood Clis, N.J., 2nd edition edition, 1977.
5. Alan L. McBride, On Optimum Sampled-Data FM Demodulation, IEEE Transactions on Communications, no. 1, January 1973 pp. 40–50.

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова, IEEE Signal Processing Society, Международная академия информатизации, Министерство образования и науки Российской Федерации, Рязанская государственная радиотехническая академия

Международная научно-техническая конференция**ПРОБЛЕМЫ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ И СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

15 – 17 декабря 2004 г., г. Рязань

Российское НТОРЭС им. А.С. Попова совместно с Международной академией информатизации, Рязанской государственной радиотехнической академией, Рязанским филиалом ОАО «ЦентрТелеком», ОАО Телефонной компанией «СОТКОМ» и другими организациями проводит в Рязани с 15 по 17 декабря 2004 года 13-ю Международную научно-техническую конференцию «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций».

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ КОНФЕРЕНЦИИ:

- ♦ организация сбора и передачи информации,
- ♦ передача и обработка информации в системах многоканальной связи,
- ♦ мобильные телекоммуникации, средства и системы беспроводной связи,
- ♦ передача и обработка информации в телевидении и радиовещании,
- ♦ обработка и передача геоинформации,
- ♦ обработка и распознавание изображений в бортовых видеоинформационных системах;
- ♦ методы и устройства цифровой обработки информации,
- ♦ алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных сетей,
- ♦ защита информации в сетях и системах телекоммуникаций,
- ♦ моделирование процессов передачи и обработки информации,
- ♦ информационное обеспечение проблем интеллектуальной собственности.

Информационную поддержку обеспечивают журналы: «Электросвязь», «Информ-Курьер-Связь», «Цифровая обработка сигналов». До начала работы конференции планируется издание тезисов докладов.

Для участия в работе конференции представителей всех заинтересованных организаций и фирм необходимо не позднее 30 октября 2004 года направить в ОРГКОМИТЕТ заявку и представить следующие материалы:

1. Электронную версию тезисов доклада (объемом до 2 стр., размер шрифта 10), направленную по **E-mail: vp@rgrta.ryazan.ru** и оформленную в формате А5 с полями: сверху, снизу и справа – по 15 мм., слева – 20 мм.
2. Тезисы доклада должны быть подготовлены в текстовом редакторе MS Word 6.0, 7.0 (Word 95) или 8.0 (Word 97). Формулы можно вставлять как объекты Equation Editor 2.0, 2.1 или 3.0.
3. Сведения об авторах – 1 экз. (ФИО, ученая степень и звание, место работы, должность, адрес для переписки, телефон, E-mail).

Целевой взнос на организацию конференции за одного участника от предприятия или организации – 750 руб., для представителей ВУЗов, государственных НИИ и академических институтов – 300 руб. Для физических лиц скидка – 40%. Для членов РНТОРЭС им. А.С. Попова – дополнительная скидка 10%. Для аспирантов и студентов целевой взнос – 70 руб.

Организации, изъявившие желание провести презентацию или разместить рекламу, могут обращаться в оргкомитет конференции. **Тел.: (0912) 96-10-95 или (0912) 21-46-67**

УДК 621.372.54

К разрядности вычислителя БПФ при его реализации на процессоре L1879VM1 (NM6403)

О.Ю. Аксенов, Ю.И. Борисов

Одно из актуальных направлений обработки информации связано с цифровой обработкой сигналов, использующей, в частности, быстрое преобразование Фурье (БПФ). Стремление обеспечить обработку информации в реальном времени определяет использова-

ние в таких задачах сигнальных процессоров. Данная работа связана с реализацией на процессоре L1879VM1 (NM6403) [1] БПФ для исходных данных большой разрядности (~16 двоичных разрядов). Возможность программного деления разрядной сетки процессора определяет необходимость оптимизации разрядности вычислительных операций при обеспечении наилучшего баланса между производительностью и разрядностью вычислений, влияющей на их точность. Оценки производительности используемого процессора на операциях БПФ приведены в статье [2]¹.

В настоящей работе рассматривается проблема выбора разрядности используемых операндов и вычислителя. Анализ проводится применительно к реализации алгоритма БПФ по основанию 2, аналогичной представленным в [3,4,5]. Все отличия касаются только замены арифметики с плавающей точкой целочисленной арифметикой и использования заранее табулированных значений тригонометрических функций. Переход к целочисленной арифметике, в частности, предполагает масштабирование (умножение на константу >1) используемых значений тригонометрических функций и входного сигнала. Рассматриваемая реализация БПФ условно может быть разделена на две части: перенумерацию входных данных и собственно вычисления. Ниже анализируется только

Рассматривается целочисленная реализация алгоритма БПФ на процессоре L1879VM1 (NM6403). Предлагается методика оценки разрядности операндов и вычислителя. Рассмотрены различные схемы нормализации результатов, обеспечивающие защиту от переполнения. Даются рекомендации по выбору требуемой разрядности представления операндов. В качестве критерия качества целочисленной реализации БПФ используется степень ее соответствия реализации, обеспечиваемой арифметикой с плавающей точкой.

второй этап, поскольку именно он влияет на точность вычислений БПФ.

Пусть исходный сигнал содержит $N = 2^M$ отсчетов. Тогда для выполнения алгоритма БПФ понадобится M шагов. Введем обозначения: R_0 – входной сигнал, R_i – сигнал на i -м шаге вычислений БПФ, R_M – сигнал после последнего – M -го шага, S – значение тригонометрической функции, U_i – нормализующий множитель, который может быть использован на i -м шаге вычислений. При этом под R будем понимать действительную и мнимую части в общем случае комплексного сигнала, а под S – как синус, так и косинус соответствующего аргумента. Число двоичных разрядов, используемых для хранения указанных величин, обозначим соответственно как r_0, r_i, r_M, s, u_i . Число используемых разрядов вычислителя – p .

Отметим, что конечной целью вычисления БПФ предполагается оценка модуля спектра входного сигнала – $F(x)$, где $x = 0 \dots N-1$ – номер частотного канала. $F(x)$ определяется исходя из $R_M(x)$, имеющего как действительную, так и мнимую части.

Рассмотрим требования, которые налагает вычисление БПФ на разрядность вычислителя. Из [6] следует:

$$\text{Max} \{R_i\} \leq \text{Max} \{R_{i+1}\} \leq 2 \cdot \text{Max} \{R_i\}. \quad (1)$$

Разрядность результата вычисления БПФ – r_M можно оценить, исходя из соотношения (1), если

¹ Оттуда же взят используемый ниже термин «нормализация», означающий использование операции сдвига вправо промежуточных результатов для предотвращения возникновения переполнения в ходе вычислений.

учесть, что два из M шагов БПФ сводятся к умножению на 1 и, следовательно, не изменяют разрядность результата:

$$r_M \leq r_0 + M - 2. \quad (2)$$

Отдельный i -й шаг вычисления БПФ сводится к следующим действиям:

$$R_i = (R_{i-1} \cdot S \pm R_{i-1} \cdot S) \gg s. \quad (3)^2$$

В этом случае минимальную разрядность вычислителя, необходимую для выполнения указанных действий без переполнения, можно оценить как:

$$p_i = r_{i-1} + s + 1. \quad (4)$$

Аналогично для M -шагового алгоритма БПФ требуемая разрядность вычислителя, исходя из (2), (3), (4), составит:

$$p_M = r_0 + s + M - 1. \quad (5)$$

Ситуация, когда число разрядов вычислителя p достаточное, то есть

$$p \geq p_M, \quad (6)$$

соответствует по классификации [6] случаю, когда вычисления могут быть реализованы без нормализации. В данном случае под нормализацией понимается деление исходных данных на некоторую константу > 1 , что на практике обеспечивается за счет операции сдвига вправо.

Однако условие (6) может и не выполняться. В этом случае для осуществления вычислений без переполнения следует использовать нормализацию. Простейший вариант использования нормализации рассмотрен в [6] и сводится к сдвигу результата вычислений вправо на 1 разряд на каждом шаге, кроме крайних. Для операции (3) это можно записать как:

$$R_i = [(R_{i-1} \cdot S \pm R_{i-1} \cdot S) \gg s] \gg u_i; \quad (7a)$$

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{при } i=1,2,M; \\ 1 & \text{при } i=3...M-1. \end{cases}$$

При практической реализации вычислений на рассматриваемом процессоре более удобной может оказаться модификация этой схемы, при которой сдвиги осуществляются не на каждом шаге, но сразу на несколько разрядов. Например, через шаг сдвиг на 2 разряда. Это соответствует последовательности:

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{при } i=0,2,4,... \\ 2 & \text{при } i=1,3,5,... \end{cases} \quad (7б)$$

Если обозначить через R_{M3} результаты вычисления БПФ по схеме (3) – без нормализации, а через R_{M7} – по схеме (7а) – с нормализацией на 1 разряд при каждом шаге, кроме крайних, то

$$R_{M3} = R_{M7} \ll (M-3). \quad (8)$$

Можно предложить еще одну схему нормализации для операции (3):

$$R_i = [((R_{i-1} \gg u_i) \cdot S \pm (R_{i-1} \gg u_i) \cdot S) \gg s] \ll u_i; \quad (9)$$

$$u_i = \begin{cases} 0, & \text{при } i=1,2; \\ i-2, & \text{при } i=3...M \end{cases}$$

Указанная схема вычислений связана с выполнением добавочных сдвиговых операций, но, в отличие от схемы вычислений (7), приводящей к необходимости масштабирования полученных результатов, как это следует из (8), обеспечивает количественно тот же результат, что и схема вычислений (3): $R_{M3} = R_{M9}$, поскольку сдвиги вправо на u_i компенсируются сдвигами влево на u_i .

Оценка суммарной приведенной ошибки округления для одной ветви вычислений по схемам (7) и (9) показала (рис. 1), что обе схемы дают сравнимые результаты. Поэтому дальнейший анализ проводится применительно к схеме (7б), как более удобной для практической программной реализации на рассматриваемом процессоре.

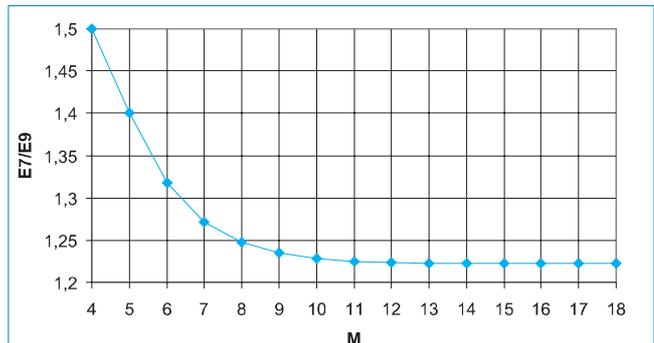


Рис. 1. Сравнительная точность схем нормализации (7) и (9)

Для определенности в качестве входного сигнала использовался гармонический сигнал при $r_0=15$, $N=512$, действительная и мнимая части которого для $x=0...N-1$ задаются в следующем виде:

$$\begin{cases} re(x) = w(x) \cdot \sin(x) \\ im(x) = 0 \end{cases}, \quad (10)$$

где:

$$w(x) = 0,46 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot x}{N}\right) + 0,54, \quad x = 0...N \quad (11)$$

огibaющая по Хэммингу.

При $r_0 \sim 16$ целесообразно использовать $p = 32$. Это вытекает, в частности, из того, что разрядность вычислителя должна, по крайней мере, быть вдвое больше разрядности операндов, а наибольшую производительность используемый процессор обеспечивает при реализации на его векторной части вычи-

² Здесь и далее символами \gg и \ll обозначены операции логического сдвига вправо и влево соответственно.

слений с данными, имеющими разрядность, равную степени двойки.

Результаты оценки модуля спектра входного сигнала $-F(x)$ для такого сигнала на рассматриваемом процессоре по схеме (76) при $p = 32$ показаны на рис. 2. По горизонтали отложен номер частотного канала $-x$, а параметром является разрядность используемых тригонометрических функций $-s$. По вертикали отложена величина $20 \cdot \log[F(x)/\text{Max}(F(x))]$.

Результаты вычисления модуля спектра входного сигнала $F(x)$ на некотором диапазоне частотных каналов $x_1...x_2$ характеризуются средним значением $-\overline{F(x)}$. Для рассматриваемого входного сигнала, имеющего $F(x)$ в виде узкого пика, такое среднее можно использовать для характеристики точности вычислений. Соответствующий график показан на рис. 3. По вертикали отложена величина $20 \cdot \log[\Delta F(x)]$, аргументом является разрядность используемых тригонометри-

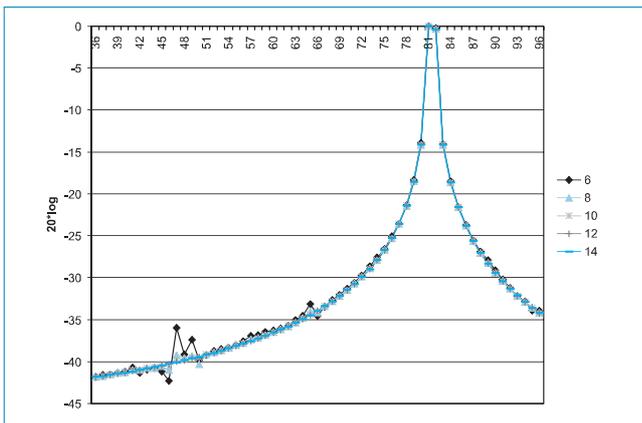


Рис. 2. Зависимость модуля спектра входного сигнала при $N=512$, $r_0=15$, $p=32$ от номера частотного канала для различных значений разрядности s

ческих функций s , а параметром – диапазон частотных каналов, в котором производится усреднение.

В качестве критерия точности вычислений БПФ удобно использовать степень соответствия модуля спектра входного сигнала, полученного при использовании целочисленной арифметики $-F_{int}(x)$, модулю спектра входного сигнала, вычисленному при использовании арифметики с плавающей точкой $-F_{float}(x)$. Тогда относительную погрешность оценки БПФ при использовании на процессоре целочисленной арифметики можно оценить как $\Delta F(x) = |F_{int}(x) - F_{float}(x)| / F_{float}(x)$.

Результаты оценки среднего значения величины $20 \cdot \log[\Delta F(x)]$ для частотных каналов в области пика спектра анализируемого сигнала (частотные каналы 79...87 при пике, приходящемся на 83 канал) показаны на рис. 4.

Представленные на рис. 3 и рис. 4 графики позволяют заключить, что в рассматриваемом случае использования целочисленной арифметики ($p=32$, $r_0=15$, $N=512$, $M=9$)

увеличение разрядности тригонометрических функций s свыше 10 не целесообразно (с точки зрения повышения точности оценки модуля спектра входного сигнала). Это совпадает с тем, что следует из соотношения (5), поскольку при данных условиях, начиная со значения $s=9$, возникает необходимость нормализации результатов вычисления. Эта нормализация, очевидно, и приводит к существенному замедлению роста точности вычислений при увеличении числа разрядов s , используемых для хранения значений тригонометрических функций.

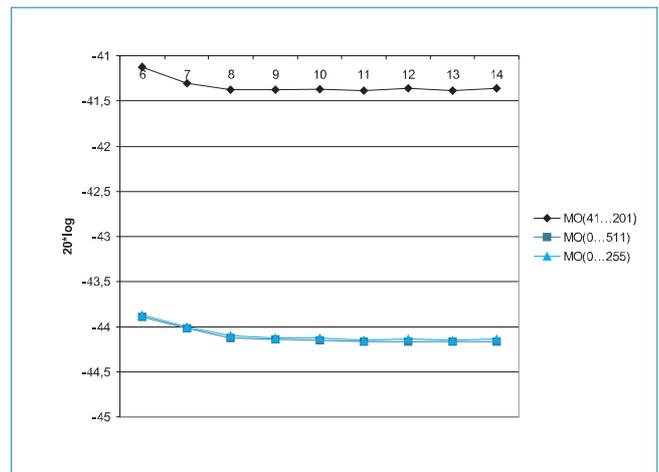


Рис. 3. Зависимость средних по диапазону частотных каналов значений модуля спектра входного сигнала при $N=512$, $r_0=15$, $p=32$ от разрядности s для различных диапазонов частотных каналов

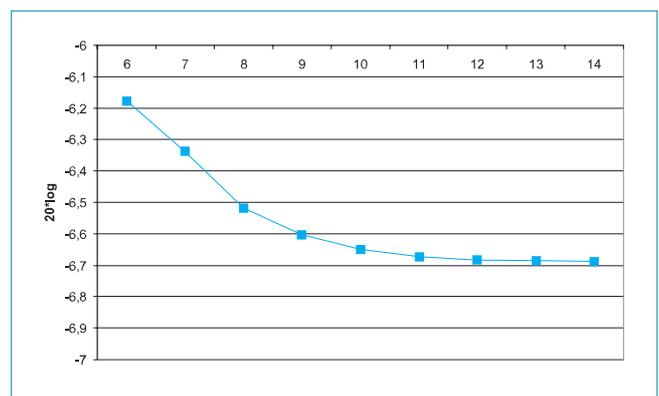


Рис. 4. Зависимость среднего по области пика спектра (частотные каналы 79...97) значения относительной погрешности оценки модуля спектра входного сигнала при $N=512$, $r_0=15$, $p=32$ от разрядности s

Таким образом, в настоящей работе в ходе анализа соответствия результатов вычисления БПФ на базе целочисленной арифметики процессора Л1879ВМ1 (NM6403) результатам вычисления БПФ, проводимого на базе арифметики с плавающей точкой:

✓ предложена методика оценки требуемой разрядности операндов и вычислителя при реализации БПФ на основе целочисленной арифметики;

- ✓ рассмотрены известная схема нормализации результатов – (7а) и предложенные новые схемы – (7б), (9);
- ✓ показано, что рассмотренные схемы нормализации дают близкие по точности результаты;
- ✓ показано, что при $N=512$, $r_0=15$, $p=32$, $s<10$ вычисления БПФ могут быть проведены без использования нормализации;
- ✓ показано, что увеличение числа двоичных разрядов, используемых для хранения значений тригонометрических функций, свыше указанного значения не приводит к существенному увеличению точности вычислений БПФ.

Литература

1. <http://www.module.ru/ruproducts/proc/nm6403.shtml>
2. Кашкаров В., Мушкаев С. Организация параллельных вычислений в алгоритмах БПФ на процес-

соре NM6403. Цифровая обработка сигналов, №1, 2001. <http://www.module.ru/files/papers-cos012001.pdf>.

3. Воинов С. Применение простейших цифровых фильтров для обработки звука. <http://voinov-sergey.narod.ru/articles/flt/>.

4. Лукин А. Цифровая обработка сигналов. <http://graphics.cs.msu.su/courses/cg03b/as-signs/hw2/index.html>.

5. Лазарев С., Рогожкин Е., Захарук Ф. Быстрое преобразование Фурье для обработки сигналов в устройствах автоматизации. // Современные технологии автоматизации, 1999 №1. http://www.cta.ru/archive_1_99.htm.

6. Пелед А., Лиу Б. Цифровая обработка сигналов: Теория, проектирование, реализация. – Киев: Вища школа. 1979. – 264 с.

НОВЫЕ КНИГИ:

Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы:

Справочник. / Под ред. чл.-кор. РАН Зубарева Ю.Б. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.: ил.

Систематически изложены методы и описаны характеристики различных алгоритмов помехоустойчивого кодирования. Рассмотрены методы многопорогового декодирования для блоковых и сверточных кодов, которые имеют технологические преимущества перед другими алгоритмами коррекции ошибок и могут найти применение в различных областях связи, обеспечивая высокие характеристики декодирования.

Для специалистов в области теории и техники кодирования, разработчиков систем связи, студентов и аспирантов соответствующих специальностей.

Гадзиковский В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. –

М.: Радио и связь, 2004. – 344 с.: ил.

С позиций временного и частотного подходов излагаются вопросы теории цифровой обработки сигналов. Рассматриваются классификация, характеристики и структурные схемы, а также шумовые модели цифровых фильтров. Разработана методика анализа шумов квантования векторных цифровых фильтров. Рассматриваются алгоритмы нелинейной цифровой обработки сигналов в системах связи на основе комплексной огибающей, а также методы построения цифровых моделей аналоговых систем.

Книга предназначена для специалистов, занимающихся проектированием систем цифровой обработки сигналов и цифровым моделированием технических систем, а также для студентов и аспирантов радиотехнических специальностей вузов.

Рихтер С.Г. Цифровое радиовещание. –

М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 352 с.: ил.

Цифровое радиовещание (ЦРВ) – новая информационная технология, в основе которой представление и передача звукового сигнала в цифровой форме во всех звеньях вещательного тракта – от студии до мобильного приемника. В монографии в доступной форме анализируется понятие «услуга ЦРВ», излагаются базовые процедуры обработки звукового вещательного сигнала и основы перспективных систем Eureka 147/DAB и DRM. Рассматриваются основы проектирования систем и сетей ЦРВ, обсуждаются перспективы и некоторые проблемы внедрения цифровых технологий на сетях радиовещания России.

Для широкого круга читателей, в той или иной мере связанных с проблематикой цифрового звукового вещания, преподавателей, аспирантов и студентов.

Цифровое преобразование изображений: Учебное пособие для вузов. / Быков Р.Е., Фрайер Р., Иванов К.В., Манцетов А.А. Под ред. проф. Быкова Р.Е. –

Горячая линия-Телеком, 2003. – 228 с.: ил.

Изложены теоретические основы формирования и цифрового преобразования сигналов изображений. Рассмотрены принципы обработки изображений, предназначенных для зрительного восприятия и автоматического анализа, вопросы цифровой фильтрации, сжатия, кодирования сигналов изображения и др., изложены принципы построения устройств формирования видеосигналов и основы построения многозональных сканирующих систем.

Для студентов, обучающихся по специальностям «Радиотехника» и «Аудиовизуальная техника», аспирантов и научных работников. Может быть полезна инженерам, работающим в области цифровой техники и телевидения.

УДК 681.323:621.397

Распределение вычислительного процесса в многопроцессорном комплексе обработки видеоинформации

О.Ю. Аксенов

В настоящее время одной из актуальных задач в области цифровой обработки изображений является обработка потока видеоданных, поступающих в реальном времени от видеокамеры. При этом целью обработки, как правило, является обнаружение объектов заданных классов.

Настоящая работа посвящена системам, оперирующим с изображениями естественных сцен. Для подобных систем характерны недетерминированность наблюдаемых сцен, сложность фона, а также то, что освещенность и контрастность исходного изображения могут изменяться в широких диапазонах. Указанные факторы определяют высокую вычислительную сложность подобных систем цифровой обработки данных. Поэтому, как правило, такие системы реализуются на базе многопроцессорных вычислителей.

При создании многопроцессорных вычислителей необходимо, в частности, рационально выбрать число процессоров и распределить вычисления между ними. Один из возможных подходов, обеспечивший на практике успешное решение указанных задач, рассматривается ниже.

Распределение вычислительного процесса ведется применительно к аппаратно-программному комплексу [1], предназначенному для обработки последовательности изображений (кадров), имеющих формат 384x288 при 256 уровнях серого, поступающих на вход с частотой кадров 25 Гц. В качестве аппаратной части комплекса используется устройство видеобработки VM1 [2] на базе 4 процессоров L1879BM1 (NM6403).

Комплекс должен обнаруживать и распознавать транспортные средства на изображении естествен-

Рассматривается задача эффективного распределения вычислительного процесса между отдельными процессорами многопроцессорного комплекса. Комплекс предназначен для работы в реальном времени и обеспечивает автоматическое обнаружение объектов заданных классов на изображении, поступающем от подвижной видеокамеры, наблюдающей земную поверхность и расположенные на ней объекты «сверху вниз». Предложен практический подход к решению рассматриваемой задачи на основании анализа свойств используемых алгоритмов обработки и статистических данных о продолжительности их работы по характерным типам изображений.

ной сцены, получаемой как «вид сверху». При этом предполагается, что источник информации комплекса – телевизионная камера осуществляет обзор местности, т.е. изображения транспортных средств по сравнению с размерами кадра малы (составляют 1/20 его часть).

Обнаруживаемые транспортные средства могут быть как подвижными, так и неподвижными. Камера, в свою очередь, также может быть подвижной или статической. Обнаруженный объект сопровождается на последовательности изображений. В ходе сопровождения накапливается информация для распознавания объекта. Под распознаванием понимается отнесение обнаруженного объекта к одному из заранее заданных классов. Например, к классу легковых автомобилей, к классу грузовых автомобилей, к классу автобусов и т.п.

Для упрощения процесса обработки изображений до приемлемого уровня использованы ограничения. В частности, рассматриваемый комплекс проектировался в предположении:

- ✓ ограниченности числа обнаруживаемых объектов (до 50) и классов (до 10) обнаруживаемых объектов;
- ✓ отсутствия перекрытий обнаруживаемых объектов на изображении;
- ✓ ограниченности ракурсов наблюдения объектов (вид, близкий к «виду сверху»);

✓ ограниченности диапазона изменения масштаба изображения (до 2 раз).

В основу обнаружения положен принцип обнаружения-распознавания, описанный в [3] и использующий понятие *образ* объекта. Под *образом* объекта [1] понимается определенный набор и форма представления параметров, описывающих объект с точностью до класса. Применительно к рассматриваемой задаче образ характеризует форму объекта и получается в результате преобразования изображения объекта, в основе которого лежит выделение перепадов яркости, образующих изображение объекта. В данном случае используется преобразование, обеспечивающее инвариантность *образа* к цвету, положению и ориентации на изображении, масштабу изображения объекта.

В рассматриваемом комплексе реализация упомянутого принципа сводится к последовательному выполнению следующих действий:

✓ на изображении выделяются первичные признаки – элементы, некоторая совокупность которых образует обнаруживаемый объект;

✓ различные наборы первичных признаков объединяются в гипотезы объектов (основная задача – не пропустить нужные объекты), для каждой гипотезы определяется соответствующий *образ*;

✓ проводится распознавание – отбраковка гипотез на основе сравнения их *образов* с эталонами, сформированными при обучении системы распознавания.

При анализе процесса обработки изображения рассматриваемым комплексом можно выделить следующие этапы:

✓ *адаптация* к условиям наблюдения – нормализация яркости и контраста обрабатываемого изображения;

✓ *бинаризация** – превращение полутонового изображения в бинаризованное на основе выделения перепадов яркости;

✓ *сегментация* – формирование гипотез положения объектов из элементов бинаризованного изображения;

✓ *формирование** нормализованного *образа* – инвариантное к цвету, ориентации и положению объекта на изображении и его масштабу выделение набора признаков – *образа*;

✓ *распознавание** нормализованного *образа* по отдельному изображению путем сравнения с эталонными *образами* – обнаружение объектов;

✓ *сопровождение* обнаруженных объектов на последовательности изображений (кадров);

✓ *накопление* результатов распознавания, полученных по последовательности изображений (кадров);

✓ *обмен* данными между процессорами, в том числе их синхронизация.

Использование предлагаемого подхода к распределению вычислительного процесса внутри многопроцессорного вычислителя иллюстрируют следующие рассуждения.

Принципиальная особенность рассматриваемой реализации состоит в том, что для одних этапов их вычислительная трудоемкость (длительность вычислений) не зависит от обрабатываемого изображения – *независимые от изображения* этапы, а для других зависит – *зависимые от изображения* этапы. К первому типу относятся такие этапы, как: *адаптация, бинаризация, обмен*. Ко второму типу – *сегментация, формирование образа, распознавание, сопровождение, накопление*.

Результаты экспериментальной оценки относительной вычислительной трудоемкости этапов обработки изображения приведены на *рис. 1*. Ниже этот вариант будет именоваться как *Версия 1*. При этом трудоемкость *зависимых от изображения* этапов оценивалась для худших случаев («оценки сверху»). В данном случае из анализа исключен этап *адаптации*, поскольку общая трудоемкость оставшихся этапов такова, что обработка потока изображений требует использования всех четырех процессоров используемого устройства VM1, и для реализации

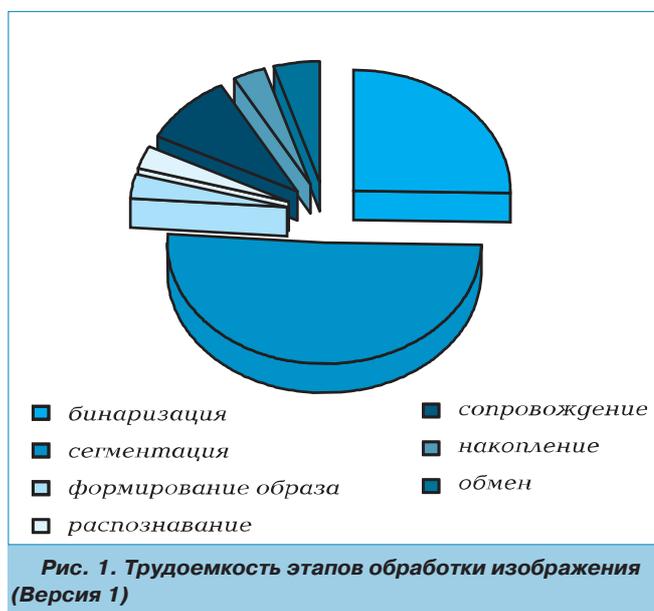


Рис. 1. Трудоемкость этапов обработки изображения (Версия 1)

* Использована эффективная программная реализация на векторной части процессора Л1879ВМ1 (NM6403).

адаптации фактически не остается вычислительных ресурсов.

Относительная трудоемкость этапов, в значительной мере, определяет схему организации вычислительного процесса. В данном случае можно выделить 3 группы этапов: *бинаризация*, *сегментация*, «остальные» этапы. Трудоемкости этих групп, как это показано на *рис. 1*, относятся как 1:2:1. Это позволяет предложить организацию вычислительного процесса в виде, показанном на *рис. 2*.

При этом учтено, что такие этапы, как *сопровождение* и *накопление*, основаны на объединении данных, получаемых при обработке каждого кадра. Поэтому целесообразно их реализовать на одном процессоре, отмеченном на *рис. 2* символом (3), что позволит сэкономить на межпроцессорном обмене данных.

Рис. 2 предполагает, что процессоры, отмеченные на нем символами (0) и (3), обрабатывают каждый кадр за время, не превышающее период следования кадров. Процессоры, отмеченные как (1) и (2), в свою очередь, обрабатывают соответственно только четные и нечетные кадры. Однако времени на обработку одного кадра этим процессорам отводится в 2 раза больше, чем процессорам (0) и (3).

Меняющиеся условия наблюдения приводят, в частности, к изменению освещенности и контрастности объектов на изображении. Это, в свою очередь, – к изменению результатов *бинаризации*, а значит, и результатов формирования образа, и в конечном итоге – обнаружения. Стремление уменьшить зависимость способности комплекса обнаруживать объекты от меняющихся условий наблюдения определяет необходимость введения в процесс обработки упомянутого выше этапа *адаптации* и проведения поиска соответствующих вычислительных ресурсов.

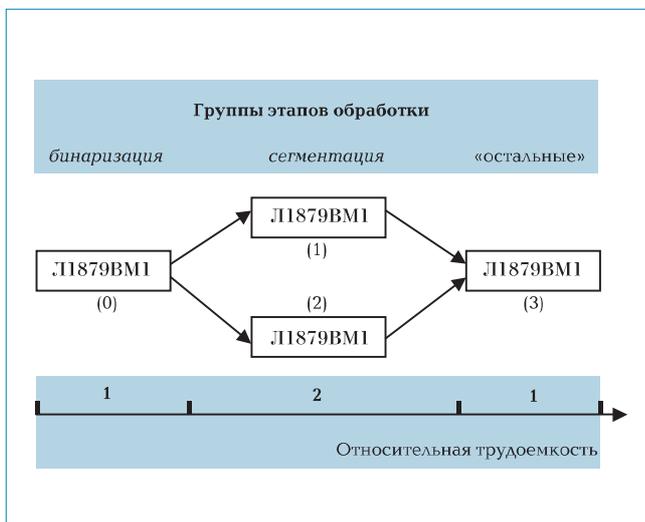


Рис. 2. Организация вычислительного процесса (Версия 1)

Анализ работы комплекса в *Версии 1* показал, что резервы целесообразно искать на этапах, *зависимых от изображения*. Из данных, представленных на *рис. 1*, следует, что в первую очередь это этап *сегментации*, как наиболее ресурсоемкий. Поэтому были исследованы законы распределения вычислительной трудоемкости этапа *сегментации* для различных типов изображений. Результаты этих исследований позволили сделать вывод, что для наиболее типичных для рассматриваемого комплекса изображений трудоемкость *сегментации* с большой вероятностью может составлять не более половины от величины, отображенной на *рис. 1*.

Экономленный на этом вычислительный ресурс позволил на той же аппаратной базе дополнительно реализовать этап *адаптации* и в итоге получить *Версию 2* рассматриваемого комплекса. Относительные трудоемкости этапов обработки комплекса по *Версии 2* отображены на *рис. 3*.

Использование вероятностного подхода к оценке длительности *сегментации* потребовало введения в программу, реализующую этот этап, возможности завершения работы по исчерпанию выделенного лимита времени. Это необходимо для обеспечения стабильности работы комплекса в случае подачи на его вход изображений, время *сегментации* которых может превысить величину, соответствующую отображенной на *рис. 3*.

В отличие от данных *рис. 1*, трудоемкость этапов, представленная на *рис. 3*, плохо делится на части, кратные используемому числу процессоров. Это определило использование организации вычислительного процесса комплекса по *Версии 2* в виде, изображенном на *рис. 4*. Дополнительное преимущество схемы, представленной на *рис. 4*, по сравнению со схемой, представленной на *рис. 2*, в уменьшении дробления процесса обработки отдельного

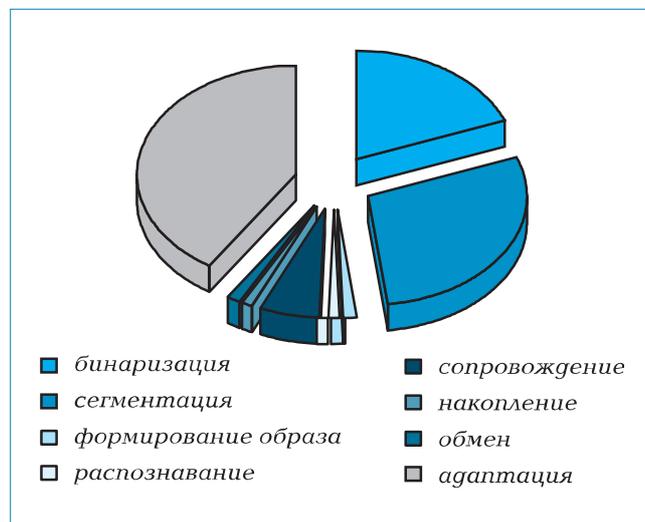


Рис. 3. Трудоемкость этапов обработки изображения (Версия 2)

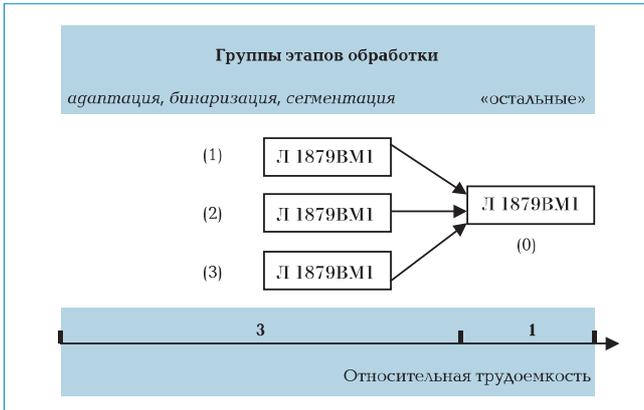


Рис. 4. Организация вычислительного процесса (Версия 2)

кадра между процессорами. Это сокращает межпроцессорный обмен информацией.

Временная диаграмма работы процессоров при организации вычислительного процесса по Версии 2 изображена на рис. 5. Такая организация, так же, как и в случае Версии 1, обеспечивает задержку обработки, равную 4 кадрам.

Следует отметить, что принудительное ограничение длительности сегментации, вообще говоря, может привести к пропуску объектов. Однако тут важны конкретные количественные показатели. Так, в рассматриваемом случае вероятность принудительного прекращения сегментации была выбрана таким образом, чтобы оказаться существенно меньше требуемой вероятности обнаружения. Другими словами, в этом случае принудительное ограничение длительности сегментации не привело к заметному ухудшению обнаруживающей способности комплекса. Тем не менее следует учитывать, что подобный подход, может оказаться мало перспективным при необходимости обеспечения вероятности обнаружения, близкой к единице.

В целом предлагаемый подход позволил улучшить характеристики обнаружения за счет более эффективного использования имеющихся вычислительных мощностей, позволившего дополнительно ввести этап адаптации. Это положение иллюстрирует рис. 6.

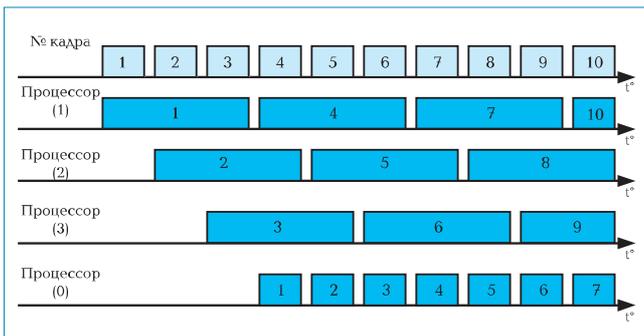


Рис. 5. Временная диаграмма обработки изображения (Версия 2)



Рис. 6. Фрагмент изображения, на котором комплекс в Версии 2 обнаруживает вертолет

На нем приведен фрагмент изображения, при обработке которого комплекс в Версии 1 не обнаруживает вертолет, а в Версии 2 за счет адаптации – локального повышения контраста – обнаруживает.

Таким образом, предложен подход к созданию многопроцессорных комплексов обработки видеoinформации в части распределения вычислительной нагрузки между процессорами. Его основные положения сводятся к следующим моментам:

- ✓ использование статистических данных о тех этапах обработки изображения, трудоемкость которых зависит от изображения;
- ✓ распределение этапов обработки изображения между процессорами на основании данных о вычислительной трудоемкости этапов при стремлении минимизировать межпроцессорный обмен промежуточными данными.

Анализ работы аппаратно-программного комплекса [1] при обнаружении объектов на изображениях естественных сцен показал, что он обеспечивает обнаружение объектов заданных классов в широком диапазоне условий освещенности и контрастности. Это подтверждает эффективность предлагаемого подхода к созданию подобных систем обработки потоков изображений.

Литература

1. Аксенов О.Ю. Методика формирования обучающих выборок для распознающей системы. // VI Всероссийская научно-техническая конференция «Нейроинформатика-2004». Сборник научных трудов Ч. 2, с. 215-222, М., МИФИ. 2004.
2. <http://www.module.ru/ruproducts/dspmod/bm1-r.shtml>.
3. Аксенов О.Ю. Обнаружение и распознавание объектов на изображениях с использованием искусственных нейросетей. // Всероссийская научно-техническая конференция «Нейроинформатика-99». Ч. 3, с. 131-137. М., МИФИ. 1999.

Новые разработки DSP компаний ANALOG DEVICES и TEXAS INSTRUMENTS

TEXAS INSTRUMENTS

Компания Texas Instruments анонсирует серийный выпуск сигнальных процессоров семейства 'C64x с рабочей частотой 1 ГГц.

Компания Texas Instruments (TI) осуществляет переход на новую 90-нм технологию изготовления кристаллов, позволяющую повысить скорости взаимодействия интегрированных на кристалле компонентов. Сигнальные процессоры с рабочей частотой 1 ГГц уже изготавливаются в инженерных образцах, и в самых ближайших планах компании намечено начало серийного выпуска этих процессоров.

Процессоры с фиксированной точкой TMS320C6414T, C6415T и C6416T, работающие на тактовой частоте 1 ГГц, демонстрируют высочайшую производительность, выполняя 8 миллиардов операций умножения с накоплением в секунду (GigaMACs) над 8-разрядными данными, типичными для систем обработки изображений и видео; или 4 GigaMACs над 16-разрядными данными, обычно обрабатываемыми в аудио и речевых приложениях. Высокий уровень производительности позволит сигнальным процессорам найти новые области применения, такие, как адаптивные антенные решетки и системы технического зрения, а также укрепить свои позиции в традиционных сферах применения, расширяя «интеллектуальные» возможности базовых станций систем беспроводной связи, IP-видеосистем, оборудования высокоскоростной передачи данных, медицинского диагностического оборудования и радиолокационных систем. Один процессор с частотой 1 ГГц способен обрабатывать в реальном времени до 8 каналов видеoinформации формата MPEG-2, D1 с разрешением 720 на 480 точек или 55 каналов речевой информации GSM-AMR в беспроводных телекоммуникационных системах. Применение одного такого мощного процессора во многих случаях позволит избежать необходимости построения сложной многопроцессорной системы.

Изготовление кристаллов с технологическим шагом 90 нм дает возможность не только повысить скорость функционирования систем обработки сигналов и изображений. Она также повышает плотность инте-

Приводится краткий обзор новых разработок компаний Analog Devices и Texas Instruments в области цифровых сигнальных процессоров и средств проектирования DSP-систем. Рассмотрены новые модели процессоров Blackfin и SHARC компании Analog Devices и процессоры TMS320C64x с тактовой частотой 1 ГГц компании Texas Instruments.

грируемых компонентов, позволяя, с одной стороны, уменьшать габариты микросхемы, а с другой стороны, добавить на кристалл дополнительные компоненты памяти, сопроцессоры или строить более эффективно систему на кристалле (SoC), включающую DSP, память, периферию, RISC-процессор и аналоговые компоненты.

Освоение 90-нм технологии явилось основой для перехода на частоту функционирования кристалла 1 ГГц, однако такой переход был бы все же невозможен без дополнительных модернизаций в архитектуре процессора. Еще в 2000 году при разработке семейства C64x в конструкцию процессора были предсудомнительно заложены возможности работы на частотах 1 ГГц и выше, и теперь пришло время их использовать. Изменения произошли на микроархитектурном уровне и, оставаясь незаметными для пользователя, позволили в полной мере реализовать возможности высокочастотного функционирования, сохраняя полную совместимость по кодам процессоров C64x с различными тактовыми частотами. Реализован принцип пофрагментной обработки слова данных одной командой (subword SIMD), когда слово данных разбивается на части и одна команда процессора выполняется параллельно над всеми частями слова независимо. Это сокращает число команд и более эффективно позволяет загружать вычислительные блоки процессора. Конвейер команд модернизирован так, что некоторые процедуры, ранее требующие до четырех циклов выполнения, теперь могут исполняться за один. Уменьшено на один цикл время сборки команды из памяти, а освободившийся временной ресурс использован дополнительно для чтения регистров. Модернизирован механизм загрузки/выгрузки файлов регистров, и налажено совместное функционирование блоков работы с памятью с целью повышения эффективности обмена с памятью на особо критичных потоках.

Компания Berkeley Design Technology, Inc. (BDTI), предоставляющая независимую оценку новинкам современного рынка высокопроизводительных цифровых сигнальных процессоров (ЦСП), присудила новым процессорам компании TI 9130 баллов, что является наивысшей оценкой для сигнальных процессоров данного класса, поставляемых на потоковое производство.

Ранее выпущенные процессоры C64x с рабочей частотой 720 МГц получили от BDTI 6570 баллов. Эти процессоры компания TI теперь будет изготавливать по новой технологии 90-нм, что приведет к снижению их цены почти вдвое.

Как уже было сказано, новые процессоры сохраняют набор команд ранее выпущенных моделей данного семейства и являются совместимыми с ними как по кодам, так и по выводам. Это означает, что разработчики систем ЦОС могут просто заменить старый процессор новым, более мощным без дополнительных переработок. Кроме того, существует возможность начального использования в своих разработках менее мощных, недорогих (от \$9.00) процессоров семейства C64x, с последующим переходом при необходимости на современный, супермощный ЦСП.

Анонсируемые ЦСП семейства TMS320C6414T, 'C6415T и 'C6416T имеют одинаковую архитектуру операционного ядра, 1 МБайт памяти на кристалле и отличаются только набором периферии. Серийный выпуск ЦСП 'C6414T намечен на 4-й квартал 2004 года. Объявленная стоимость составляет \$189. Цена ЦСП 'C6415T с частотой 720 МГц, изготовленного по технологии 90-нм, ориентировочно составляет \$115. Начать работу с процессорами можно, используя стартовый набор разработчика (DSK) стоимостью \$395.

Более полная информация о продукции может быть найдена на сайте компании Texas Instruments: <http://www.ti.com>. По вопросам сроков продаж и стоимости изделий на территории Российской Федерации обращайтесь к официальным представителям Texas Instruments в России.

Набор разработчика IP-видеосистем безопасности

Охранные видеосистемы все больше и больше переходят от аналоговых принципов построения к цифровым. Применение цифровой обработки сигналов в этих системах позволяет сжимать аудио/видеоинформацию, уменьшая требования к полосе пропускания каналов передачи и объемам хранящейся информации, а также позволяя видеокамерам безопасности

оперировать со стандартными сетями передачи данных. Отвечая этим тенденциям, компания TI выпустила платформу для разработчиков видеосистем безопасности, использующих интернет-протокол (IP). Использование предлагаемой платформы упростит процесс разработки интеллектуальных сетей видеонаблюдения. В состав набора входят: цифровой сигнальный медиапроцессор (сигнальный процессор, ориентированный на мультимедиа-приложения) TMS320DM642; встроенное программное обеспечение, включающее библиотеки алгоритмов сжатия аудио- и видеоинформации, оптимизированные для различных применений, а также демонстрационный пакет программ IP-видеосистемы безопасности с открытым исходным кодом приложения для ПК, позволяющий вести мониторинг и управление; набор документации; отладочные программные и аппаратные средства. На базе представляемой платформы разработчик может легко спроектировать систему, ориентированную на конкретные требования, используя часть библиотечных функций и дополняя их своими функциями, а также модернизируя демонстрационное программное обеспечение. Разработчик начинает проектирование не «с нуля», а на базе универсальной, оптимизированной и протестированной платформы.

Проектирование систем управления на базе процессоров C2000 с использованием среды Embedded Target системы MATLAB.

Инструмент Embedded Target позволяет объединить систему MATLAB и пакет Simulink со средой Code Composer Studio (CCS) программирования сигнальных контроллеров семейства C2000. Спроектированная в пакете Simulink система автоматически представляется набором Си-файлов проекта среды CCS. Программы документируются и являются редактируемыми. Возможно подключение оценочных плат eZdsp для процессоров TMS320F2812 и TMS320F2407, загрузка кодов программ и тестирование разработанной в Simulink модели на реальном процессоре. Память процессора и устройства периферии, такие, как PWM – широтно-импульсный модулятор, ADC – аналого-цифровой преобразователь и CAN – контроллер интерфейса сетевого протокола CAN, представляются блоками пакета Simulink и легко подключаются к требуемой конфигурации системы. Обеспечена эффективная работа с числами в формате с фиксированной точкой. Поддерживается имитация обработки в режиме с плавающей точкой на процессоре с фиксированной точкой. Описанное

средство проектирования уже распространяется. Стоимость инструмента – от \$4000.00.

ANALOG DEVICES

Развитие семейства Blackfin. Мультипроцессор ADSP-BF561

Цифровые процессоры обработки сигналов семейства Blackfin компании Analog Devices Inc. (ADI) разрабатывались специально для использования в современных пользовательских аудио-, видео- и телекоммуникационных приложениях с их высокими требованиями к вычислительной производительности и существенным ограничением потребляемой мощности. Построенные на основе микросигнальной архитектуры

(Micro Signal Architecture), разработанной ADI совместно с корпорацией Intel, эти процессоры отличаются уникальным сочетанием вычислительной мощности сигнального процессора и достоинствами программирования микроконтроллера. Динамическое управление расходом мощности минимизирует потребление энергии питающих батарей, позволяя осуществлять одновременное регулирование частоты тактирования и напряжения питания под управлением приложения.

Компания ADI ведет активную политику внедрения технологии Blackfin в различные отрасли современных информационных систем. Уже сотни устройств включают процессоры Blackfin в качестве вычислительной базы. Это аудио- и видеоплееры, средства мобильной связи, видеокамеры и другое оборудование от различных, в том числе и ведущих, производителей.

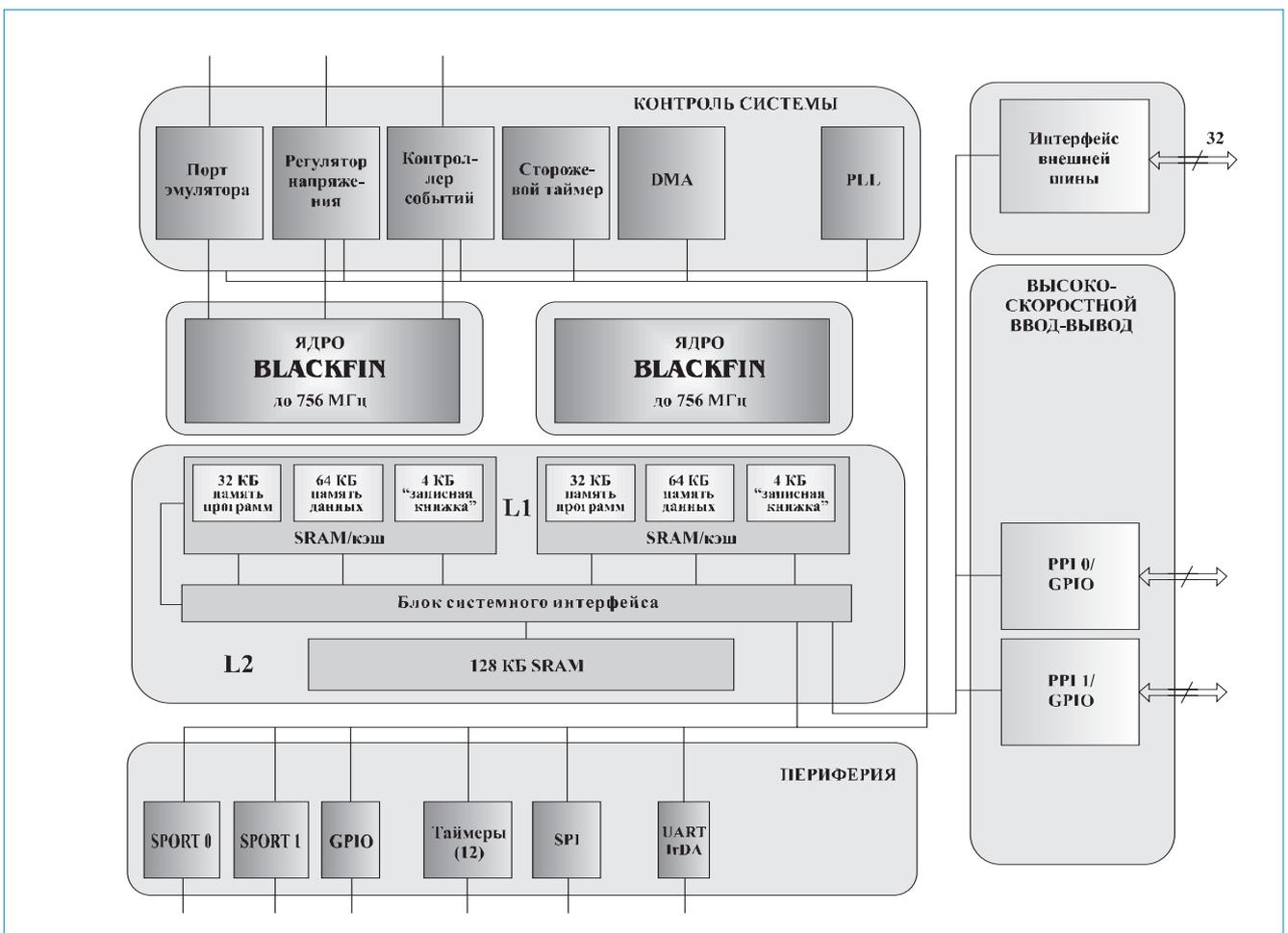


Рис. 1. Архитектура процессора ADSP-BF561

DMA – контроллер прямого доступа к памяти,
PLL – схема повышения тактовой частоты,
SRAM – статическое ОЗУ,
L1, L2 – уровни организации памяти (более быстрая / менее быстрая),
PPI – параллельный интерфейс периферии,
GPIO – ввод-вывод общего назначения,
SPORT – синхронный последовательный порт,
SPI – последовательный интерфейс периферии,
UART IrDA – универсальный асинхронный приемопередатчик

Потребительский рынок персональных электронных устройств, таких, как портативные развлекательные системы с поддержкой аудио и видео и возможностью подключения к сети Интернет, сотовые телефоны и системы информатизации и безопасности для автомобилей, развивается чрезвычайно стремительно. Отвечая требованиям этого рынка, компания ADI продолжает разрабатывать новые, более совершенные модели процессоров семейства Blackfin. Последними достижениями в этом направлении являются переход к повышенной до 750 МГц частоте тактирования кристалла и разработка сигнального процессора ADSP-BF561 с двухпроцессорным ядром.

Цифровой сигнальный процессор ADSP-BF533 с рабочей частотой 750 МГц планируется к выпуску во второй четверти 2004 года. Его ориентировочная стоимость составляет \$31,95. Процессор ориентирован на широкий ряд применений и способен предоставить разработчику новый уровень мощности вычислительной базы.

Мультипроцессор ADDSP-BF561 – это наиболее высокопроизводительный процессор семейства Blackfin, ориентированный на использование в телекоммуникационных мультимедиа-устройствах. Мультипроцессорная архитектура объединяет на одном кристалле два независимо работающих обычных процессора Blackfin (рис. 1), каждый из которых содержит два 16-разрядных умножителя-накопителя, два 40-разрядных АЛУ, четыре 8-разрядных видео-АЛУ и 40-разрядный сдвигатель. Память каждого из двух процессоров системы включает 16 Кбайт памяти программ (SRAM/кэш), 16-Кбайт памяти программ SRAM, 32 Кбайта SRAM/кэш данных, 32 Кбайта SRAM данных, 4 Кбайта памяти типа «записная книжка». Внутрикристалльная память SRAM уровня L2 составляет 128 Кбайт.

Промышленный выпуск процессора ADSP-BF561 также намечен на вторую четверть 2004 года. Ориентировочная стоимость \$39,95.

В ближайших планах компании ADI – выпуск восьми новых моделей процессоров семейства Blackfin по следующим направлениям:

Мультимедиа:

- планируется выпуск мультипроцессорной архитектуры со встроенным интерфейсом Ethernet 10/100, интерфейсом PCI и хост-портом, ориентированной на применение в пользовательских мультимедиа-устройствах с возможностью сетевого подключения;

- разрабатываются две модели с интегрированными на кристалле контроллером USB и контроллером ЖКД, ориентированные на портативные цифровые

видеокамеры, персональные секретари, видео/аудиоплееры.

Беспроводные устройства связи:

- будет выпускаться новый процессор со встроенным аналоговым интерфейсом радиопередачи/приема для применения в мобильных устройствах связи поколений 2,5 G и 3G.

Использование в автомобилях и промышленном управлении:

- готовятся две модели со встроенным контроллером CAN-протокола, применяемого в системах информирования, управления и безопасности в автомобилях;

- будут производиться две модели процессоров Blackfin, включающие интерфейс Ethernet 10/100 и рассчитанные на недорогие сетевые устройства, чувствительные к стоимости применения.

Новые процессоры SHARC третьего поколения

Сигнальные процессоры семейства SHARC компании Analog Devices, построенные по архитектуре SIMD (Single Instruction Multiple Data – «Одна команда много данных») на основе 32/40-разрядного вычислительного ядра с плавающей точкой, идеально подходят для реализации алгоритмов обработки аудиоданных. С появлением процессоров TigerSHARC семейство SHARC стало ориентироваться в своем развитии практически исключительно на аудиоприложения. Третье поколение процессоров SHARC, анонсированное к серийному выпуску в 2004 году, направлено на применение в аудиооборудовании широкого потребления: аудио/видеопроигрывателях, DVD-плеерах, оборудовании домашних кинотеатров и аудиосистемах для автомобилей, а также в профессиональном аудиооборудовании. Применение новых процессоров делает возможным оснащение широкого ряда потребительских электронных устройств функциями аудиосистемы со студийным качеством звучания. На данный момент третье поколение процессоров SHARC включает процессоры ADSP-21262, ADSP-21266, ADSP-21267, ADSP-21364 и DASP-21365. О первом представителе семейства SHARC третьего поколения мы рассказывали в материалах, опубликованных в журнале «Цифровая обработка сигналов» № 1 за 2004 год. Новые модели имеют те же особенности построения, но отличаются рядом собственных характеристик.

Процессор ADSP-21266 – ориентирован на применение в системах аудио/видеовоспроизведения. Рабочая частота процессора 200 МГц (1,2 GFLOPS).



Внутрикристалльная память общей емкостью 6 Мбит включает 2 Мбита SRAM и 4 Мбита ROM. В ПЗУ на кристалле записаны при изготовлении базовые стандартные современные алгоритмы обработки аудиоданных, такие, как Dolby Digital, Dolby ProLogic IIx, PCM, MPEG2 и другие. Ориентировочная стоимость кристалла составляет \$14,95.

Процессор ADSP-21267 – это более дешевая версия процессора ADSP-21266. Он работает на частоте 150 МГц (900 MFLOPS) и имеет 4 Мбита внутрикристалльной памяти: 1 Мбит SRAM и 3 Мбита ROM. Процессор ориентирован на особенно критичные к стоимости производства приложения, такие, как, например, аудио в автомобилях. Ориентировочная стоимость – \$9,95.

Процессор ADSP-21364 – является наиболее мощным процессором в семействе SHARC, ориентированным на рынок профессионального аудиооборудования. Процессор имеет рабочую частоту 300 МГц (1,8 GFLOPS). Память на кристалле включа-

ет только 3 Мбита SRAM. Процессор имеет специализированную аудиопериферию, в первую очередь высокоточный восьмиканальный асинхронный преобразователь частоты дискретизации, необходимой для реализации современных эквалайзеров, ревербераторов и других функциональных узлов. Стоимость кристалла \$24,95.

Процессор ADSP-21365 – также работает на тактовой частоте 300 МГц (1,8 GFLOPS) и рассчитан на профессиональное оборудование, но включает поддержку применения в аудиосистемах автомобилей. Память на кристалле включает 3 Мбита SRAM и 4 Мбита ROM с записанным при изготовлении программным обеспечением аудиообработки. В набор поддерживаемых через цифровой аудиоинтерфейс (DAI) блоков периферии включены S/PDIF-приемник/передатчик, конвертор частоты дискретизации и сопроцессор защиты содержания передаваемых данных с использованием алгоритмов криптографии. Ориентировочная стоимость кристалла – \$19,95.

*Обзор новинок DSP
подготовлен Витязевым С.В.
по материалам Интернет*

Новый синтезатор частот семейства AgileRFT

ЗАО «АРГУССОФТ Компани» – официальный дистрибьютор фирмы [Analog Devices](#) в России обращает внимание разработчиков изделий электронной техники на микросхему AD9956, только что анонсированную компанией [Analog Devices](#).

AD9956 – второй представитель семейства [AgileRFT](#), который при совмещении технологии прямого цифрового синтеза (DDS) и автоматической подстройки частоты (PLL) на одном кристалле позволяет уменьшить себестоимость и сложность разработки новых изделий.

Синтезаторы семейства [AgileRFT](#) разработаны для приложений, критичных к энергопотреблению и себестоимости, таких, как радары для автомобилей, системы радиодоступа, безопасности, спутниковой связи и т.п.

Микросхемы отличаются высокой линейностью и разрешением, их можно использовать в аппаратуре, работающей в ISM-диапазоне частот. Применение AD9956 позволит примерно на 20% сократить число компонентов и занимаемую на плате площадь по сравнению с традиционными разработками, где используется несколько DDS, PLL и генераторов опорных частот (ГУН с точной подстройкой, стабильные генераторы опорных частот с малым дрожанием фронтов, приложения с частотной и фазовой модуляцией, радары).

Основные характеристики: DDS (с 14-битным ЦАП) до 450 МГц, разрешение 48 бит, скорость загрузки - 25 Мбит/с, PLL – 650 МГц, возможность генерации частот до 2.7 ГГц, диапазон температур -40 – +125°C, 48-выводной корпус LFCSP, цена \$17.25 (в США, в партии от 1000 шт), серийное производство с июля 2004 г.

Дополнительную информацию по продукции Analog Devices можно получить на сайте

<http://www.components.argussoft.ru>

VI Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2004»

Развитие современных информационных технологий характеризуется широким практическим использованием методов и техники цифровой обработки сигналов (ЦОС) – одной из самых динамичных и быстро развивающихся технологий в мире телекоммуникаций и информатизации общества.

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 НТОРЭС имени А.С. Попова совместно с компанией «AU-TEX.Ltd» при участии Отделения информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, Института радиотехники и электроники РАН, Института проблем управления РАН, Института проблем передачи информации РАН, ФГУП «НИИ радио», МГТУ им. Н.Э. Баумана, МТУСИ и при поддержке ФЦП «Интеграция» провели 31 марта – 2 апреля 2004 г. в ИПУ РАН (г. Москва) VI Международную научно-техническую конференцию и выставку «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2004». В работе конференции и выставки приняли участие более 1300 человек из 29 городов России и стран СНГ, а также ученые из США, Канады, Мексики, Норвегии, Финляндии, Польши, Южной Кореи, Австралии, Индии, Ирана.

Работа конференции проходила по десяти секциям: «Теория сигналов и систем» (руководители – д.т.н., проф. Ю.С. Шинаков, д.т.н., проф. М.С. Немировский); «Теория и методы цифровой обработки сигналов» (руководители – д.т.н., проф. А.А. Ланнэ, д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов); «Обработка сигналов в системах телекоммуникаций» (руководители – д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров, д.т.н., проф. М.Ю. Артемьев); «Обработка сигналов в радиотехнических системах» (руководители – д.т.н., проф. Ю.Г. Сосулин, к.т.н., проф. В.С.); «Обработка и передача изображений» (руководители – д.т.н. В.П. Дворкович, к.ф. – м.н. А.В. Дворкович); «Обработка измерительной



информации» (руководитель – к.т.н., проф. Ю.В. Скачко); «Цифровое радиовещание» (руководители – д.т.н., проф. С.Л. Мишенков, к.т.н., доц. Е.П. Зелевич); «Проектирование и техническая реализация систем ЦОС» (руководитель – д.т.н., проф. В.В. Витязев); «Цифровая обработка многомерных сигналов» (руководители – д.т.н., проф. В.Г. Миронов, к.т.н., доц. М.К. Чобану); «Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений» (руководитель – д.т.н., проф. А.И. Галушкин). На конференции было заслушано 212 докладов, по материалам которых изданы «Труды Конференции» в 2-х томах, общим объемом – 589 стр.

В своем приветствии к участникам конференции Председатель Международного оргкомитета академик РАН Ю.В. Гуляев отметил масштабность и значимость для России открывающегося научного форума, растущий из года в год интерес широкой аудитории его участников к проблемам цифровых информационных технологий реального времени, все более нарастающий приток молодежи.

На пленарном заседании в день открытия конференции были заслушаны четыре обзорных доклада, и все они фактически имели прямое отношение к технике обработки, хранения и передачи информации по каналам связи. В докладе «Новые технологии обеспечения высококачественной связи по радиоканалам с большим шумом на основе многопороговых алгоритмов» (Зубарев Ю.Б., Золотарев В.В., ФГУП «НИИ радио») говорилось о



достижениях теории и техники помехоустойчивого кодирования последнего десятилетия. Дан анализ эффективности и сложности реализации декодеров. Подчеркивается высокая экономическая ценность применения кодирования в цифровой связи. Проведено сопоставление многопороговых декодеров с турбокодами и кодами Рида-Соломона. В докладе зарубежных участников: Farias M.C.Q., Mitra S.K., Carli M., Neri A. (США) – Data hiding and video quality assessment («Защита данных и оценка качества видеосигналов») предложен новый метод оценки качества передачи видеоизображений с использованием встраиваемой «скрытой» метки в форме псевдослучайной последовательности бинарных данных, накладываемых на множество коэффициентов дискретного косинусного преобразования Фурье исходного изображения, а в докладе Gabboij M., Kiranyaz S. (Финляндия) Audio-visual content-based multimedia indexing and retrieval – the MUVIS framework («Индексирование и выбор мультимедийных аудио- и видеосигналов на основе их содержания – в рамках системы MUVIS») авторы познакомили слушателей с системой MUVIS, предназначенной для создания базы данных, редактирования и преобразования форматов аудио/видеофайлов, таких, как AVI, MP3, MP4 и ACC, с использованием кодеков MPEG-4, H.263+, MP3 и ACC.

Доклад «Цифровые сигнальные контроллеры «МУЛЬТИКОР» – новые отечественные серии «Систем-на-Кристалле»» (Петричкович Я.Я., Солохина Т.В.), представленный ГУП НПЦ «ЭЛВИС» (г. Зеленоград), был посвящен анализу аспектов и перспектив практического применения, в том числе в системах телекоммуникаций, отечественных интегральных микросхем, разрабатываемых как «Система-на-Кристалле» (SoC – «Sy-

stem-on-Chip») с использованием технологии «МУЛЬТИКОР» для проектирования сверхбольших интегральных схем (СБИС) обработки сигналов и изображений. В докладе было отмечено, что важнейшим событием для развития отечественного коммуникационного оборудования ожидается запуск в производство в 2004 г. первого отечественного двухкристального коммуникационного чипсета для новых поколений систем связи и решения мультимедийных задач. Данный чипсет станет первым проблемно-ориентированным СБИС, разработанным в НПЦ «ЭЛВИС» и его партнерами на базе платформы «МУЛЬТИКОР». Коммуникационный чипсет

включает в себя однокристалльный программируемый модем для узкополосных и широкополосных стандартов связи («Мультиком»). Кроме того, в состав комплекта входит ряд аналого-цифровых схем многоканальных приемопередатчиков, разработанных на базе технологии «Мультифлекс», предназначенных для использования в качестве мультистандартных трансиверов базовых станций и терминального оборудования.

Одновременно с работой конференции компанией «AUTEX.Ltd» была организована выставка новых информационных технологий реального времени и инструментальных средств ЦОС, в работе которой приняли участие ведущие в этой области отечественные предприятия и фирмы: ИПУ РАН, ОАО «НИИ приборостроения», ЗАО «AUTEX.Ltd», ЗАО «Инструментальные системы», ЗАО «L-Card», ЗАО «Скан Инжиниринг Телеком», ООО «Растр технологджи», ЗАО «ADC Center» и др.

На заключительном заседании, которое открыл Председатель Национального оргкомитета, чл.-корр. РАН Ю.Б. Зубарев, после обсуждения итогов работы конференции и выработки соответствующего решения, со-



стоялось награждение молодых ученых и специалистов за лучшие доклады по каждой из секций.

Следующая, VII Международная конференция и выставка «DSPA'2005» состоится в марте 2005 г. в Москве, ИПУ РАН (следите за информацией на нашем сайте: www.dspru.ru).

Редакция журнала «Цифровая обработка сигналов» начинает тематические выпуски по материалам прошедшей международной конференции.

Зам. Председателя Национального комитета МНТК «DSPA'2004» профессор В.В. Витязев



ANALOG DEVICES

В рамках VI Международной выставки и конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2004», 1 апреля 2004 г., состоялся однодневный специализированный семинар фирм Analog Devices, Inc. – AUTEX.Ltd. по DSP-продукции Analog Devices. Семинар имел насыщенную программу и привлек внимание около 600 участников. Вел семинар представитель фирмы Analog Devices, Inc. – господин Johannes Horvath (перевод – Александр Вишняков, AUTEX.Ltd.).

Вступительная часть была посвящена обзору общего состояния рынка полупроводников. В основной части обсуждались аспекты развития и применения современных сигнальных процессоров. Основные темы: BlackFin Processor Family, 3-d Generation SHARC, TigerSHARC Processor Family, Emulators.

В качестве раздаточных материалов участники получили CD с материалами компании Analog Devices, Inc. по тематике DSP&Embedded Processing, подготовленный специально для участников этого семинара и содержащий, в том числе Visual DSP++ (Release 3.5 for the Blackfin Processor Family), а также книги ADSP-BF535 Blackfin Processor Hardware Reference и Blackfin Processor Instruction Set Reference.

Презентация прошедшего семинара размещена на сайте www.autex.ru. Приглашаем на консультации всех, у кого появились дополнительные вопросы по материалам прошедшего семинара.

В заключительной части семинара победителям специальной совместной акции фирм Analog Devices, Inc. – AUTEX.Ltd. были подарены отладочные комплекты ADDS-BF533-EZLITE и другие тематические презенты.

Такие семинары проводятся на регулярной основе уже более 10 лет.

По информации <http://www.autex.ru>

Очередной тур технических семинаров ANALOG DEVICES и ЗАО «АРГУССОФТ Компани» в России

Март-апрель 2004.

ЗАО «АРГУССОФТ Компани», российский дистрибьютор фирмы ANALOG DEVICES, после мартовской серии семинаров, посвященных новейшим цифровым сигнальным процессорам, провел в марте-апреле 2004 года очередную серию технико-информационных семинаров, представляющую новейшие микросхемы ANALOG DEVICES. Материалы семинара были представлены специалистами ЗАО «АРГУССОФТ Компани»: Афанасьевым С.В., Полянским И.И. и Соловьевым А.Н. Материал по линейным микросхемам фирмы ANALOG DEVICES был подготовлен и представлен инженером российского представительства ANALOG DEVICES Власенко А.А.

Семинары, которые проводились в Рязани, Туле, Калуге, Владимире, Ярославле и Твери с 30 марта по 8 апреля, посетили более 300 специалистов, в числе которых были как руководители предприятий, уже использующих или планирующих использовать в своих конечных изделиях современные аналоговые и цифровые микросхемы, пассивные и силовые компоненты ведущих мировых производителей, так и технические директора, инженеры-разработчики, программисты, преподаватели высших учебных заведений, аспиранты и студенты.

Каждый семинар начинался с обзора новинок, появившихся на рынке источников питания (продукция

TRACOPOWER, FABRIMEX), компонентов, выполняющих функции защиты электрических цепей по току и напряжению (продукция BOURNS), силовых дискретных компонентов и модулей (продукция IXYS, WESTCODE), первичных преобразователей и датчиков (HONEYWELL), а также микроконтроллеров фирмы ATMEL. Все эти фирмы-производители представлены на российском рынке ЗАО «АРГУССОФТ Компани», являющимся их официальным дистрибьютором.

Тем не менее 75% материалов было посвящено новой продукции ANALOG DEVICES: операционным и инструментальным усилителям, датчикам ускорения, наклона, угловых скоростей, цифровым изоляторам, микросхемам АЦП, прецизионным аналоговым микроконтроллерам (микроконверторам) и цифровым процессорам для обработки сигналов. На трех семинарах дополнительно рассматривались и микросхемы синтезаторов частот.

Среди новых операционных усилителей были отмечены широкополосные маломощные усилители, усилители с дифференциальным входом и выходом (AD8099, AD8030, AD8131 и др.), прецизионные усилители семейств AutoZero, DigiTrim, отличающиеся очень хорошими параметрами и малой стоимостью. Новые инструментальные усилители (AD8555, AD8221) помимо традиционно высокой точности и высокого коэффициента ослабления синфазной помехи характеризуются малыми шумами и расширенной полосой пропускания.

Были подробно рассмотрены принцип действия и основные параметры микросхем, построенных по MEMS-технологии (датчики ускорения, наклона, угловых скоростей, цифровые изоляторы), среди которых особый интерес вызвали новые акселерометры (датчики ускорения и наклона) ADXL103/203, ADXL311 и перспективные модели с двумя и тремя осями чувствительности. Среди нового семейства iCoupler (цифровых изоляторов) были отмечены многоканальные микросхемы ADuM13xx, ADuM14xx, а также анонсированные микросхемы интерфейса RS-485 с гальванической развязкой (ADM248x).

В разделе, посвященном цифровым процессорам для обработки сигналов, были рассмотрены новейшие 16-разрядные высокопроизводительные процессоры семейства BlackFin, дана краткая информация по процессорам других семейств, включая 32-разрядные процессоры семейства SHARC с производительностью 100-600 млн. операций с плавающей точкой в секунду, и самые мощные на сегодняшний день процессоры семейства TigerSHARC, производительность которых может достигать 4.8 млрд. операций умножения с накоплением в секунду.

Процессоры семейства BlackFin рекомендовано использовать в новых разработках, поскольку они гармонично сочетают в себе как высокую производительность цифровой обработки (до 1.5 млрд операций умножения с накоплением в секунду), так и гибкость управления и адресации, большое число периферийных устройств, присущие традиционным микроконтроллерам. При этом эти процессоры обладают хорошими возможностями по управлению потреблением энергии, что позволяет использовать их и в аппаратуре с батарейным питанием.

На сегодня семейство BlackFin состоит из 5 моделей: ADSP-BF535, имеющего хорошо развитую периферию, процессоров ADSP-BF531/532/533, совместимых между собой программно и аппаратно, причем стоимость процессора ADSP-BF531 составляет всего \$4.95 (в партии от

10 000 шт.), и самого мощного на сегодня процессора семейства ADSP-BF561, имеющего на кристалле два вычислительных ядра, каждое из которых может производить вычисления со скоростью до 750 млн. операций умножения с накоплением в секунду. Все процессоры BlackFin специфицированы как в коммерческом, так и в промышленном температурном диапазоне, а ADSP-BF531/532 выпускаются еще и в корпусах TQFP. Был представлен новый корпус, в котором будут выпускаться некоторые модели процессоров семейства BlackFin, разработанный специально для удовлетворения требований производителей изделий автоэлектроники (специальный BGA-корпус, в котором расстояния между выводами по периферии составляет 1.0 мм, а выводы в центре корпуса предназначены для разводки питания и земли).

Естественно, были рассмотрены и инструментальные средства для подготовки и создания прикладного программного обеспечения, представлены недорогие стартовые комплекты (ADDS-BF53x-EZLITE) стоимостью 375 долларов, а также новый, недорогой внутрисхемный эмулятор с USB-интерфейсом (ADDS-USB-ICE).

Был проведен детальный обзор новых микросхем АЦП, условно разделенных на 4 подкласса: быстродействующие, общего назначения, прецизионные и сигма-дельта. Здесь можно отметить появление целых семейств АЦП, обладающих полной аппаратной совместимостью и различающихся по производительности и точности. Большой интерес был проявлен к новому семейству сигма-дельта АЦП (AD7787/88/89/90/91), отличающемуся сверхмалым потреблением (менее 100 мкА в активном режиме) и низкой стоимостью.

Среди микросхем семейства прецизионных аналоговых контроллеров (ранее известных как микроконверторы) обращалось внимание на новые микросхемы ADuC84x, выполняющие операции за один машинный цикл, а также были представлены принципиально новые микросхемы семейства ADuC70xx, обладающие мощным 16/32-разрядным вычислительным ядром, построенным по архитектуре ARM7 (45 МГц) и широким набором периферийных устройств, в состав которых входят, помимо быстрых и точных многоканальных АЦП и ЦАП, последовательных интерфейсов, схемы сброса, мониторинга логической матрицы и компаратор. Первые представители семейства должны появиться на рынке во второй половине текущего года.

Организация семинаров во всех городах, традиционно, была на высоком уровне. Согласно полученным откликам, практически все участвовавшие в семинарах были удовлетворены тематикой, качеством подачи материала и организацией данных мероприятий. Каждый участник получил комплект раздаточных материалов, в который входили компакт-диски со справочно-информационной информацией, краткий печатный каталог продукции ANALOG DEVICES, а также специальное предложение на оформление льготной подписки на журнал «Электронные Компоненты». Для оживления атмосферы на семинарах проводился розыгрыш сувениров. Материалы семинаров и сейчас доступны для инженеров в офисах ЗАО «АРГУССОФТ Компани» в Москве, Санкт-Петербурге, Новосибирске и Екатеринбурге. А сотрудники инженерного центра ЗАО «АРГУССОФТ Компани» в Москве готовы ответить на вопросы, возникающие у инженеров-разработчиков в процессе освоения новой элементной базы.