

УДК 621.372.54

*А.Ю. Линович***ОПТИМАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОСКОРОСТНЫХ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ НА СИГНАЛЬНОМ ПРОЦЕССОРЕ**

*Рассмотрена задача оптимального проектирования комплексных многоскоростных адаптивных фильтров с независимыми адаптивными ядрами на цифровых сигнальных процессорах. Особенностью подхода является учёт полного объёма вычислительных затрат на реализацию адаптивных многоскоростных структур, то есть сложность программы измеряется не в одних только операциях умножения, а в машинных циклах, затраченных на выполнение всех вычислительных операций, а также на пересылку данных, организацию ветвлений и циклов. За счёт этого относительная погрешность получаемых результатов снижается в десятки раз и составляет доли процента. Приводятся результаты проведённых экспериментов, позволяющие оценить эффективность многоскоростной обработки при адаптивной фильтрации.*

**Ключевые слова:** многоскоростная обработка сигналов, адаптивный фильтр, цифровой сигнальный процессор.

**Введение.** Особенность цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) заключается в том, что их архитектура специально ориентирована на решение задач цифровой обработки сигналов (ЦОС). Например, операция «умножение с накоплением», которая часто используется при выполнении алгоритма дискретной свёртки, выполняется за один машинный цикл. Способы адресации, специальные вычислительные блоки, взаимосвязи внутри микропроцессора значительно повышают эффективность обработки сигналов.

Исторически так сложилось, что в большинстве научных статей вычислительная сложность программной реализации адаптивного алгоритма оценивается очень упрощённо: подсчитывается среднее количество операций умножения, и в ряде случаев операций сложения, приходящееся на один отсчёт дискретного входного сигнала. Однако, если учесть, что эти операции, считавшиеся в прошлом наиболее трудоёмкими, в современных ЦСП выполняются за один машинный цикл, то становится очевидной неадекватность такого подхода. В результате проблема выбора того или иного алгоритма ложится на плечи инженеров, которые в силу ограниченности рабочего времени чаще всего выбирают наиболее простые и далеко не самые эффективные алгоритмы.

В данной статье предпринята попытка создания метода оптимального проектирования

многоскоростных адаптивных фильтров (МАФ) на ЦСП, дающего более точные результаты. Приводится общая формулировка задачи оптимального проектирования [1], которая затем конкретизируется для случая комплексных МАФ с независимыми адаптивными ядрами. Далее рассмотрен пример оптимального проектирования МАФ на платформе TMS320C6416T.

**Цель работы** – поиск метода оптимального проектирования МАФ на ЦСП. Экспериментальное подтверждение эффективности МАФ с точки зрения экономии вычислительных ресурсов.

**Общая постановка задачи оптимального проектирования.** Структура  $m$ -канального адаптивного фильтра в общем виде подробно рассмотрена в [2]. Предполагается, что в каждом канале подсистем анализа и синтеза установлены фильтры-дециматоры и соответствующие им фильтры-интерполяторы, относящиеся к классу цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ), имеющие порядок  $N_{ac}$  и обеспечивающие понижение и соответственно повышение частоты дискретизации в  $\nu$  раз. Адаптивные ядра представляют собой обычные адаптивные КИХ-фильтры, весовые коэффициенты которых настраиваются по алгоритму наименьших средних квадратов с нормировкой мощности входного сигнала (ННСК) [3] на предельно низкой частоте дискретизации. Эти ядра формируют заданные частотно-селективные

свойства адаптивной системы. Предполагается, что многоканальная структура проектируемого фильтра эквивалентна по своим свойствам частотной избирательности некоторому адаптивному фильтру порядка  $N_{\text{эКВ}}$  с функцией передачи  $H(j\omega)$ , где  $\omega$  — круговая частота входного сигнала. Величина  $N_{\text{эКВ}}$  называется эквивалентным порядком МАФ.

Задачу оптимального проектирования (точнее обратную задачу оптимального проектирования, согласно терминологии [1]) в общем виде можно сформулировать следующим образом: на множестве многоканальных структур  $G_{F,m}^{\text{Д}} \in G_F^{\text{Д}}$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$  класса цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ)  $G_F^{\text{Д}}$ , реализуемых с использованием вторичной дискретизации, найти подкласс  $G_{F,k}^{\text{Д}} \in G_F^{\text{Д}}$  и составной оператор  $F_k \in G_{F,k}^{\text{Д}}$  с заданной структурой такие, что

$$\begin{cases} \Phi(G_{F,k}^{\text{Д}}, F_k) = \min_{G_{F,m}^{\text{Д}}, F_m} V(G_{F,m}^{\text{Д}}, F_m), \\ \Psi(\psi_0, \psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \dots) \leq \Psi_{\text{доп}}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\Phi(G_{F,k}^{\text{Д}}, F_k)$  — целевая функция, выбираемая из критерия минимизации приведённых временных затрат на программно-аппаратную реализацию оператора  $F_k$  в подклассе  $G_{F,k}^{\text{Д}}$ ,  $V(G_{F,k}^{\text{Д}}, F_k)$  — временные (вычислительные) затраты на программную реализацию оператора  $F_k \in G_{F,k}^{\text{Д}}$ , приведённые к частоте  $\omega$  дискретизации входного сигнала МАФ;  $\Psi(\psi_0, \psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \dots)$  и  $\Psi_{\text{доп}}$  — многопараметрическая функция ограничений и её предельно допустимое значение. В качестве параметров  $\psi_0, \psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \dots$  могут учитываться максимальное отклонение строго воспроизводимой в подклассе  $G_{F,k}^{\text{Д}}$  функции передачи  $H_{\text{в}}(j\omega, F_k)$  от желаемой  $H(j\omega)$ , скорость процесса адаптации, допустимое время обработки входного сигнала, устойчивость процесса адаптации к помехам, ёмкость внутрикристаллической памяти данных и ёмкость памяти программ, требуемые на программную реализацию оператора  $F_k \in G_{F,k}^{\text{Д}}$ , дисперсия собственного шума на выходе цифрового устройства и другие параметры, представляющие интерес при решении разных прикладных задач.

**Формализация задачи оптимального проектирования для комплексных МАФ.** Задачу оптимального проектирования в форме (1) удобно свести к последовательному решению двух задач: задачи аппроксимации в классе КИХ-цепей  $G_F$ , устанавливающей значение минимального порядка  $N_{\text{эКВ}}$  эквивалентного КИХ-фильтра, работающего без понижения частоты дискретизации и имеющего функцию передачи  $H_{\text{в}}(j\omega, F_k)$ , строго воспроизводимую в классе

КИХ-цепей порядка  $N_{\text{эКВ}}$ :

$$\begin{cases} \Phi_1(\bar{F}_{\text{опт}}) = \min_{\bar{F}} N_{\text{эКВ}}(\bar{F}, \varepsilon_{\text{доп}}), \\ \max_{\omega=-\pi, \pi} p(\omega) |H_{\text{в}}(j\omega, \bar{F}_{\text{опт}}) - H(j\omega)| \leq \varepsilon_{\text{доп}}, \end{cases} \quad (2)$$

где  $\varepsilon_{\text{доп}}$  — допустимое отклонение амплитудно-частотной характеристики от желаемой,  $\bar{F}$  — представление оператора  $F \in G_F$  в классе КИХ-фильтров порядка  $N_{\text{эКВ}}$ , реализуемых по прямой форме, а также задачи выбора подкласса  $G_{F,k}^{\text{Д}} \in G_F^{\text{Д}} \subset G_F$  и оператора  $F_k \in G_{F,k}^{\text{Д}}$ , минимизирующих объём приведённых временных затрат на программно-аппаратную реализацию МАФ порядка  $N_{\text{эКВ}}$  при известных ограничениях:

$$\begin{cases} \Phi(G_{F,k}^{\text{Д}}, F_{k,\text{опт}}) = \min_{G_{F,m}^{\text{Д}}, F_m} V(G_{F,m}^{\text{Д}}, F_m), \\ N_{\text{эКВ}}(G_{F,k}^{\text{Д}}, F_k) \geq N_{\text{доп}}, \\ \Psi^*(\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \dots) \leq \Psi_{\text{доп}}^*. \end{cases} \quad (3)$$

Постановка задачи оптимального проектирования в форме (2) и (3) носит общий характер и требует раскрытия математического описания целевой функции и области ограничений для каждой  $m$ -канальной структуры МАФ, реализуемого в конкретных условиях (при всех  $m$  от 1 до  $M$ ). Поэтому решению задачи оптимального проектирования предшествует этап формализации входящих в (2) и (3) выражений общего вида. Функциональную зависимость между порядком  $N_{\text{эКВ}}$  эквивалентного адаптивного фильтра и действительными порядками  $N$  адаптивных ядер, входящих в состав МАФ, запишем в виде

$$N = N_{\text{эКВ}}/v,$$

где  $v$  — коэффициент децимации.

Порядок фильтров анализа и синтеза  $N_{\text{ас}}$  зависит от числа частотных поддиапазонов  $m$ , на которые разбивается входной сигнал, и от коэффициента децимации  $v$ :

$$N_{\text{ас}} = L \frac{mv}{m-v},$$

где  $L$  — показатель частотной избирательности фильтров подсистемы анализа-синтеза (ПАС), зависящий от точности восстановления сигнала и качества разделения каналов [4]. Чаще всего используют ПАС, для которых  $L = 2 \dots 4$ .

Простейший способ оценки временных (вычислительных) затрат, который часто встречается в научно-технических работах по ЦОС, сводится к подсчёту среднего числа операций умножения и деления, необходимого для обработки одного отсчёта дискретного входного сигнала. При использовании комплексного алгоритма ННСК для адаптивного фильтра порядка  $N$  требуется на обработку каждого отсчёта входного сигнала  $2N$  операций комплексного умножения,

одна операция вычисления квадрата модуля комплексного числа и одна операция деления комплексного числа на полученный квадрат модуля. При работе в формате вещественных чисел суммарное количество операций умножения и деления  $V_{\text{ум}}$  определяется выражением  $4 \cdot (2N + 1)$ . Для МАФ на основе ННСК получим:

$$V_{\text{ум}}(N_{\text{экв}}, M, \nu) = \frac{4M}{\nu} \left( 2 \frac{N_{\text{экв}}}{\nu} + 1 \right) + V_{\text{ПАС}}(M, \nu) \approx \frac{8MN_{\text{экв}}}{\nu^2} + V_{\text{ПАС}}(M, \nu), \quad (4)$$

где  $V_{\text{ПАС}}(M, \nu)$  — общие затраты на функционирование ПАС.

Учитывая, что в составе ПАС имеются две подсистемы анализа и одна подсистема синтеза, можем записать

$$V_{\text{ПАС}}(M, \nu) = 3 \frac{M}{\nu} \cdot 4N_{\text{ас}} = \frac{12M}{\nu} N_{\text{ас}}. \quad (5)$$

При выводе последнего выражения предполагалось, что работа ПАС организована по полифазному принципу, а на каждый весовой коэффициент приходится одна операция комплексного умножения или четыре операции вещественного умножения.

Результаты оценки вычислительных затрат для разных структур комплексных МАФ на основе алгоритма ННСК, полученные с помощью приведённых выше аналитических выражений (при  $L = 2$ ), показаны на рисунке 1.

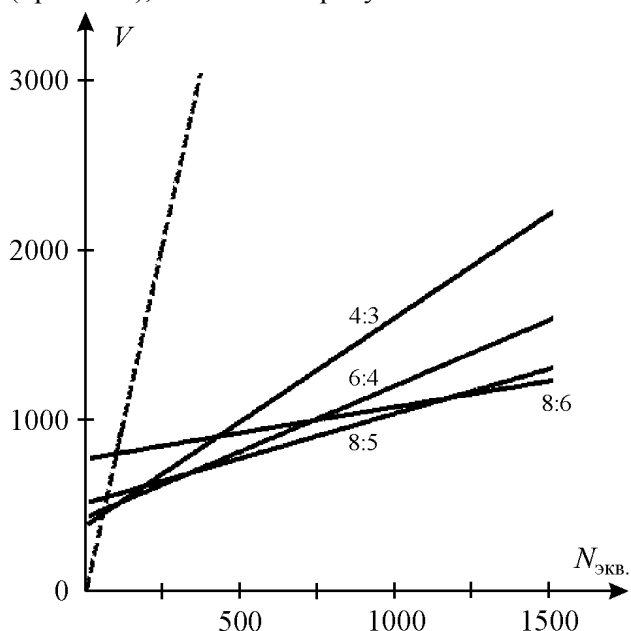


Рисунок 1 – Оценка объёма вычислительных затрат, измеряемого количеством операций умножения и деления на один отсчёт

Сплошными прямыми отображаются затраты на реализацию МАФ с отношениями  $M:\nu$ , равными 8:7, 8:6, 8:5, 6:5, 6:4 и 4:3.

Для сравнения пунктирной линией показаны

затраты на реализацию обычного алгоритма ННСК (без многоскоростной обработки). По графикам можно установить, что по числу умножений на один отсчёт входного сигнала МАФ превосходят обычные адаптивные фильтры уже при значениях  $N_{\text{экв}} = 56 \dots 68$  (выбраны наилучшие отношения  $M$  и  $\nu$ , а именно 8:6, 6:4, 4:3).

Следует заметить, что если входной и выходной сигналы являются вещественными, то можно вдвое сократить число вещественных умножений в (5) и, учитывая симметрию спектра вещественного сигнала, вдвое уменьшить число каналов  $M$ , что также отразится на приведённых выше выражениях (4) и (5).

Формализованное описание функции, определяющей зависимость дисперсии собственного шума от оптимизируемых параметров МАФ, с целью учёта в функции ограничений  $\Psi^*$  является самостоятельной задачей, решение которой на множестве подклассов  $G_{F,m}^D \in G_F^D$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , должно предшествовать общей задаче оптимального проектирования  $m$ -канальной структуры. Вместе с тем практика построения подобных систем показывает, что поиск эффективной структуры МАФ на первом этапе проектирования достаточно провести без учёта ограничений на допустимый уровень собственных шумов. Выбор числа каналов и расчёт оптимальных значений других параметров по критерию, фактически обеспечивающему минимизацию суммарного порядка всех образующих фильтров, одновременно приводит и к уменьшению влияния собственных шумов. То есть с уменьшением объёма вычислений падает уровень выходного шума. Поэтому в дальнейшем решение задачи оптимального проектирования в форме (3) рассматривается без учёта ограничений на допустимый уровень собственного шума на выходе МАФ. Оценка влияния собственных шумов производится на втором этапе — этапе статистического анализа оптимизированной  $k_{\text{опт}}$ -ступенчатой структуры с использованием шумовой модели [5].

Ниже рассматривается оптимальное проектирование на ЦСП TMS320C6416T.

**Формирование целевой функции, учитывающей полный объём вычислительных затрат.** Чтобы найти оптимальное решение задачи (3), требуется предварительно установить зависимость объёма вычислительных затрат  $V$  от эквивалентного порядка  $N_{\text{экв}}$ , числа каналов  $M$  и коэффициента децимации  $\nu$ , а затем для заданного  $N_{\text{экв}}$  решить задачу минимизации по аргументам  $M$  и  $\nu$ .

Поскольку современные ЦСП позволяют выполнять операции умножения и сложения за

один машинный цикл, такой подход представляется не вполне адекватным. Интерес представляет получение выражений вида  $V(N_{\text{экв}}, M, v)$ , позволяющих определять среднестатистическую оценку полного объёма вычислительных затрат для выбранного типа микропроцессоров.

В настоящее время широкое распространение в задачах ЦОС получили ЦСП TMS320C6416T с фиксированной точкой и тактовой частотой 1 ГГц. Поэтому следующие эксперименты проводились для этих типичных представителей ЦСП нашего времени.

Другим важным обстоятельством является выбор языка программирования. Наименьшего объёма вычислительных затрат можно достичь, выполняя оптимизацию программы на ассемблере. Но в этом случае качество оптимизации в значительной мере зависит от опыта программиста и времени, затраченного на поиск решения, а кроме того, сильно варьируется при выборе разных микропроцессорных платформ. С другой стороны, разработка сложного программного обеспечения осуществляется, как правило, на языках высокого уровня. В частности, для TMS320C6416T наиболее целесообразным является выбор языка C++, который широко известен в среде программистов, работающих в области ЦОС, поэтому для него созданы хорошие компиляторы. Для исследований воспользуемся стандартным компилятором, входящим в состав программы «Code Composer Studio». При написании программы МАФ [6] учтём рекомендации по программированию на C++ [7, 8].

Объём вычислительных затрат в значительной мере зависит от выбранного типа данных, который можно ввести в функцию ограничений  $\Psi^*$  в виде параметра  $\psi_1$ . При программировании на языке C++ для записи отсчётов сигнала используют, как правило, один из четырёх типов: «int16» — целые 16-разрядные числа со знаком, «int32» — целые 32-разрядные числа со знаком, «float» — числа в формате с плавающей запятой, «double» — числа в формате с плавающей запятой с удвоенной точностью.

Выбор типа данных влияет на дисперсию собственного шума на выходе цифрового устройства, на ёмкость внутрикристалльной памяти данных и ёмкость памяти программ, требуемые на программную реализацию МАФ.

Например, при 16-разрядных вычислениях алгоритм ННСК работоспособен только в узком динамическом диапазоне. С одной стороны, точность задания отсчётов входного сигнала ограничена 15 двоичными разрядами, поэтому наибольшее отношение сигнал-шум на выходе МАФ ограничивается уровнем 40...50 дБ, что

нетрудно проверить компьютерным моделированием. С другой стороны, как показывают эксперименты, качество расчёта шага адаптации и точность корректировки значений весовых коэффициентов существенно снижаются при ослаблении входного сигнала всего в несколько раз, что значительно уменьшает скорость процесса адаптации. Вместе с тем интересно отметить положительную сторону реализации цифровых фильтров в формате «int16» в случае использования TMS320C6416T. Так как выбранный нами ЦСП ориентирован на обработку 16-разрядных целых чисел, то имеется возможность ускорить выполнение операции свёртки в несколько раз, благодаря специальным встроенным функциям, учитывающим архитектурные особенности ЦСП.

Проведём эксперименты при разных параметрах  $N_{\text{экв}}, M, v$ . Зависимость  $V(N_{\text{экв}}, M, v)$  является псевдослучайной функцией. Тем не менее, факторный анализ показывает, что с достаточно высокой точностью объём вычислительных затрат можно выразить через три основных параметра МАФ.

Введём в рассмотрение модель детерминированной статической системы:

$$y = Ax, \quad (6)$$

где  $y$  — вектор результатов проведённых экспериментов, элементами которого являются результаты оценок полного объёма вычислительных затрат,  $A$  — прямоугольная матрица, в каждой строке которой последовательно записаны значения выбранных значимых факторов,  $x = (C_1, C_2, C_3, \dots)^T$  — вектор искомых коэффициентов. В качестве факторов можно выбирать параметры  $N_{\text{экв}}, M, v$ , а также алгебраические выражения, содержащие разные комбинации этих параметров.

Если система (6) не имеет решений, ищут такой вектор  $x$ , называемый псевдорешением, при котором левая и правая части (6) отличаются друг от друга минимальным, в смысле нормы, образом [9]. Это утверждение справедливо в нашем случае: псевдорешением несовместной системы уравнений (6) является:

$$x = (A^T A)^{-1} A^T y. \quad (7)$$

Отбросив незначимые факторы, то есть те факторы, которым соответствуют пренебрежимо малые значения весовых коэффициентов в векторе  $x$ , и в силу этого не оказывающие заметного влияния на общий объём вычислительных затрат, получим следующие результаты решения аппроксимационной задачи.

Комплексный адаптивный фильтр  $N$ -го порядка с алгоритмом адаптации ННСК требует

$$V_{\text{ННСК}} = C_1 N + C_2 \quad (8)$$

машинных циклов на обработку каждого отсчёта дискретного входного сигнала. Значения весовых коэффициентов  $C_1$  и  $C_2$  для разных форматов данных, использованных для записи отсчётов входного сигнала, представлены в таблице 1.

**Таблица 1 – Коэффициенты для (8) при разных типах данных**

Тип	$C_1$	$C_2$
«int16»	790	1371
«int32»	1112	1717
«float»	2457	2081
«double»	3309	2787

Для МАФ на основе ННСК общий объём вычислительных затрат удобно разложить на три слагаемых:

$$V_{\text{МАФ}} = V_{\text{я}} + 2V_{\text{ан}} + V_{\text{син}}, \quad (9)$$

где  $V_{\text{я}}$  — вычислительные затраты на систему внутриканальных адаптивных ядер,  $2V_{\text{ан}}$  — затраты на две подсистемы анализа,  $V_{\text{син}}$  — затраты на подсистему синтеза. Факторный анализ позволяет выявить значимые факторы, которые приводятся в следующих уравнениях и таблицах.

Первая составляющая раскрывается выражением:

$$V_{\text{я}} = \frac{M}{V} (C_{\text{я1}} N_{\text{экв}} + C_{\text{я2}}) + C_{\text{я3}} M, \quad (10)$$

где коэффициенты  $C_{\text{я1}}$ ,  $C_{\text{я2}}$  и  $C_{\text{я3}}$  заданы в таблице 2.

Вторая составляющая раскрывается выражением:

$$V_{\text{ан}} = \frac{M}{V} (C_{\text{а1}} N_{\text{ас}} + C_{\text{а2}}) + C_{\text{а3}} N_{\text{ас}} + C_{\text{а4}}, \quad (11)$$

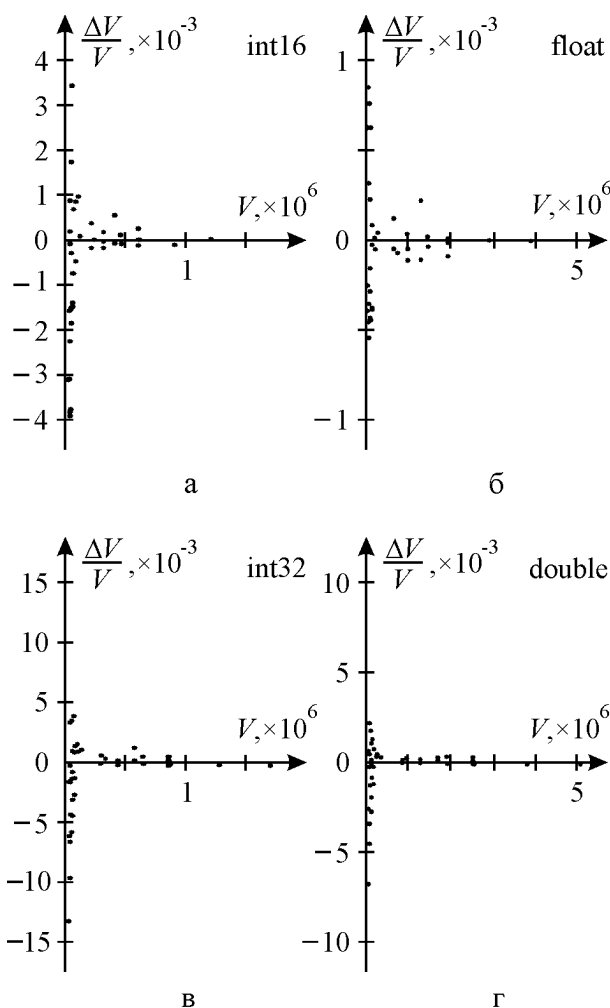
где коэффициенты  $C_{\text{а1}}$ ,  $C_{\text{а2}}$ ,  $C_{\text{а3}}$  и  $C_{\text{а4}}$  заданы в таблице 3.

Третья составляющая раскрывается выражением:

$$V_{\text{син}} = \frac{M}{V} C_{\text{с1}} N_{\text{ас}} + C_{\text{с2}} M, \quad (12)$$

где коэффициенты  $C_{\text{с1}}$  и  $C_{\text{с2}}$  заданы в таблице 4.

На графиках (рисунок 2) показаны относительные погрешности, полученные при использовании формулы аппроксимации (10). Разброс результатов экспериментов не превосходит 0,1...1,5% при малых значениях порядка  $N_{\text{экв}}$  и уменьшается с ростом  $N_{\text{экв}}$ . Абсолютная величина погрешности при этом практически не меняется.



**Рисунок 2 – Относительная погрешность оценки полного объёма вычислительных затрат, полученная при аппроксимации (10)**

**Таблица 2 – Коэффициенты для (10) при разных типах данных**

Тип	$C_{\text{я1}}$	$C_{\text{я2}}$	$C_{\text{я3}}$
«int16»	3157,6	5065	217
«int32»	4446,6	5687	341
«float»	9826,9	7607	193
«double»	13226,8	9459	280

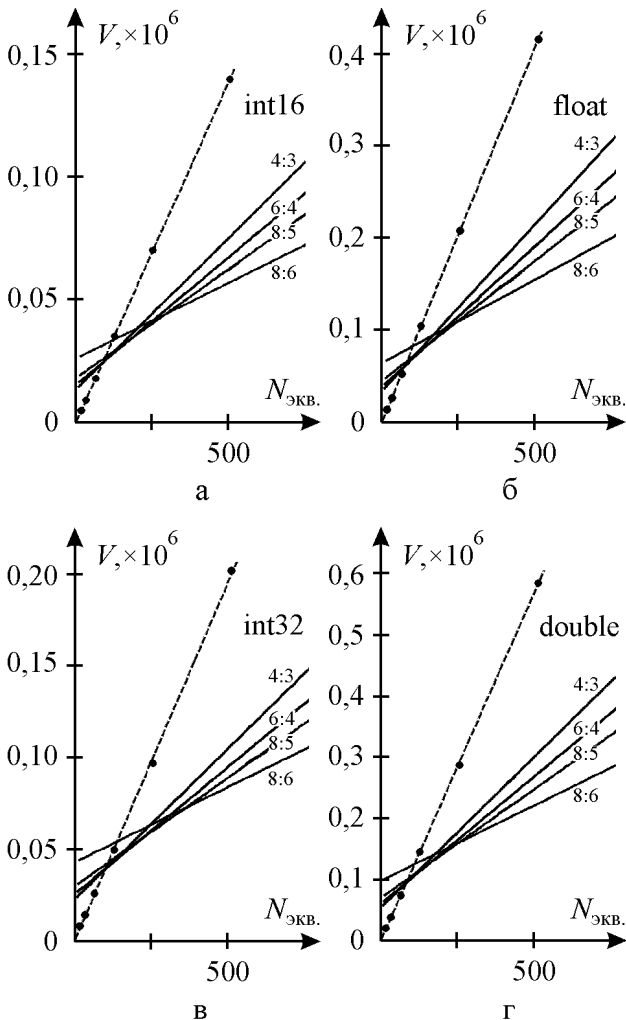
**Таблица 3 – Коэффициенты для (11) при разных типах данных**

Тип	$C_{\text{а1}}$	$C_{\text{а2}}$	$C_{\text{а3}}$	$C_{\text{а4}}$
«int16»	1021	1116	301	1313
«int32»	1623	964	296	0
«float»	2963	12312	302	0
«double»	4645	28015	470	0

**Таблица 4 – Коэффициенты для (12) при разных типах данных**

Тип	$C_{\text{с1}}$	$C_{\text{с2}}$
«int16»	1785	1994
«int32»	3623	1986
«float»	4889	2149
«double»	6202	2022

**Пример поиска оптимального решения.** Пользуясь выражениями (8) — (12), нетрудно автоматизировать оптимизацию структуры МАФ. На рисунке 3 показаны результаты оценки вычислительных затрат на МАФ с разными отношениями  $M/v$ : 8/7, 8/6, 8/5, 6/5, 6/4 и 4/3. Для определённости показатель частотной избирательности ПАС  $L$  выбран равным 2.



**Рисунок 3 – Оценка полного объёма вычислительных затрат, полученная с помощью формул аппроксимации (8) — (12)**

Для сравнения пунктирными линиями показаны затраты на реализацию обычного алгоритма ННСК (без многоскоростной обработки).

По графикам, показанным на рисунке 3, можно установить, что выигрыш по вычислительным затратам при использовании МАФ достигается при значениях  $N_{\text{экв.}}$ , превышающих: 87 для «int16», 100 для «int32», 74 для «float», 82 для «double».

Приведём простой пример. Пусть требуется выбрать структуру комплексного МАФ на основе ННСК, отличающуюся минимальными вычислительными затратами. Пусть частота дискретизации входного сигнала 8 кГц, эквивалент-

ный порядок фильтра  $N_{\text{экв.}}$  равен 256. Результаты поиска оптимальной структуры МАФ по графикам (рисунок 3) приводятся в таблице 5.

**Таблица 5 – Структуры МАФ с наименьшими вычислительными затратами при  $N_{\text{экв.}} = 256$**

Тип	$M : v$	$V_{\text{МАФ}} \times 10^3$	$V_{\text{МАФ}}/V_{\text{ННСК}}$
«int16»	8 : 5	39,2	1,73
«int32»	8 : 5	58,7	1,63
«float»	8 : 6	111,8	1,88
«double»	8 : 5	157,7	1,80

Оптимальными оказались структуры МАФ, для которых отношение  $M : v$  принимает значения 8 : 6 или 8 : 5. Оба варианта при  $N_{\text{экв.}} = 256$  требуют почти одинаковых вычислительных затрат. В третьем столбце указаны объёмы вычислительных затрат на обработку одного отсчёта дискретного входного сигнала, выраженные в тысячах машинных циклов, что численно совпадает с временем обработки одного отсчёта в микросекундах (при тактовой частоте ЦСП, равной 1 ГГц). В четвёртом столбце показан относительный выигрыш МАФ по вычислительным затратам перед обычным адаптивным фильтром, не использующим многоскоростной обработки.

При частоте дискретизации входного сигнала 8 кГц на обработку одного отсчёта можно отвести 125 мс. Поэтому обработка сигналов с типом данных «double» возможна только при многоядерной организации МАФ.

Если выполнять поиск оптимальной структуры МАФ, учитывая только операции умножения и деления (рисунок 1), а не все машинные операции, то оптимальным вариантом является соотношение  $M : v = 6 : 4$ , для которого требуется 625,5 умножений на один отсчёт входного сигнала. Выигрыш перед адаптивным фильтром без многоскоростной обработки составляет 3,28 раз, то есть результат такой приближённой оценки в два раза отличается от истинного.

**Заключение.** При использовании стандартных методов разработки программного обеспечения МАФ имеют преимущества по экономии вычислительных затрат при реализации на ЦСП, когда эквивалентный порядок равен 80...100 и выше, то есть при длине воспроизводимой импульсной характеристики от 80...100 дискретных отсчётов входного сигнала.

Однако описанный метод не претендует на универсальность, так как не учитывает специальных возможностей ЦСП, использование которых доступно при оптимизации программных кодов на ассемблере. Как показывают эксперименты, экономия вычислительных затрат при использовании специальных возможностей может увеличиваться в ряде случаев в несколько

раз, но такого рода решения по сути своей являются уникальными.

Тем не менее, описанный в статье метод представляется полезным, поскольку специально предназначен для ЦСП и учитывает реальные вычислительные затраты. Точность получаемых оценок тоже высока, так как погрешность составляет проценты и доли процента, что в десятки раз меньше, чем при использовании обычного (упрощенного) метода оценки, учитывающего только операции умножения и деления.

*Работа выполнена при поддержке гранта (задание №2014/178) на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки России (НИР 7-14Г, номер государственной регистрации 01201461760).*

#### **Библиографический список**

1. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
2. *Линович А.Ю.* Методы частотно-временной декомпозиции в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. 2005. № 3. С. 28 – 37.
3. *Haykin S.* Adaptive Filter Theory. – London: Pearson, 5th ed., 2013. P. 889.
4. *Линович А.Ю.* Верхняя граница поиска оптимального решения при выборе числа каналов многоскоростного адаптивного фильтра с передискретизацией // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 25 – 33.
5. *Линович А.Ю.* Методы и цифровые устройства адаптивной многоскоростной обработки сигналов в задачах моделирования динамических систем : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.01 / Линович Александр Юрьевич. – Рязань, 2005. – С. 145 – 150.
6. *Линович А.Ю.* Многоскоростной адаптивный фильтр на основе алгоритма наименьших средних квадратов / Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ в Реестре программ для ЭВМ., зарегистрировано 07.12.2015 г., № 2015662923.
7. *Каширин И.Ю., Новичков В.С.* От Си к Си++. – М.: Горячая линия – Телеком, 2-е изд., 2012. – 334 с.
8. *Побаруев В.И., Москвитин А.Э.* Технологии программирования: учеб. пособие. – Рязань: РГРТУ, 2007. – 182 с.
9. *Певзнер Л.Д., Чураков Е.П.* Математические основы теории систем. – М.: Высшая школа, 2009. – 503 с.