

УДК 621.396.4

А.А. Бритов, С.В. Козелков, А.Н. Макеенок, Б.Г. Тищенко

ГП «Центральный научно-исследовательский институт навигации и управления», Киев

ОПТИМАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В НАВИГАЦИОННОЙ РЛС

В статье дан анализ реализации обработки сложных радиолокационных сигналов, как аппаратурно на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), так и программно.

Ключевые слова: навигационная РЛС, алгоритм обработки сложных сигналов, сигналы с линейно-частотной модуляцией, сигналы с фазо-кодовой модуляцией, быстрая свёртка.

Введение

Обоснование актуальности исследований. Современная элементная база СВЧ устройств открывает возможность для использования в навигационных РЛС сложных сигналов, таких как сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) или сигналы с фазо-кодовой модуляцией (ФКМ) [1]. Эти сигналы позволяют удовлетворять требования к РЛС по разрешающей способности и дальности обнаружения при многократном снижении мощности излучаемого сигнала. Но переход к сложным сигналам существенно усложняет обработку принятых сигналов. Традиционно для обработки сложных сигналов использовались аналоговые специализированные электронные приборы, такие как фильтры на поверхностных акустических волнах. Использование таких приборов сопряжено с рядом проблем, присущих аналоговой технике вообще. Это невысокая точность обработки сигналов, которая выражается в повышенном уровне помех и обусловлена невысокой точностью реализации требуемых характеристик согласованных фильтров. Кроме этого, много проблем разработчикам создают различные нестабильности, вызывающие дрейф сигнала при изменении температуры, влажности, давления, а также во времени.

Ограничения, присущие аналоговым методам обработки сигналов, уже давно заставляют искать пути использования для обработки сложных сигналов цифровыми методами. С ростом быстродействия и уменьшением размеров и потребляемой

энергии цифровые методы обработки сигналов распространяются все больше, переходя от сравнительно низкочастотных систем, например, акустических, к все более высокочастотным. В настоящее время цифровая техника начала широко внедряться в радиолокационные системы и это открывает новые возможности использования сложных сигналов.

Постановка задачи. В статье рассматривается вопрос выбора оптимального, с точки зрения количества требуемых арифметических операций, алгоритма обработки сложных сигналов, ориентированного на аппаратурную реализацию на ПЛИС [2, 3] или на программную реализацию на цифровых процессорах обработки сигналов.

Основной материал

Использование быстрой свертки для реализации согласованного фильтра. Обработка сложного сигнала выполняется так, чтобы в результате максимально возможная часть энергии сигнала сосредоточилась на минимальном интервале времени, поэтому процесс обработки такого сигнала называют просто сжатием. Сжатие сложного сигнала сводится к вычислению корреляции (с точностью до постоянного масштабирующего множителя) принимаемого сигнала и опорной последовательности, задержанной на время распространения сигнала от передатчика до изучаемого элемента дальности и обратно к приемнику.

В табл. 1 представлены данные, иллюстрирующие процесс вычисления корреляции принятого видеосигнала $x(i)$ и опорной последовательности $M(i)$ для двух последовательных моментов времени.

Таблица 1

Схема вычисления корреляции для двух моментов времени

Момент времени n	$M(0)$		$M(N_M-3)$	$M(N_M-2)$	$M(N_M-1)$	
Момент времени $n+1$		$M(0)$...	$M(N_M-3)$	$M(N_M-2)$	$M(N_M-1)$
Принимаемый сигнал	$x(n-N_M+1)$...	$x(n-2)$	$x(n-1)$	$x(n)$	$x(n+1)$

Длина опорной последовательности равна N_M отсчетов. В момент времени n корреляция вычисля-

ется как сумма произведений отсчетов видеосигнала, находящихся в нижней строке, на отсчеты образцово-

го сигнала, находящиеся в первой строке. В следующий момент времени будет вычисляться сумма произведения отсчетов видеосигнала на отсчеты образцового сигнала, находящиеся во второй строке. При этом полученный коэффициент корреляции соответствует элементу дальности под номером $n - N_M + 1$, т.е. окончательный результат вычисления корреляции получается с задержкой, равной длительности сложного импульса. Это естественно, так как мы не можем иметь окончательное значение коэффициента корреляции до окончания приема импульса. Аналитически это можно записать в виде формулы

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N_M-1} x(n-i)M(N_M-1-i) = \sum_{i=0}^{N_M-1} x(n-i)h(i). \quad (1)$$

То есть устройство, вычисляющее отсчеты корреляционной функции для последовательных моментов времени представляет собой КИХ-фильтр [4, 5] – фильтр с конечной импульсной характеристикой, которая имеет вид

$$h(i) = M(N_M-1-i), \quad i = 0 \dots N_M-1.$$

Импульсная характеристика этого фильтра представляет собой последовательность отсчетов опорного сигнала, инвертированную во времени. Это значит, что данный фильтр является фильтром, согласованным с сигналом $M(i)$.

При прямой реализации цифрового фильтра (ЦФ) в соответствии с разностным уравнением (1) на каждом такте дискретизации требуется выполнять N_M умножений и столько же сложений. При $N_M = 255$ и периоде дискретизации 10 нс одно умножение с накоплением необходимо выполнять за $10 \text{ нс} / 255 = 0,04 \text{ нс}$. Использование набора корреляторов (в предельном случае количество корреляторов должно быть равно количеству элементов дальности) позволяет распараллелить эту операцию, снизив требуемое быстродействие до реализуемой величины. Однако и в первом, и во втором случае схема вычисления требует выполнения большого объема умножений и сложений.

Для уменьшения количества выполняемых при сжатии операций можно воспользоваться приемом так называемой быстрой свертки [4, 6].

Быстрая свертка основана на теореме о свертке, которая утверждает, что свертке двух периодических последовательностей во временной области вида (1) соответствует произведение преобразований Фурье сворачиваемых последовательностей в частотной области. Эффективность этого приема обеспечивается благодаря эффективности алгоритма быстрого преобразования Фурье.

Допустим, необходимо вычислить свертку некоторого дискретного сигнала $s(n)$ длиной N_s отсчетов с опорным сигналом $p(n)$ длиной $N_p < N_s$. Для вычисления N_s отсчетов свертки потребуется выполнить $N_s \cdot N_p$ операций комплексного или действительного умножения (в зависимости от характера сигнала). Быстрая свертка вычисляется следующим образом. Преобразование Фурье опорной последо-

вательности вычисляется заранее, его результат хранится в памяти. Поэтому на общее количество операций, выполняемых в реальном масштабе времени при обработке сигнала, это преобразование не влияет. В реальном масштабе времени выполняются преобразование Фурье входного сигнала, поэлементное перемножение преобразований Фурье входного сигнала и опорной последовательности в частотной области и обратное преобразование Фурье произведения для получения окончательного результата.

При вычислении быстрой свертки непериодических последовательностей конечной длины N_p отсчетов результирующие последовательности оказываются искаженными, так как теорема о дискретной свертке справедлива только для периодических последовательностей. Чтобы устранить это искажение, входную последовательность обычно дополняют N_p нулевыми отсчетами, а в результате отбрасывают последние N_p отсчетов. Таким образом, длина преобразуемой последовательности составляет $N_a = N_s + N_p$. Для практической (особенно аппаратурной) реализации быстрой свертки удобно выбрать длины сигнала, опорной последовательности и количество добавляемых отсчетов так, чтобы общее количество отсчетов было равно целой степени двойки. Количество операций, необходимое для выполнения этих преобразований, зависит от того, является ли входной сигнал комплексным или действительным.

При комплексном входном сигнале преобразование Фурье (и прямое, и обратное) с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) требует $N_a \cdot \log_2 N_a$ комплексных умножений.

При вещественном входном сигнале прямое преобразование Фурье может быть сведено к преобразованию комплексного сигнала длины $N_a / 2$ с последующей коррекцией результата. Количество комплексных умножений, которое в этом случае необходимо выполнить, вычисляется по формуле

$$N_a / 2 \cdot \log_2 N_a / 2 + N_a / 2 = 0.5 \cdot N_a \cdot \log_2 N_a. \quad (2)$$

Количество операций обратного БПФ в данном случае остается тем же, что и в случае комплексного сигнала. Для уменьшения этого количества операций потребовалась бы модификация алгоритма вычисления, что непрактично.

Перемножение в частотной области, независимо от характера входного сигнала, требует N_a комплексных умножений.

Таким образом, общее количество операций при использовании быстрой свертки составляет:

- для комплексного сигнала $2 \cdot N_a \cdot \log_2 N_a + N_a$;
- для вещественного сигнала $1,5 \cdot N_a \cdot \log_2 N_a + N_a$.

Так как мы рассматриваем случаи комплексного и вещественного сигнала, для адекватного сравнения будем считать количество вещественных умножений, приравнявая одно комплексное умножение четырем вещественным. Рассчитанные по приведенным выше формулам количества умножений для разных сигналов при различных значениях длин последовательностей приведены в табл.2.

Таблица 2
Сравнение количества умножений при различных реализациях сжатия сложных сигналов

N_s	N_p	N_a	Комплексный сигнал		Вещественный сигнал	
			Коррелятор	Быстрая свертка	Коррелятор	Быстрая свертка
243	13	256	6318	16640	3159	12544
499	13	512	12874	37376	6487	28160
447	63	512	56574	37376	28287	28160
385	127	512	97790	37376	48895	28160
257	255	512	131070	37376	65535	28160
961	63	1024	121086	82944	60543	62464
897	127	1024	227838	82944	113919	62464
769	255	1024	392190	82944	196065	62464

Как видно из табл.2, при коротких последовательностях быстрая свертка уступает реализации на корреляторах в количестве умножений. Поэтому для обработки сигналов, модулированных кодом Баркера, применять ее нецелесообразно.

Анализ полученных результатов показал, что при длине опорной последовательности, равной 63 отсчетам, обе схемы реализации оптимального фильтра примерно равносильны. При более длинных опорных последовательностях преимущество имеет реализация на основе быстрой свертки. Причем выигрыш достигает 3 – 4 раза и более. Это очевидно, так как при фиксированной длине выборки входного сигнала количество умножений при реализации корреляторов прямо пропорционально длине опорной последовательности. В тех случаях, когда длина выборки сигнала намного превышает длину опорной последовательности, для практической реализации целесообразно обрабатывать сигнал не целиком, а более короткими секциями. Например, при реализации оптимального фильтра на ПЛИС при выборе длины секции необходимо учитывать объем блоков памяти оперативного запоминающего устройства (ОЗУ). Если на кристалле ПЛИС расположены блоки памяти объемом 2 или 4 Кбайт, удобно выбрать длину преобразования, равную 1024 отсчетам. При этом для накопления входного сигнала, промежуточных и окончательных данных можно обойтись двумя или одним блоком ОЗУ. Алгоритмы вычисления быстрой свертки с разбиением сигнала на секции приведены в [2]. Результат сжатия вещественного сигнала существенно зависит от его начальной фазы, т.е. от расстояния до цели. Использование комплексных сигналов позволяет избавиться от этой зависимости. Поэтому для практической реализации схемы сжатия сложных сигналов в навигационных РЛС следует отдать предпочтение комплексным (квадратурным) сигналам.

Модель оптимального фильтра для сложного ЛЧМ сигнала в виде быстрой свертки была разработана в виде программы в среде MATLAB с реализацией секционированной быстрой свертки методом перекрытия с накоплением [4].

Результаты моделирования фильтра для различных сигналов с разными начальными фазами приведены на рис. 1 – 3.

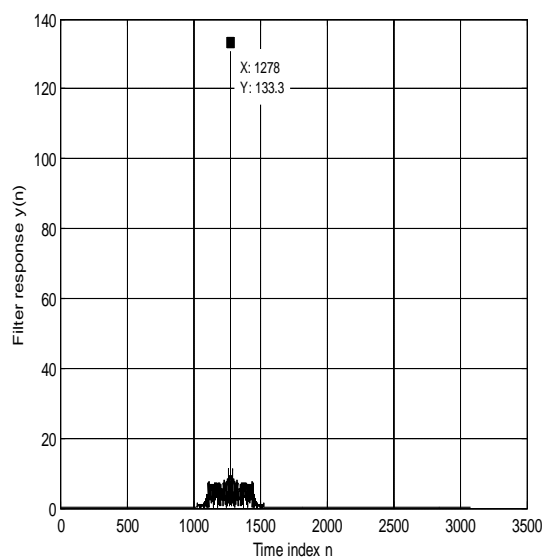


Рис. 1. Отклик вещественного согласованного фильтра, реализованного с помощью быстрой свертки; начальная фаза сигнала равна 0

Накопление сигнала в корреляторе приводит к увеличению его динамического диапазона не более чем на $\log_2(N_p)$ бит. При $N_p = 255$ потребуется расширение разрядной сетки сигнала на 8 бит.

С другой стороны, при использовании БПФ каждый этап алгоритма может потребовать расширения разрядной сетки на 1 бит, т.е. при $N_a = 1024$ потребуются дополнительно 10 бит.

Дисперсия шума квантования на выходе коррелятора, вызванного отбрасыванием младших разрядов результатов умножения, составляет $N_p \cdot \sigma^2 = N_p \cdot \Delta^2 / 12$. (предполагается, что шаг квантования Δ намного меньше амплитуды сигнала и отсчеты ошибки квантования независимы) [3].

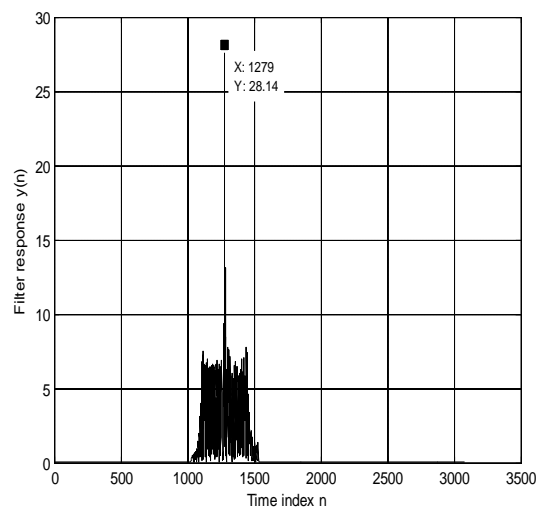


Рис. 2. Отклик вещественного согласованного фильтра, реализованного с помощью быстрой свертки; начальная фаза сигнала равна $\pi/2$

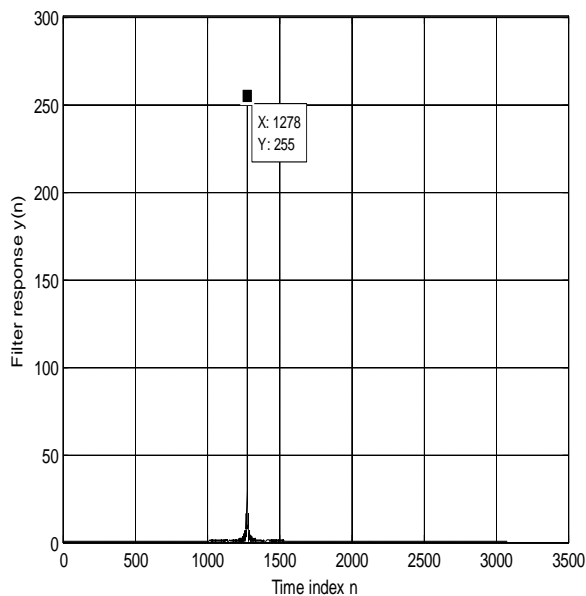


Рис. 3. Отклик комплексного согласованного фильтра ЛЧМ сигнала; от начальной фазы сигнала не зависит

При реализации быстрой свертки дисперсия шума квантования результата вычисления складывается из дисперсии шума квантования двух БПФ и шума, вносимого перемножением спектров последовательностей и составляет в первом приближении $(2 \cdot 2 \cdot \log_2(N_a) + 1) \cdot \Delta^2/12$. При $N_a = 1024$ и $N_p = 255$ имеем значения дисперсии ошибки квантования:

- для корреляторов $255 \cdot \Delta^2/12$;
- для быстрой свертки $41 \cdot \Delta^2/12$.

Выводы

Результат обработки сложного сигнала с помощью быстрой свертки не отличается от результата, полученного с помощью набора корреляторов. По существу обе эти схемы представляют собой разные способы вычисления выходного сигнала согласованного фильтра.

Некоторое отличие может проявиться в виде ошибок округления при реализации обеих схем сжатия в числах небольшой разрядности с фиксированной запятой. Эти отличия не должны быть существенными, т.к. обе схемы вычисления нерекурсивны,

что исключает неограниченное накопление ошибок в процессе обработки сигналов.

Для исключения зависимости результата обработки от начальной фазы принятого сигнала, или, что эквивалентно, от дальности до цели, целесообразно использовать комплексные (квадратурные сигналы).

При обработке ФКМ сигналов отсчеты импульсной характеристики согласованного фильтра принимают значения ± 1 , благодаря чему отсутствуют умножения и связанный с ними шум квантования.

Быстрая свертка может быть использована для обработки как ЛЧМ, так и ФКМ сигналов. При этом может быть достигнута существенная экономия вычислительных ресурсов, необходимых для реализации согласованного фильтра. Дополнительным преимуществом схемы на основе быстрой свертки является то, что при ее использовании отпадает необходимость в генерации множества задержанных копий опорной последовательности для всех элементов дальности.

Список литературы

1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов / М.И. Финкельштейн – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
2. Рабинер Л. Теория и применения цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
3. Модернизация РЛС на основе современных технологий цифровой обработки сигналов / А.А. Кузин, А.В. Миронов, А.Г. Рындык, С.Б. Сидоров, В.Д. Ястребов // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 1. – С. 43-53.
4. Кузелин М.О. Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx. Справочное пособие / М.О. Кузелин, Д.А. Кнышев, В.Ю. Зотов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 440 с.
5. Пяткин А.К. Цифровая фильтрация частотно-модулированных импульсов в многофункциональных РЛС / А.К. Пяткин, М.В. Никитин // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 4. – С. 12-23.
6. Пяткин А.К. Реализация на ПЛИС быстрого преобразования Фурье для алгоритмов ЦОС в многофункциональных РЛС / А.К. Пяткин, М.В. Никитин // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 3. – С. 38-47.

Поступила в редакцию 21.01.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.Ю. Ильин, ГП «Центральный научно-исследовательский институт навигации и управления», Киев.

ОПТИМАЛЬНА СИСТЕМА ОБРОБЛЕННЯ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ У НАВІГАЦІЙНІЙ РЛС

О.А. Бритов, С.В. Козелков, О.М. Makeenok, Б.Г. Тищенко

У статті дається аналіз реалізації оброблення складних радіолокаційних сигналів як апаратно на програмуємих логічних інтегральних схемах (ПЛИС), так і програмно.

Ключові слова: навігаційна РЛС, алгоритм оброблення складних сигналів, сигнали з лінійно-частотною модуляцією, сигнали з фазо-кодуючою модуляцією, швидка зворотка.

OPTIMUM SYSTEM OF THE PROCESSING COMPLEX SIGNAL IN NAVIGATIONAL RADAR

A.A. Brytov, S.V. Kozelkov, A.N. Makeenok, B.G. Tyschenko

In article the analysis of realisation of processing of difficult radar-tracking signals as it is hardware on programmed logic integrated schemes (PLIS), and programmed realization.

Keywords: navigating RS (radar system), algorithm of processing of difficult signals, signals with linearly-frequency modulation, signals with fazo-code modulation, fast convolution.