

УДК 621.396.96

ОПТИМАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ НА СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ МНОГОСТУПЕНЧАТОЙ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА УЗКОПОЛОСНОГО ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА

*Андреев Н.А., начальник отдела НТЦ ФГУП «Государственный рязанский приборный завод»,
Витязев В.В., д.т.н., зав. кафедрой ТОР Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: tor@rgta.ryazan.ru*

Ключевые слова: траекторный сигнал, многоскоростная обработка, доплеровская частота, методика оптимизации, формирующий фильтр.

Введение

Рассматривается задача оптимального проектирования на цифровых сигнальных процессорах (ЦСП) многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора в классе КИХ-цепей, предложенная в работе [1] применительно к обработке траекторного сигнала в режиме доплеровского обужения луча (ДОЛ). На рис.1 показан общий вид блока предварительной обработки узкополосного траекторного сигнала, включающего m ступеней децимации на основе фильтров N_i -го порядка с функциями передачи $H_i(j\omega)$, $i = 1, m$, выполняющих понижение частоты дискретизации в

$$v = \prod_{i=1}^m v_i$$

раз, и набора из M формирующих фильтров (ФФ) N_0 -го порядка с функцией передачи $H_0(j\omega)$, обеспечивающих согласование со спектральной структурой траекторного сигнала, работа на пониженной в v раз частоте дискретизации [2].

Решающее устройство (РУ) на выходе набора ФФ определяет уход полосы частот траекторного сигнала и передает соответствующую информацию в блок адаптации. Последний дополнительно оценивает ширину полосы частот обрабатываемого сигнала и

Представлена методика оптимального проектирования на сигнальных процессорах заданного семейства многоступенчатой структуры устройства предварительной обработки траекторного сигнала с адаптацией к уходу полосы доплеровских частот. Рассматриваются математическая формализация и решение задачи оптимизации параметров двух- и трехступенчатой структур набора полосовых формирующих фильтров. Методика оптимизации иллюстрируется примерами.

настраивает узкополосный фильтр-дециматор на соответствующую полосу частот.

Число ФФ M зависит от ширины полосы частот траекторного сигнала с учетом максимально возможного ухода (смещения) доплеровских частот и требуемой точности настройки цифрового приемника. Предполагается, что в режиме «захвата» полосы частот траекторного сигнала, когда информация об его «тонкой» структуре не известна, набор ФФ заменяется набором обычных полосовых фильтров с заданными шириной полосы пропускания и параметрами частотной избирательности, определяющими порядок N . В режиме «слежения» за уходом полосы частот траекторного сигнала порядок N и форма импульсной характеристики ФФ считаются заданными.

Задача заключается в оптимизации параметров многоступенчатой структуры набора из M ФФ (в частном случае полосовых) с заданным коэффициентом перекрытия их частотных характеристик и значением минимального порядка N , обеспечивающей минимизацию приведенных вычислительных затрат на реализацию в реальном времени.

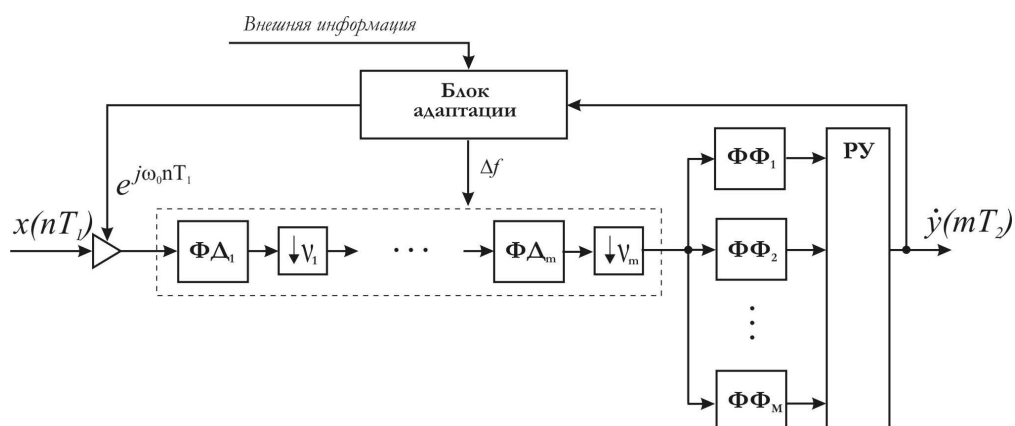


Рис. 1. Структурная схема устройства предварительной обработки траекторного сигнала.

Постановка и формализация задачи оптимального проектирования многоступенчатой структуры набора узкополосных ФФ

Задачу оптимального проектирования многоступенчатой структуры набора ФФ сформулируем следующим образом [3]: на множестве многоступенчатых структур $G_F^{D_l} \in G_F^D$, $l = 0, 1, \dots, m$, класса КИХ-цепей G_F^D , реализуемых с использованием вторичной дискретизации, найти подкласс $G_F^{D_k} \in G_F^{D_l}$ и составной оператор $F^k \in G_F^{D_k}$ вида $F^k = L^{D_k} \{F_0, F_1, \dots, F_k\}$ с заданной структурой L^{D_k} , такие, что

$$\begin{cases} \Phi^*(G_F^{D_k}, F^k) = V(G_F^{D_l}, F^l) \rightarrow \min_{G_F^{D_l}, F^l}; \\ \max_{\omega=-\pi, \pi} p(\omega) |H_B(j\omega, F^k) - H(j\omega)| \leq \varepsilon_{\text{дон}}; \\ S(G_F^{D_k}, F^k) \leq S_{\text{дон}}; \quad Q(G_F^{D_k}, F^k) \leq Q_{\text{дон}}; \quad D(G_F^{D_k}, F^k) \leq D_{\text{дон}}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\Phi^*(G_F^{D_k}, F^k)$ — целевая функция, выбираемая из критерия минимизации приведенных к периоду дискретизации T_1 входного сигнала временных затрат $V(G_F^{D_k}, F^k)$ на программно-аппаратную реализацию оператора F^k в подклассе $G_F^{D_k}$; $H_B(j\omega, F^k)$ и $H(j\omega)$ — воспроизводимая с допустимой погрешностью $\varepsilon_{\text{дон}}$ и желаемая функции передачи ФФ; $p(\omega)$ — весовая функция чебышевского приближения; $S(G_F^{D_k}, F^k)$ и $Q(G_F^{D_k}, F^k)$ — емкость внутрикристалльной памяти данных и емкость памяти программ, требуемые на программную реализацию оператора $F^k \in G_F^{D_k}$; $D(G_F^{D_k}, F^k)$ — дисперсия собственного шума на выходе цифрового устройства, реализующего оператор $F^k \in G_F^{D_k}$; $S_{\text{дон}}, Q_{\text{дон}}, D_{\text{дон}}$ — совокупность ограничивающих факторов, определяемых конкретными условиями программно-аппаратной реализации оператора $F^k \in G_F^{D_k}$. Допустимые ограничения на предельную емкость внутрикристалльной памяти данных $S_{\text{дон}}$ и внешней (внекристалльной памяти программ) $Q_{\text{дон}}$ определяются семейством ЦСП и способом организации памяти цифрового устройства, а допустимый уровень собственных шумов $D_{\text{дон}}$ зависит от требований, накладываемых на точность воспроизведения желаемых характеристик фильтра.

Предполагается, что точность аппроксимации $\varepsilon_{\text{дон}}$ желаемой функции передачи $H(j\omega)$ определяется заданными параметрами частотной избирательности (в случае полосовых фильтров, в режиме «захвата») или заданной точностью оценки смещения доплеровских частот в режиме «слежения».

Задачу оптимального проектирования в форме (1), как показано в [4], можно свести к последовательному решению двух задач: обратной аппроксимационной задаче чебышевского приближения в классе КИХ-цепей G_F , устанавливающей значение минимального порядка N эквивалентного ФФ, реализуемого по одноступенчатой структуре, с функцией передачи $H_B(j\omega)$, воспроизводимой в классе КИХ-цепей N -го порядка с заданной точностью:

$$\begin{cases} \Phi_1^*(\bar{F}_{opt}) = N(\bar{F}, \varepsilon_{\text{дон}}) \rightarrow \min_F; \\ \max_{\omega=-\pi, \pi} p(\omega) |H_B(j\omega, \bar{F}_{opt}) - H(j\omega)| \leq \varepsilon_{\text{дон}}, \end{cases} \quad (2)$$

где \bar{F} — представление оператора $F \in G_F$ в классе КИХ-фильтров N -го порядка, реализуемого по прямой форме одноступенчатой структуры, и задаче выбора подкласса $G_F^{D_k} \in G_F^{D_k} \subset G_F$ операторов $F^k \in G_F^{D_k}$, минимизирующего общий объем приведенных временных затрат на программно-аппаратную реализацию многоступенчатой структуры фильтра $N_{\text{э}}$ -го порядка при известных ограничениях

$$\begin{cases} \Phi_2^*(G_F^{D_k}, F^k) = V(G_F^{D_l}, F^l) \rightarrow \min_{G_F^{D_l}, F^l}; \\ S(G_F^{D_k}, F^k) \leq S_{\text{дон}}; \quad Q(G_F^{D_k}, F^k) \leq Q_{\text{дон}}; \\ D(G_F^{D_k}, F^k) \leq D_{\text{дон}}; \quad N_{\text{э}}(G_F^{D_k}, F^k) \geq N. \end{cases} \quad (3)$$

Решение задачи оптимального проектирования многоступенчатой структуры набора ФФ в форме (2) и (3) предполагает на первом этапе расчет минимального значения порядка N эквивалентного одноступенчатого ФФ, при котором гарантируется воспроизведение желаемой частотной характеристики $H(j\omega)$ с заданной точностью $\varepsilon_{\text{дон}}$, и на втором этапе — структурный синтез по критерию (3) с определением оптимального числа ступеней k_{opt} и оптимальных значений параметров $N_{i_{opt}}, v_{i_{opt}}$ для каждой i -ой ступени преобразования, $i = 0, k_{opt}$, при условии, что порядок $N_{\text{э}}(G_F^{D_k}, F^k)$ эквивалентного по свойствам частотной избирательности одноступенчатого ФФ $N_{\text{э}}(G_F^{D_k}, F^k) \geq N$.

Постановка задачи оптимального проектирования в форме (1) и (3) носит общий характер и требует раскрытия математического описания целевой функции и области ограничений для каждой $(l+1)$ -ступенчатой структуры фильтра, реализуемого в конкретных условиях (при всех $l = 1, m$). Поэтому решению задачи оптимального проектирования предшествует этап формализации входящих в (1) и (3) выражений общего вида.

Функциональную зависимость между порядком $N_{\text{э}}$ эквивалентного ФФ и параметрами N_i, v_i , $i = 0, l$, $(l+1)$ -ступенчатой структуры, представленной на рис.1, запишем в виде

$$N_{\text{э}} = N_0 V = N_0 \prod_{i=1}^l v_i,$$

где N_0 — порядок ФФ, работающих на пониженной частоте дискретизации; V — общий коэффициент прореживания (децимации) многоступенчатой структуры входного фильтра-дециматора.

Для заданных фиксированных значений параметров частотной избирательности $(\alpha, \beta, \varepsilon_{1\text{дон}}, \varepsilon_{2\text{дон}})$ эквивалентного НЧ фильтра (в случае реализации набора полосовых фильтров) порядок основного фильтра принимает значение [4]:

$$N_0 = \alpha \frac{\beta}{\nu} L \left(\frac{\varepsilon_{1\text{дон}}}{l+1}, \varepsilon_{2\text{дон}} \right),$$

где $\alpha = \omega_{c1}/(\omega_{c2} - \omega_{c1})$ — показатель прямоугольности АЧХ; $\beta = 2\pi/\omega_{c1}$ — показатель узкополосности фильтра; $L(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ — логарифмический показатель частотной избирательности, принимающий приближенное значение

$$L^*(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = -\frac{2}{3} \lg 10 \varepsilon_1 \varepsilon_2;$$

ω_{c1} - частота среза полосы пропускания; ω_{c2} - частота среза зоны непрозрачности фильтра в приведенных к периоду дискретизации значениях; $\mathcal{E}_{1\text{дон}}$ - допустимая неравномерность (спад) АЧХ эквивалентного фильтра в полосе пропускания; $\mathcal{E}_{2\text{дон}}$ - допустимый уровень боковых лепестков в зоне непрозрачности.

Пусть даны оценки приведенных временных затрат и затрат памяти на программно-аппаратную реализацию i -ой ступени фильтра-дециматора в виде функций вида

$$V_{T_i}(G_F^{Dl}, N_i, v_i); S(G_F^{Dl}, N_i, v_i); Q(G_F^{Dl}, N_i, v_i), \quad i = \overline{1, l}, \quad (4)$$

а оценки затрат на реализацию одного формирующего фильтра — системой функций вида

$$V_{T_{l+1}}(G_F^{D\Phi l}, N_0); S_0(G_F^{D\Phi l}, N_0); Q_0(G_F^{D\Phi l}, N_0). \quad (5)$$

Конкретные выражения функций (4) и (5) в случае реализации на ЦСП семейства TMS 320C6713 и семейства ADSP TS201 для полифазной формы построения фильтров-дециматоров и формирующего фильтра представлены в таблице 1.

Используя введенные ранее описания (4) и (5), объединенные оценки приведенных к периоду T_1 временных затрат и затрат памяти на реализацию $(l+1)$ -ступенчатой структуры набора из M фильтров запишем в виде

$$\begin{cases} V(G_F^{Dl}, F^l) = \sum_{i=1}^l \frac{1}{\prod_{j=1}^i v_j} [V_i(G_F^{Dl_i}, N_i, v_i)] + \frac{M}{\prod_{j=1}^l v_j} V_0(G_F^{D\Phi l}, N_0) \\ S(G_F^{Dl}, F^l) = \sum_{i=1}^l S_i(G_F^{Dl_i}, N_i, v_i) + S_0(G_F^{D\Phi l}, N_0); \\ Q(G_F^{Dl}, F^l) = \sum_{i=1}^l Q_i(G_F^{Dl_i}, N_i, v_i) + M Q_0(G_F^{D\Phi l}, N_0). \end{cases} \quad (6)$$

Формализованное описание функции $D(G_F^{Dl}, F^l)$, определяющей зависимость дисперсии собственного шума $(l+1)$ -ступенчатой структуры фильтра от оптимизируемых параметров $N_i, v_i, i = \overline{0, l}$, является самостоятельной задачей, решение которой на множестве подклассов $G_F^{Dl}, l = \overline{1, m}$, должно предшествовать решению общей задачи

оптимального проектирования $(m+1)$ -ступенчатой структуры фильтра. Вместе с тем, как показывает практика построения подобных систем, поиск эффективной многоступенчатой структуры и расчет оптимальных значений ее параметров достаточно провести, по крайней мере, на первом этапе проектирования, без учета ограничений на допустимый уровень собственных шумов. Выбор числа ступеней преобразования и расчет оптимальных значений ее параметров по критерию, фактически обеспечивающему минимизацию суммарного порядка всех преобразующих фильтров, одновременно приводит и к уменьшению влияния собственных шумов: чем меньше объем вычислений, тем меньше уровень выходного шума. Поэтому в дальнейшем решение задачи оптимального проектирования в формах (1) и (3) рассматривается без учета ограничений на допустимый уровень собственного шума на выходе фильтра.

Решение задачи оптимизации структуры и параметров цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала

Оптимальный синтез двухступенчатой структуры

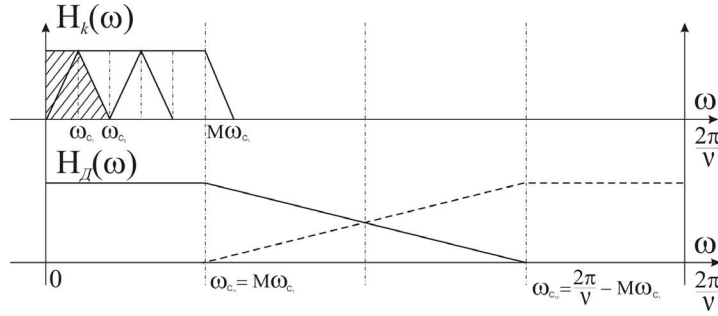
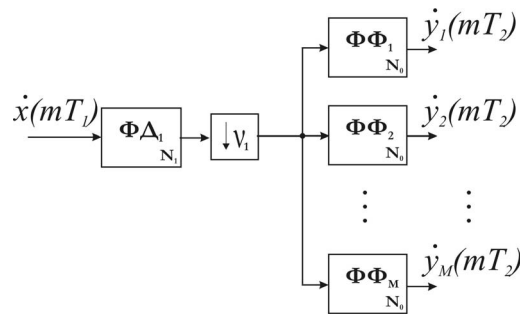
Общий вид двухступенчатой структуры устройства предварительной обработки траекторного сигнала с использованием набора узкополосных формирующих фильтров представлен на рис. 2. С помощью ФД N_1 -го порядка с функцией передачи $H_1(j\omega)$ частота дискретизации входного сигнала $x(nT_1)$ уменьшается в v_1 раз. Формирующие фильтры N_0 -го порядка каждый имеют функции передачи $H_{0,k}(j\omega)$, где $k = \overline{1, M}$, и работают на пониженной в v_1 раз частоте дискретизации $T_2 = v_1 T_1$.

Задачу оптимального проектирования двухступенчатой структуры набора фильтров в форме (3), используя формализованное описание целевой функции и области ограничений (6), сформулируем следующим образом: в подклассе двухступенчатых структур $G_F^{Dl_2}$ класса КИХ-цепей $G_F^{Dl_2} \in G_F^D$ найти оператор $F_{opt}^2 \in G_F^{Dl_2}$ с заданной структурой L^{Dl_2} , такой, что

$$\begin{cases} \Phi_2^*(G_F^{Dl_2}, F_{opt}^2) = \left[V_{T_1}(G_F^{Dl}, N_1, v_1) + \frac{M}{v} V_0(G_F^{D\Phi}, N_0) \right] \rightarrow \min_{N_0, N_1, v_1}; \\ S(G_F^{Dl_2}, F_{opt}^2) = S(G_F^{Dl}, N_1, v_1) + S_0(G_F^{D\Phi}, N_0) \leq S_{\text{дон}}; \\ Q(G_F^{Dl_2}, F_{opt}^2) = Q(G_F^{Dl}, N_1, v_1) + Q_0(G_F^{D\Phi}, N_0) \leq Q_{\text{дон}}; \\ N_{\text{э}}(G_F^{Dl_2}, F_{opt}^2) = N_0 v_1 \geq N_{\text{дон}}, v_1 \leq \beta / (M + 2). \end{cases} \quad (7)$$

Таблица 1

Подкласс	Оценка затрат					
	ADSP-TS201			TMS 320C6713		
	$V_T(G_F^P, N, v)$	$S(G_F^P, N, v)$	$Q(G_F^P, N, v)$	$V_T(G_F^P, N, v)$	$S(G_F^P, N, v)$	$Q(G_F^P, N, v)$
G_F^{Dl}	$\frac{N}{2v} + 9$	N	N	$\frac{N}{2v} + 7$	N	N
$G_F^{D\Phi}$	$\frac{N}{2} + 5$	N	N	$\frac{N}{2} + 4$	N	N



б

Рис. 2. Двухступенчатая структура набора формирующих фильтров

Оператор $F_{opt}^2 \in G_F^{L_2}$ при заданной структуре L^{L_2} является функцией оптимизируемых параметров N_1 , N_0 и V . Для полифазной формы построения фильтра-дециматора (подкласс $G_F^{L_2}$) и прямого способа программной реализации формирующих фильтров (подкласс $G_F^{L\Phi}$) на ЦСП семейства ADSP TS201 с использованием только внутрикристалльной памяти данных задача оптимального проектирования (7), с учетом описания функциональных зависимостей (4) и (5), представленных в табл. 1, может быть сведена к решению следующей задачи параметрической оптимизации:

$$\begin{cases} \Phi_2^*(G_F^{L_2}, F_{opt}^2) = \left[\frac{N_1}{v_1} + \frac{M(N_0 + 5)}{v_1} \right] \rightarrow \min_{v_1, N_0}; \\ 2N_1 + 2N_0 \leq S_{\text{don}}, \\ N_1 + MN_0 \leq Q_{\text{don}}. \end{cases} \quad (8)$$

где S_{don} и Q_{don} — выделенные ресурсы внутрикристалльной памяти данных и памяти программ ЦСП заданного семейства.

Описание области ограничений задачи (8) является неполным, так как не учитывает функциональные зависимости параметров N_1 и V друг от друга. Пусть заданы значения показателей частотной избирательности проектируемого фильтра $(\alpha, \beta, \varepsilon_{1\text{don}}, \varepsilon_{2\text{don}})$. Тогда с учетом представлений [4], для набора из M фильтров с коэффициентом перекрытия соседних частотных каналов $k = 2\omega_c / \Delta\omega_0 = 2$, порядки фильтров

$$N_0 = \alpha \frac{\beta}{v_1} L\left(\frac{\varepsilon_{1\text{don}}}{2}, \varepsilon_{2\text{don}}\right); \quad N_1 = \frac{v_1 \beta}{\beta - v_1(M+1)} L\left(\frac{\varepsilon_{1\text{don}}}{2}, \varepsilon_{2\text{don}}\right),$$

$$\text{где } L\left(\frac{\varepsilon_{1\text{don}}}{2}, \varepsilon_{2\text{don}}\right) = -\frac{2}{3} \lg 5 \varepsilon_{1\text{don}} \varepsilon_{2\text{don}},$$

устанавливающих связь порядков N_0 и N_1 с параметрами частотной избирательности проектируемого фильтра, получим

$$N_1 = v_1^2 N_0 / \alpha[\beta - (M+1)v_1]. \quad (9)$$

Подставив выражение (9) в систему неравенств (8) и исключив третье граничное условие по отношению ко второму ($Q_{\text{don}} \gg S_{\text{don}}$), задачу оптимального проектирования представим в следующей форме:

$$\begin{cases} \Phi_2^*(G_F^{L_2}, F_{opt}^2) = \left[\frac{v_1 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1]} + \frac{M(N_0 + 5)}{v_1} \right] \rightarrow \min_{v_1, N_0}; \\ \frac{2v_1^2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1]} + 2N_0 \leq S_{\text{don}}, \\ N_0 v_1 > N_{\text{don}}; \quad v_1 \leq \beta / (M+2); \quad N_0 > 0; \quad v_1 > 0. \end{cases} \quad (10)$$

Задача (10) относится к классу задач нелинейного целочисленного программирования, так как оптимизируемые параметры N_0 и v_1 принимают только положительные целочисленные значения. Простой и эффективный способ решения задачи (10), вытекающий из особенностей поведения целевой функции и дискретного характера оптимизируемых параметров, состоит в следующем. Для всех целочисленных значений коэффициента прореживания $v_1 = v_{1i}$ от $v_{1i} = 2$ до $v_{1k} = \lfloor \beta / (M+2) \rfloor$ по системе неравенств (10) для каждого v_{1i} , принимающего постоянное целочисленное значение v_{1i} , находится минимум i -го сечения целевой функции $\Phi_2^*(N_0, v_1)$ плоскостью $v_1 = v_{1i} = \text{const}$ в области ограничений (10), который определяет оптимальное значение порядка $N_{0i\text{opt}}$ для i -го сечения. Далее из множества сечений с параметрами $(v_{1i}, N_{0i\text{opt}})$ находится сечение, определяющее оптимальное сочетание параметров $(v_{1\text{opt}}, N_{0\text{opt}})$, для которого целевая функция (10) принимает минимальное значение.

Пример. Рассчитать оптимальные по критерию (10) значения параметров $v_{1\text{opt}}$ и $N_{0\text{opt}}$ двухступенчатой структуры набора из $M = 5$ узкополосных фильтров (рис.2.) с показателями прямоугольности и узкополосно-

сти АЧХ: $\alpha = 2$ и $\beta = 400$, реализуемых в реальном времени на ЦСП семейства ADSP TS201. Предполагается, что на один канал дальности выделяется до 1024 ячеек внутрикристалльной памяти данных, а порядок эквивалентного НЧ фильтра $N_{\text{дон}} \geq 2133$, что обеспечивает воспроизведение желаемых частотных характеристик со следующими параметрами частотной избирательности: $\varepsilon_{1\text{дон}} = 0,01$; $\varepsilon_{2\text{дон}} = 0,001$.

Подставив в (10) заданные значения параметров α, β, M и $S_{\text{дон}}$, получим

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_2^*(G_F^{D_2}, F_{\text{opt}}^2) &= \left[\frac{v_1 N_0}{2(400 - 6v_1)} + \frac{5(N_0 + 5)}{v_1} \right] \rightarrow \min_{v_1, N_0}; \\ \frac{v_1^2 N_0}{(400 - 6v_1)} + 2N_0 &\leq 1024, \\ N_0 v_1 > 2133; \quad v_1 &\leq 57; \quad N_0 > 0; \quad v_1 > 0. \end{aligned} \right.$$

Результаты расчета оптимальных значений параметров $v_{1\text{opt}}$ и $N_{0\text{opt}}$ по предложенной методике, иллюстрирующие достижимую эффективность двухступенчатой реализации набора фильтров, сведены в таблицу 2.

В заключение отметим, что при реализации набора фильтров с заданными параметрами частотной избирательности по прямой одноступенчатой форме с максимально допустимым коэффициентом децимации $v_{\text{дон}} = 57$ минимальные вычислительные затраты составят $V(G_F^{DC}, N) = 187$. Таким образом, требуемые вычисли-

тельные затраты уменьшаются почти на порядок. Что касается памяти данных, то при использованной методике расчета она принимает значение, близкое к допустимому $S_{\text{дон}} = 1024$. При этом порядок эквивалентного НЧ фильтра $N_{\text{э}} = N_0 v_1$ принимает максимально достижимое значение для заданного ограничения на выделенные ресурсы памяти данных. Если в качестве граничного условия использовать порядок эквивалентного НЧ фильтра $N_{\text{э}} = 2133$, достаточный для обеспечения заданной частотной избирательности, то требование к памяти данных для всех значений коэффициента децимации v_{1i} , отличных от оптимального значения $v_{\text{opt}} = 48$, будет существенно снижено.

Оптимальный синтез трехступенчатой структуры

Общий вид трехступенчатой структуры устройства предварительной обработки траекторного сигнала с использованием набора узкополосных формирующих фильтров представлен на рис. 3. С помощью фильтра-дециматора ФД₁ N_1 -го порядка с функцией передачи $H_1(j\omega_1)$ частота дискретизации входного сигнала $x(nT_1)$ уменьшается в v_1 раз. На второй ступени преобразования фильтр-дециматор ФД₂ N_2 -го порядка с функцией передачи $H_2(j\omega_2)$, работающих на пониженной в v_1 раз частоте дискретизации, уменьшает частоту дискретизации выходного сигнала $v_2(mT_3)$ в v_2 раз. Формирующие фильтры N_0 -го порядка каждый имеют функции передачи $H_{0,k}(j\omega_3)$, где $k = 1, M$, и работают на пониженной в $v = v_1 v_2$ раз частоте дискретизации $T_3 = v_1 v_2 T_1$.

Таблица 2.

v_{1i}	10	15	20	30	40	45	46	47	48	49	50
N_{0i}^S	446	375	298	168	85	58	52	49	45	41	38
$v_{1i} N_{0i}^S$	4460	5625	5960	5040	3400	2610	2392	2303	2160	2009	1900
N_{1i}	66	136	213	344	425	451	443	458	462	-	-
$\Phi_2^*(N_{0i}, v_{1i})$	242	144	96	50	32	26	24,9	24,4	23,8	-	-

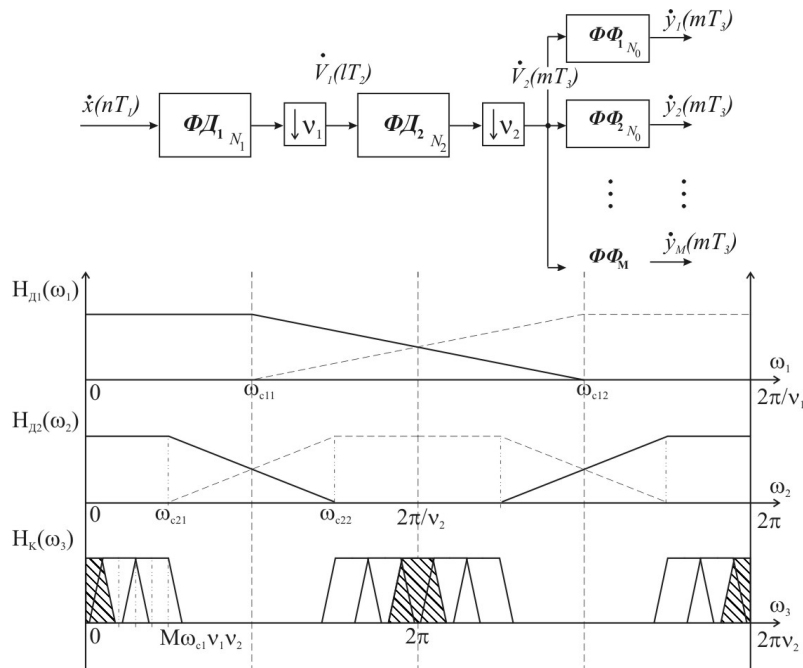


Рис. 3. Трехступенчатая структура набора формирующих фильтров

Таблица 3.

v_1, v_{2opt}	4, 14	8, 7	10, 5	14*, 4*	16, 3	18, 3	28, 2
N_0	38	38	43	38	45	40	38
N_1	12	24	32	47	57	67	128
N_2	233	116	54	67	29	43	33
$S(G_F^{D_3}, F^3)$	566	356	258	304	262	300	398
$\Phi_2^*(G_F^{D_3}, F^3)$	22,1	19,5	18,9	18,1	18,8	18	18,4

Задачу оптимального проектирования трехступенчатой структуры набора фильтров в форме (3), используя формализованное описание целевой функции и области ограничений (6), сформулируем следующим образом: в подклассе трехступенчатых структур $G_F^{D_3}$ класса КИХ-цепей $G_F^{D_3} \in G_F^{D_3}$ найти оператор $F_{opt}^3 \in G_F^{D_3}$ с заданной структурой L^{D_3} , такой, что

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_2^*(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & \left[\begin{aligned} & V_1(G_F^{D_1}, N_1, v_1) + \frac{1}{v_1} V_2(G_F^{D_2}, N_2, v_2) + \\ & + \frac{M}{v_1 v_2} V_0(G_F^{D_3}, N_0) \end{aligned} \right] \rightarrow \min_{N_0, N_1, N_2, v_1, v_2}; \quad (11) \\ S(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & S_1(G_F^{D_1}, N_1, v_1) + S_2(G_F^{D_2}, N_2, v_2) + S_0(G_F^{D_3}, N_0) \leq S_{дон}; \\ Q(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & Q_1(G_F^{D_1}, N_1, v_1) + Q_2(G_F^{D_2}, N_2, v_2) + Q_0(G_F^{D_3}, N_0) \leq Q_{дон}; \\ N_3(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & N_0 v_1 v_2 \geq N_{дон}, v_1 \leq \beta / (M+2), v_2 \leq \beta / v_1 (M+2). \end{aligned} \right.$$

Для программной реализации на ЦСП семейства ADSP TS201 задача оптимального проектирования (11) набора из M узкополосных фильтров с заданными значениями показателя прямоугольности АЧХ α и показателя узкополосности β может быть, аналогично (10), с учетом функциональных зависимостей:

$$N_1 = \frac{v_1^2 v_2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1]}; \quad N_2 = \frac{v_1 v_2^2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1 v_2]},$$

приведена к виду:

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_2^*(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & \frac{v_1 v_2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1]} + \frac{v_2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1 v_2]} + \\ & + \frac{M(N_0 + 5)}{v_1 v_2} + \frac{9(1+v_1)}{v_1} \rightarrow \min_{N_0, N_1, N_2, v_1, v_2}; \quad (12) \\ \frac{v_1^2 v_2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1]} + & \frac{v_1 v_2^2 N_0}{\alpha[\beta - (M+1)v_1 v_2]} + N_0 \leq S_{дон} / 2; \\ N_3(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & N_0 v_1 v_2 \geq N_{дон}, v_1 \leq \beta / (M+2), v_2 \leq \beta / v_1 (M+2). \end{aligned} \right.$$

Рассмотрим применение данной методики для расчета оптимальных параметров трехступенчатой структуры на примере, описанном на стр. 7. Подставив в (12) значения исходных параметров α, β, M и $S_{дон}$, получим

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_2^*(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & \frac{v_1 v_2 N_0}{2(400 - 6v_1)} + \frac{v_2 N_0}{2(\beta - 6v_1 v_2)} + \\ & + \frac{M(N_0 + 5)}{v_1 v_2} + \frac{9(1+v_1)}{v_1} \rightarrow \min_{N_0, v_1, v_2}; \\ \frac{v_1^2 v_2 N_0}{2(\beta - 6v_1)} + & \frac{v_1 v_2^2 N_0}{2(400 - 6v_1 v_2)} + N_0 \leq 512; \\ N_3(G_F^{D_3}, F_{opt}^3) = & N_0 v_1 v_2 \geq 2133, v_1 \leq 57, v_2 \leq 57 / v_1. \end{aligned} \right.$$

Результаты расчета для дискретных значений оптимизируемых параметров v_1, v_{2opt} сведены в табл. 3.

Сравнительный анализ двух- и трехступенчатой структур друг с другом показывает, что при переходе к трехступенчатой структуре вычислительные затраты уменьшаются в 1,3 раза, а память данных – в 3 раза. Очевидно, что переход к четырехступенчатой структуре в рассматриваемом примере не даст заметного выигрыша в минимизации вычислительных затрат памяти данных.

Заключение

Таким образом, проведенные в работе исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Математически формализована задача оптимального проектирования на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора на основе набора формирующих фильтров, перекрывающих заданную полосу ухода доплеровских частот траекторного сигнала.

2. Получены аналитические соотношения, связывающие друг с другом основные структурные параметры многоступенчатой реализации набора узкополосных формирующих фильтров с последовательным понижением частоты дискретизации на выходе системы.

3. Проведен оптимальный синтез двух- и трехступенчатых структур набора формирующих фильтров с заданным коэффициентом перекрытия их АЧХ для ЦСП семейства ADSP TS201 TigerSHARC фирмы Analog Devices.

4. Показано, что для рассматриваемой задачи построения адаптивного цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала оптимальная структура обеспечивает уменьшение общих вычислительных затрат более чем в 10 раз и памяти данных – в 2-4 раза.

Литература

1. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
2. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Алгоритмы адаптации к уходу доплеровских частот узкополосного траекторного сигнала // Труды 11-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2009», Москва, ИГУ РАН, Т.1, с.111-114.
3. Андреев Н.А., Витязев В.В. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора предварительной обработки траекторного сигнала // Труды 10-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, ИГУ РАН, Т.2, с.598-601.
4. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993, 240 с.