

# Методы согласованной фильтрации широкополосных сигналов с минимальными временными задержками

Е.С. Янакова

ГУП НПЦ «ЭЛВИС», helen@elvees.com

**Аннотация** — В статье рассматриваются особенности согласованной фильтрации (СФ) радиолокационных широкополосных сигналов с минимальными временными задержками. Предлагаются методы подапертур и кодовых скользящих сумм для СФ линейно частотно модулированных сигналов и сигналов с фазово-кодовой манипуляцией. Приводится оценка вычислительной эффективности разработанных методов СФ на контроллерах серии «Мультикор».

**Ключевые слова** — радиолокация, согласованная фильтрация, широкополосный сигнал.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В современных радиолокационных станциях (РЛС) для увеличения разрешающей способности по дальности при сохранении импульсной мощности широко применяются сигналы достаточно большой длительности с внутриимпульсной модуляцией. Согласованная фильтрация (СФ) обеспечивает временное сжатие такого импульса и является одним из критически важных и наиболее ресурсоемких этапов в цифровой обработке радиолокационных сигналов [1].

В настоящее время для согласованной фильтрации в частотной области широко используют алгоритм быстрого преобразования Фурье [2], очевидным недостатком которого является существенная конвейерная задержка выдачи результата обработки. Малое время задержки позволяет уменьшить общее время реакции радиолокационной системы на изменения помехоцелевой обстановки окружающей среды, в частности обеспечить сопровождение высокоскоростных и маневрирующих целей.

В радиолокации в качестве широкополосных сигналов в основном используют линейно-частотно модулированные (ЛЧМ) сигналы и сигналы с фазово-кодовой манипуляцией (ФКМ). Согласно сформулированной проблеме в статье предлагаются методы СФ радиолокационных широкополосных сигналов с минимальными временными задержками.

Главная задача статьи – показать эффективность разработанных методов СФ для ЛЧМ (метод подапертур) и ФКМ (метод кодовых скользящих сумм) сигналов по сравнению с алгоритмами СФ на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) и метода прямой свертки. Разработанные методы реализованы на сиг-

нальных контроллерах серии «Мультикор» (ГУП НПЦ «ЭЛВИС») и успешно применяются в современных охранных РЛС (РЛС ORWELL-R) [3].

## II. МЕТОДЫ СФ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНЫМИ ВРЕМЕННЫМИ ЗАДЕРЖКАМИ

Цифровой согласованный фильтр математически описывается формулой (1):

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N_h-1} h(k)x(n-k), \quad (1)$$

где  $h(k)$  - импульсная характеристика фильтра,  $N_h$  - длина импульсной характеристики фильтра. СФ в прямой форме имеет вид преобразования свертки (1), структурная схема которого представлена на рис. 1.

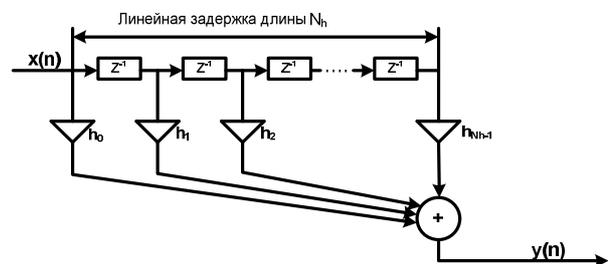


Рис. 1. Структурная схема СФ методом прямой свертки

Очевидным достоинством метода является получение результатов фильтрации с задержками равными длине импульсной характеристике фильтра, однако вычислительная сложность метода  $O(N^2)$ , что не всегда применимо в реальных системах [4].

Для СФ широкополосных сигналов с линейной частотной модуляцией предлагается метод подапертур. В этом методе отклик (апертура) согласованного фильтра представляется в виде  $Q$  подапертур с разделением частотной полосы сигнала на  $Q$  равных интервалов (рис.2). Отсчеты сигнала последовательно поступают на каждую подапертуру, начиная с номера  $i=Q-1$  (рис.3). Далее, согласно отклику фильтра  $h(n)$   $N_a$  отсчетов ( $N_a$  - длина подапертуры) умножаются (пово-

рачиваются) на фазу подапертуры  $e_i$  и накапливаются в накопителе  $Ss_i$ . На последнем этапе все значения подапертур складываются с учетом начальных фаз  $c_i$ .

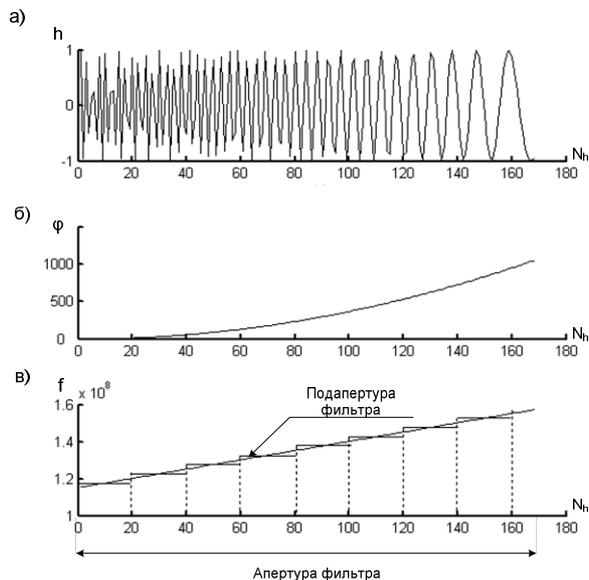


Рис. 2. Опорная функция СФ: а) график ЛЧМ-сигнала  $h$ ; б) график изменения фазы ЛЧМ-сигнала  $\varphi$ ; в) график изменение частоты  $f$

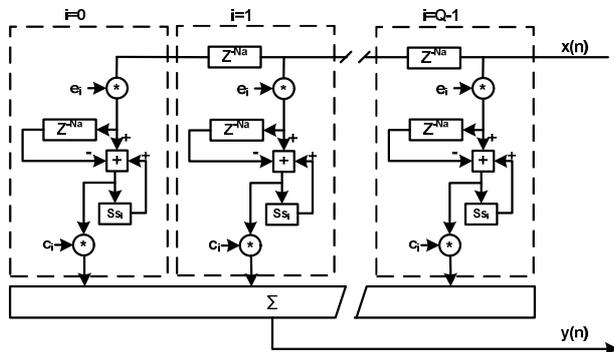


Рис. 3. Структурная схема вычисления СФ методом подапертур

Одной из главных характеристик метода является количество подапертур  $Q$  фильтра, которая напрямую зависит от допустимой фазовой ошибки. При фазовой ошибке  $\frac{\pi}{4}$  ( $\pm \frac{\pi}{8}$ ) количество подапертур СФ определяется формулой (2)[7]:

$$Q = \sqrt{N_h}, \quad (2)$$

где  $N_h$  - длина импульсной характеристики фильтра.

Преимущества метода подапертур заключаются в получении результатов СФ с задержкой равной длине импульсной характеристики, а количество арифметических операций в  $2N_a/7$  раз меньше, чем в методе прямой свертки. Минимальное взаимное влияние

отсчетов сигнала повышает качественные характеристики фильтра, особенно при использовании целочисленной арифметики.

Предложенная схема обладает рядом недостатков, один из которых наличие двойной линии задержки, что оказывает влияние на объем требуемой памяти для хранения данных при реализации метода. С учетом отмеченного недостатка и повышения эффективности СФ ЛЧМ-сигналов предложена модификация метода подапертур к параметрам радиолокационного сигнала. Число отсчетов подапертуры  $N_a$  и число подапертур  $Q$  выбираются таким образом, чтобы фаза сигнала  $\varphi$  в пределах одной подапертуры изменилась на угол, кратный  $\pi$ . Зависимость фазы от длины подапертуры описывается равенством (3). Следует отметить, что фазовая ошибка  $E(\varphi)$  не зависит от выбора точки аппроксимации в пределах подапертуры (4), поэтому выбирается нулевое начальное значение фазы (рис.4).

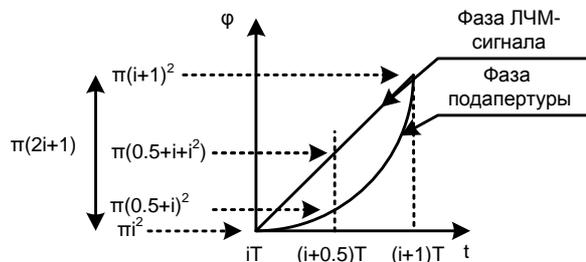


Рис. 4. Аппроксимация фазы в пределах подапертуры

$$\varphi = \frac{\pi \Delta F t^2}{T} = \frac{\pi \Delta F T t^2}{T^2} = \frac{\pi}{N_a^2} \left( \frac{N_h t}{T} \right)^2 = \frac{\pi}{N_a^2} i^2, \quad (3)$$

$$E(\varphi) = \pi(i^2 + i + 0.5) - \pi(0.5 + i)^2 = \frac{\pi}{4}, \quad (4)$$

где  $i$  - номер подапертуры,  $\Delta F$  - частотная полоса сигнала,  $i = 0, \dots, N_h - 1$ ;  $t = 0, \dots, T$ .

Согласно особенностям разделения сигнала на подапертуры для ЛЧМ-сигнала с характеристиками, описанными в таблице 1, предлагается следующая модификация схемы СФ (рис.5). В схеме представлено восемь подапертур. Линия задержки длиной  $N_a = 20$  для каждой подапертуры сохраняет предыдущие значения отсчетов сигнала. Так как сигнал циклически умножается на фазу подапертуры без сохранения результатов умножения (отсутствует вторая линия задержки по сравнению со схемой на рис. 2), и фаза в пределах подапертуры изменяется на  $\pi$ , то для компенсации циклического дополнительного накопления фазы на  $\pi$  отсчеты сигнала умножаются на коэффициент  $e^{-j\pi}$ , что эквивалентно умножению на “-1”. Разница фаз между подапертурами компенсиру-

ется умножением на  $c_i = \pm 1$  на выходе каждой подапертуры.

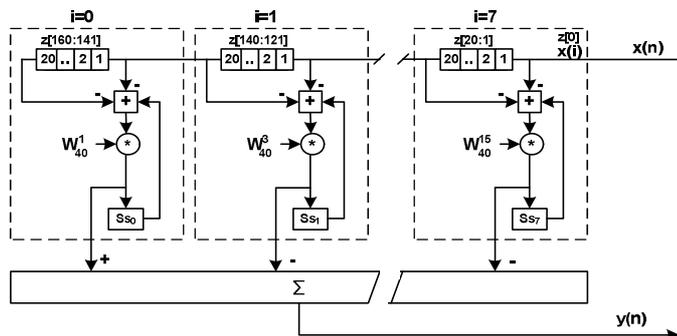


Рис. 5. Модифицированная структурная схема СФ методом подапертур

Таблица 1

Параметры метода подапертур для ЛЧМ-сигнала охранной РЛС «ORWELL-R»

Параметр	Значение
База сигнала, $B$	64
Длина опорной функции фильтра, $N_h$	160
Допустимая фазовая ошибка	$\pm \frac{\pi}{8}$
Число подапертур, $Q$	8
Число отсчетов подапертуры, $N_a$	20
Длительность сигнала, $T$	0.76 мкс
Девиация ЛЧМ-сигнала, $\Delta F$	83,7 МГц
Девиация подапертуры	10,5 МГц
Длина принимаемого сигнала, $N$	1200

Модифицированный метод подапертур увеличивает быстродействие согласованной фильтрации на 85% по сравнению с методом прямой свертки и на 17% по сравнению с СФ на основе БПФ, ухудшая качественные характеристики фильтра всего на 0.2 дБ.

Для задачи СФ с минимальными временными задержками при ФКМ-модуляции разработан метод кодовых скользящих сумм. В ФКМ-сигнале фаза несущего колебания  $\varphi(t)$  принимает  $N_h$  псевдослучайных значений (5), преобразование прямой свертки (1) преобразуется к виду (6):

$$s(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi(t)), \quad (5)$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^{I-1} \text{sign}(h_i) \sum_{k=0}^{K_i-1} x(n-k), \quad (6)$$

где  $I$  - количество областей в псевдослучайной последовательности, в которых опорная функция фильтра не меняет знак,  $K_i$  - длина  $i$ -ой области.

Структурная схема вычисления СФ с помощью метода кодовых скользящих сумм представлена на рис. 6. Отсчеты сигнала последовательно поступают на каждую  $i$ -ю область длины  $K_i$ , начиная с номера  $i = I - 1$ . Далее, учитывая знак области  $(-1)^i$ , накапливаются в накопителе  $S_{s_i}$ . На последнем этапе все значения областей складываются.

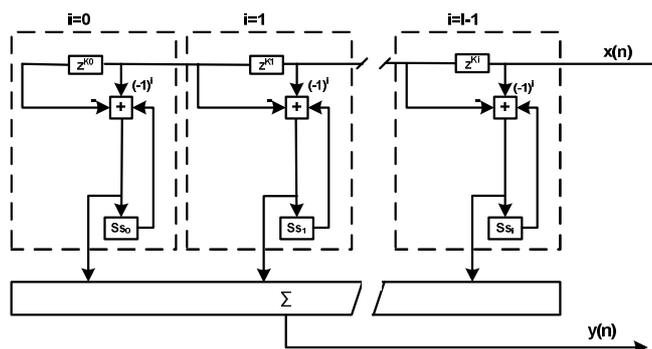


Рис. 6. Структурная схема СФ ФКМ-сигналов методом кодовых скользящих сумм

К преимуществам метода кодовых скользящих сумм можно отнести то, что результат согласованной фильтрации получается с минимальными временными задержками, количество арифметических операций в  $\sqrt{N_h}$  раз меньше, чем в методе прямой свертки. Отсутствует операция умножения, что повышает качественные характеристики фильтра, особенно при использовании целочисленной арифметики.

Для оценки характеристик разработанных методов кодовых скользящих сумм и подапертур проведен сравнительный анализ методов СФ радиолокационных сигналов (рис.7). Для корректной оценки использовались методы, позволяющие выполнить комплексную СФ с приблизительно одинаковой точностью. Помимо разработанных методов для сравнения были взяты метод прямой свертки и метод быстрой свертки на основе БПФ, БПФ и ОБПФ – это алгоритмы прямого и обратного быстрого преобразования Фурье. Далее приводится расчет количества арифметических операций для различных методов СФ с учетом особенности архитектуры процессоров серии «Мультикор». Количество операций для СФ методом прямой свертки:

$$N_{op} = ( \underbrace{4 + 4}_{\text{комплексное умножение и сложение}} ) N_h = 8 N_h.$$

Количество операций для СФ на основе БПФ:

$$N_{op} = \frac{5 * \log_2(2N_h) * 2N_h}{\text{БПФ}} + \frac{6 * 2N_h}{\text{комплексное умножение}} + \frac{5 * \log_2(2N_h) * 2N_h}{\text{ОБПФ}}.$$

$$= 20 \log_2(2N_h) + 12$$

Количество операций для СФ методом подапертур:

$$N_{op} = \underbrace{2}_{\text{скольз. суммирование}} \underbrace{2}_{\text{сложение Re/Im}} \sqrt{N_h} + \underbrace{\left( \underbrace{4}_{\text{гетердин}} + \underbrace{4}_{\text{когерентное сложение}} \right)}_{\text{подапертур}} \sqrt{N_h}$$

$$= 12\sqrt{N_h}$$

Количество операций для СФ методом кодовых скользящих сумм:

$$N_{op} = 2 \cdot 2 \sqrt{N_h} = 4\sqrt{N_h}$$

Согласно рис. 7, метод подапертур является эффективным по количеству арифметических операций для СФ сигнала, база которого не превышает  $N_h = 256$ , метод кодовых скользящих сумм – для сигнала с базой не выше  $N_h = 4096$ .

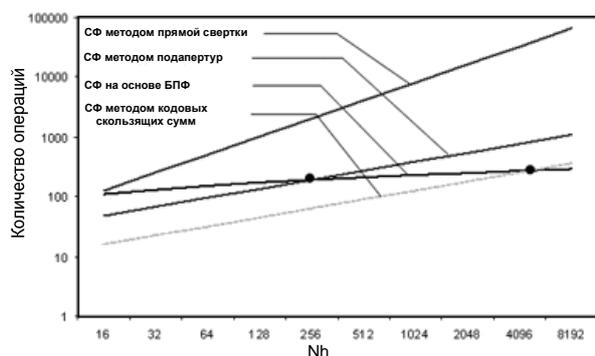


Рис. 7. Сравнительная характеристика методов СФ радиолокационных сигналов

### III. МОДИФИКАЦИЯ СИСТЕМЫ ИНСТРУКЦИЙ IP-ЯДЕР «ELCORE-XX» ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СФ

Согласно проведенным исследованиям и разработкам эффективных по точности и быстродействию методов согласованной фильтрации предлагается ввести операции скользящего суммирования в перечень базовых инструкций процессоров или процессорных ядер, предназначенных для цифровой обработки сигнала. Это может быть одно из направлений развития системы инструкций и адаптации вычислительных устройств к алгоритмам фильтрации (не только согласованной), что повысит производительность методов, как минимум, в два раза (в зависимости от реализации инструкций).

Алгоритм скользящего суммирования математически описывается следующим равенством (7):

$$y(n) = y(n-1) - x(n-k) + x(n), \quad (7)$$

где  $n = 0, \dots, N-1$ ,  $y(n < 0) = 0$ ,  $x(n < 0) = 0$ ,  $k$  - количество элементов вектора  $x$ , по которым выполняется суммирование;  $x$  - входной вектор;  $y$  - выходной вектор.

В процессорах серии «Мультикор» (MCF-0428, NVcom-01) введены две операции скользящего суммирования в базовую систему инструкций IP-ядер «ELcore» [6]:

1. инструкция RA8, позволяющая выполнять 8 целочисленных скользящих сумм в 16-разрядной арифметике;
2. инструкция RA4, позволяющая выполнять 4 целочисленные скользящие суммы в 16-разрядной арифметике.

Разработанные инструкции позволяют в 16 (RA8) и в 8 (RA4) раз сократить количество арифметических операций в разработанном методе кодовых скользящих сумм. Инструкции скользящего суммирования способны в несколько раз сократить количество арифметических операций в таких алгоритмах как медианная фильтрация, различных частотных фильтрах и алгоритмах сглаживания.

### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены два алгоритма согласованной фильтрации радиолокационных широкополосных сигналов с минимальными временными задержками: метод кодовых скользящих сумм (для ФКМ-сигнала) и метод подапертур (для ЛЧМ-сигнала). Временная задержка определяется только длиной опорной функции фильтра, что положительно отразится на точности вычисления СФ в целочисленной арифметике. Указанные подходы к минимизации количества арифметических операций могут быть применены и в других алгоритмах фильтрации.

Благодаря проведенным исследованиям разработаны две аппаратные инструкции скользящего суммирования для IP-ядер «ELcore», что повышает быстродействие фильтрации в несколько раз. Разработанные алгоритмы применены в современной охранной РЛС «ORWELL-R» (ГУП НПЦ «ЭЛВИС») [5].

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Под редакцией Ю.Н.Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.
- [2] Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989. 448 с.
- [3] www.multicore.ru.
- [4] Гольденберг Л.М., Левчук Ю.П., Поляк М.П. Цифровые фильтры. М.: Связь, 1974. 160 с.
- [5] Ю. Н. Александров, О.Н. Зинченко, Е.С. Колобанова. Цифровой охранный радиолокатор Ku-диапазона // Вопросы радиоэлектроники. 2006. №2. С. 115-126.
- [6] Т. Солохина, Ю. Александров, Я. Петричкович, Сигнальные контроллеры компании ЭЛВИС: первая линейка отечественных DSP // Электроника: наука, технология, бизнес. 2005. №7. С. 70-77.
- [7] Янакова Е.С. Исследование и разработка методов цифровой согласованной фильтрации радиолокационных сигналов в гетерогенных системах на кристалле. Дисс. кандидата техн. наук, Москва, 2009. 141 с.