

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

© 2014 Р.А. Ершов, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
(национальный исследовательский университет)

Поступила в редакцию 17.12.2013

Представлен метод определения взаимной временной задержки сигналов широкополосных систем связи в условиях влияния эффекта Доплера. Обсуждается возможность вычислительно-эффективной реализации алгоритма на основе распараллеливания операций цифровой частотно-временной фильтрации и вычисления функции неопределенности.

Ключевые слова: взаимная временная задержка, цифровая фильтрация, функция неопределенности.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время высокую актуальность приобретают задачи обнаружения и позиционирования излучающего объекта в реальном масштабе времени методами пассивной пеленгации. Одним из наиболее распространенных методов определения местоположения источников излучения является разностно-дальномерный метод, требующей оценки взаимных временных задержек распространения сигнала многопозиционной синхронизированной во времени системой приемных устройств [1].

Задача определения взаимной временной задержки сигналов возникает также при решении ряда практических вопросов в различных областях прикладной физики: радиосвязь, радиолокация, гидролокация, сейсморазведка, дефектоскопия и т.д. Знание взаимной временной задержки позволяет определять положение источников излучения и получать информацию о структуре среды распространения сигналов.

Для сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$, распространяющихся по разным каналам

$$s_0(t) = x(t) + \xi(t),$$

$$s_1(t) = \tilde{x}(t - \Delta t) + \eta(t),$$

где сигнал $x(t)$ либо известен априорно, либо принимается в одном из каналов (опорном) с хорошим отношением сигнал/шум, а исследуемый

сигнал $\tilde{x}(t - t_0)$ представляет собой задержанную во времени искаженную копию сигнала $x(t)$, $\xi(t)$ и $\eta(t)$ – некоррелированные с сигналом аддитивные шумы в разных каналах пространства, задача определения временной задержки Δt обычно решается методами корреляционного анализа.

Однако в системах связи с подвижными объектами, в частности с использованием космического сегмента, применение корреляционных методов требует компенсации искажения (масштабирования) спектра сигнала, вызванного влиянием эффекта Доплера.

Для повышения надёжности передачи информации и помехозащищённости в современных цифровых системах связи широкое применение находят сигналы с расширенным спектром. Расширение спектра может достигаться, например, за счёт использования большого количества поднесущих в сигнале (OFDM-модуляция), перестройки рабочей частоты в полосе, включающей в себя набор частотных каналов (ППРЧ) [2] и т.д. Для широкополосных сигналов непосредственное применение алгоритмов вычисления функции неопределённости, традиционно используемой для компенсации доплеровского смещения несущей частоты сигналов при определении временной задержки, затруднено вследствие резкого уменьшения степени выраженности главного максимума функции неопределённости при увеличении значения доплеровского смещения несущей частоты и масштабирования спектра.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Наиболее общим при вычислении взаимной временной задержки сигналов является метод построения и анализа взаимной функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов:

Ершов Роман Александрович, магистрант 2 курса кафедры информационных технологий в физических исследованиях. E-mail: romanershov1@rambler.ru

Морозов Олег Александрович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры информационных технологий в физических исследованиях.

E-mail: oa_morozov@nifti.unn.ru

Фидельман Владимир Романович, доктор технических наук, заведующий кафедрой информационных технологий в физических исследованиях.

E-mail: fidelman@nifti.unn.ru

$$A(\Delta t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) s_2^*(t - \Delta t) \exp(-j2\pi\Delta ft) dt. \quad (1)$$

Для узкополосных сигналов положение главного максимума функции неопределенности соответствует взаимной временной задержке и доплеровскому сдвигу между сигналами, при этом эффектами масштабирования спектра обычно можно пренебречь. Однако для широкополосных сигналов функция неопределенности не позволяет точно компенсировать частотное смещение, поскольку сигналы каждого частотного канала характеризуются своим значением смещения несущей частоты.

Для обработки сигналов систем связи с технологией расширения спектра предлагается модифицировать алгоритм оценки взаимной временной задержки методом построения функции неопределенности.

Предлагаемый подход основан на разбиении принимаемых широкополосных сигналов на M частотных каналов (рис. 1) при помощи алгоритма цифровой фильтрации сигналов и последующего вычисления сечений функций неопределенности различных частотных каналов. Поскольку набор несущих частот определяется протоколом конкретной системы связи и считается заранее известным, синтез цифровых фильтров, настроенных на каждую из возможных центральных частот, может быть произведен заранее. Вид сигналов различных частотных каналов после проведения цифровой фильтрации для системы связи с псевдослучайным скачкообразным изменением несущей частоты представлен на рис. 2. Фильтрация выполняется для сигналов как в опорном, так и исследуемом канале.

Для полученного набора сигналов можно применять алгоритм построения функции неопределенности, однако степень выраженности главного максимума, соответствующего взаимной времен-

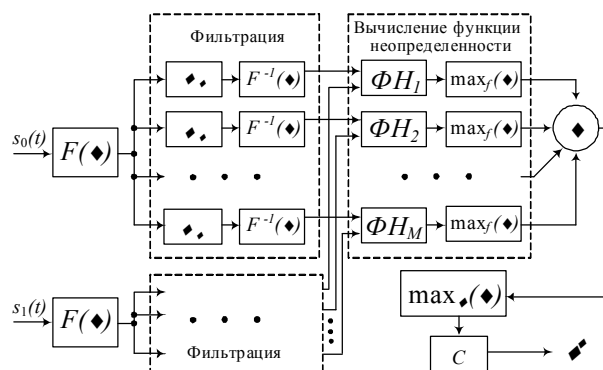


Рис. 1. Структурная схема алгоритма вычисления функции неопределенности широкополосных сигналов

ной задержке между сигналами и доплеровскому смещению в данном канале, будет низкой вследствие малой длины информационной части и достаточно высокого уровня шума. Для коротких выборок сигналов повысить степень выраженности главного максимума функции неопределенности можно за счёт применения нелинейных алгоритмов спектрального оценивания [3]. В данной работе рассматривается алгоритм определения функции неопределенности путём параллельного вычисления и последующего суммирования модулей сечений функции неопределенности для каждого частотного канала.

Для повышения производительности предлагается реализовать алгоритм вычисления функции неопределенности с применением технологий параллельных вычислений на графических процессорах (GPU), как это предлагается в [4].

Задача цифровой фильтрации может быть реализована с применением технологий параллельных вычислений на GPU следующим образом. Выходной сигнал вычисляется на основе теоремы о свёртке:

$$y(t) = F^{-1}\{F\{s(t)\} \cdot F\{h(t)\}\}, \quad (2)$$

где F обозначает преобразование Фурье. Вычис-

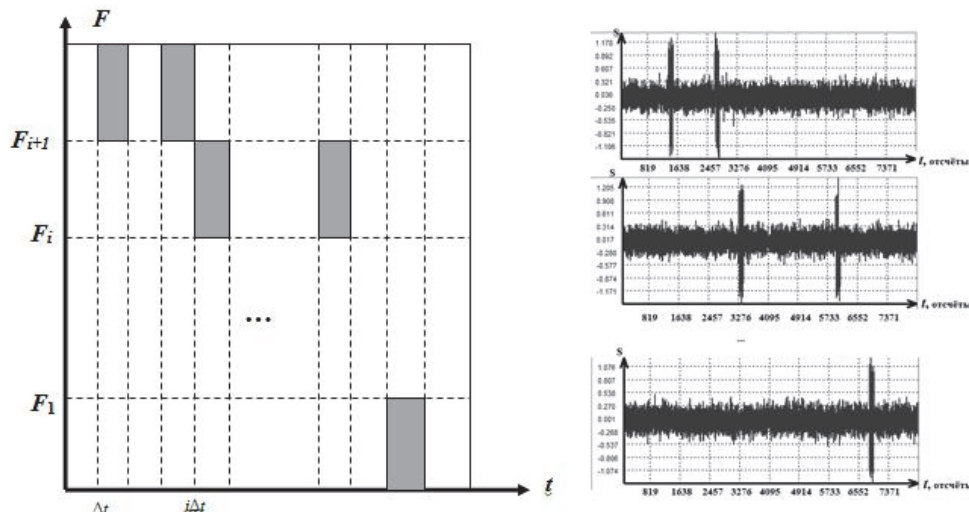


Рис. 2. Вид сигналов в частотных каналах. Отношение сигнал/шум +6 дБ

ление выходного сигнала, соответствующего одному частотному каналу, происходит независимо от других, поэтому данный алгоритм может быть эффективно распараллелен. На первом шаге алгоритма каждая импульсная характеристика фильтра из набора дополняется нулями до длины L входного сигнала [5]. Далее выполняется быстрое преобразование Фурье сигнала и набора фильтров. При вычислении используется пакетная реализация быстрого преобразования Фурье библиотеки CUFFT, входящая в состав CUDA SDK. Функции данной библиотеки позволяют вычислять преобразование Фурье для нескольких массивов данных параллельно, что и используется при вычислении частотных характеристик фильтров. Набор частотных характеристик фильтров представляет собой матрицу размером $N \times M$, где M – число фильтров в наборе, а N – длина сигнала. После преобразования каждая строка полученной матрицы поэлементно перемножается на отсчеты спектра сигнала, что также может быть эффективно реализовано на GPU. Заключительным шагом работы алгоритма фильтрации является обратное преобразование Фурье над каждой строкой матрицы, после чего строки будут представлять собой отсчеты выходных сигналов в частотных каналах.

Дальнейшее повышение эффективности может быть получено за счет модификации общего алгоритма расчёта функции неопределённости, суть которой состоит в предварительной фильтрации (усреднении) результата перемножения сигналов $s_0[n]$, $s_1[n]$ в соответствующих частотных каналах с последующим прореживанием. Количество суммируемых элементов K является шагом прореживания.

Из сигналов формируются матрицы, количество строк которых равно шагу прореживания K , а количество столбцов – N_1/K для опорного сигнала и N_2/K для исследуемого, где N_1 и N_2 – длины реализаций сигналов в отсчётах. Отсчеты сигналов в матрице располагаются один за другим по вертикали. Перемножение сигналов с прореживанием эквивалентно умножению транспонированной и комплексно-сопряжённой матрицы исследуемого сигнала на матрицу опорного сигнала [4]. При этом элементы перемножений с прореживанием располагаются на диагоналях полученной матрицы. Каждый элемент матрицы вычисляется отдельной нитью GPU, что эффективнее аналогичного последовательного алгоритма, реализованного в виде двойного цикла.

Следующий шаг алгоритма состоит в преобразовании матрицы так, чтобы элементы перемножений с прореживанием располагались по строкам, а не по диагоналям. Данную часть также можно реализовать на GPU, при этом каждая нить располагает соответствующий элемент по соот-

ветствующему адресу. После преобразования получается матрица размером N_1/K столбцов и $(N_2 - N_1)/K$ строк. При этом подразумевается, сигналы сдвигаются друг относительно друга с шагом K .

Функцию неопределённости для каждого канала из полученной матрицы можно вычислить, выполнив быстрое преобразование Фурье над каждой строкой данной матрицы. Затем выполняется поиск максимального значения модуля функции неопределённости в каждой строке матрицы с помощью алгоритма параллельной редукции на GPU. Полученные таким образом сечения функций неопределённости каналов суммируются, а в результирующем массиве определяется положение глобального максимума, соответствующего оцениваемой временной задержке τ^* сигналов, и рассчитывается критерий достоверности C (рис. 1).

Алгоритм позволяет существенно ускорить процесс вычисления функции неопределённости.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА

Предварительное исследование эффективности предложенного алгоритма проводилось методом компьютерного моделирования. Для расчётов использовались сигналы, несущая частота которых меняется случайным образом (рис. 2). Ширина частотных каналов равна 3 МГц. Всего моделировалось 50 каналов. Для передачи информационной последовательности использовалась MSK-манипуляция со скоростью передачи 5 Мбит/с. Скачок несущей происходит после передачи каждых 32 бит информационной последовательности. Сигнал исследуемого канала представлял собой сдвинутую по времени и искажённую эффектом Доплера копию сигнала в опорном канале. Соотношение сигнал/шум в опорном канале соответствовало +10 дБ, а в исследуемом канале варьировалось.

На рис. 3 представлены результаты вычислений функции неопределённости предложенным алгоритмом. На рис. 3а показано суммарное сечение функции неопределённости, на рис. 3б – сечение функции неопределённости для одного частотного канала. Хорошо заметно повышение степени выраженности главного максимума функции неопределённости при некогерентном суммировании отдельных сечений по каналам.

Дальнейшее исследование помехоустойчивости требует вычисления доверительных вероятностей правильного определения задержки, однако и на основании представленных предварительных результатов можно сделать вывод о перспективности применения представленного в работе подхода в задаче определения взаимной временной задержки широкополосных сигналов. Следует отметить, что предложенный алгоритм позволяет оценивать

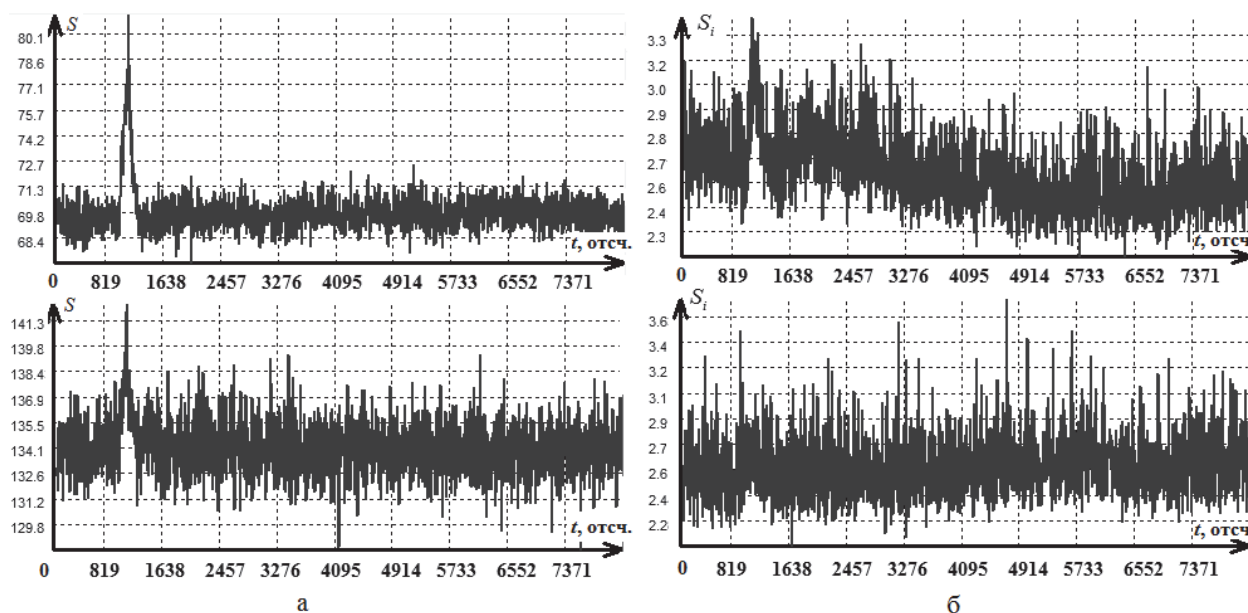


Рис. 3. Вид сечения суммарного тела неопределённости (а) и сечения тела неопределённости для одного канала (б) при значениях отношения сигнал/шум +3 дБ и 0 дБ

взаимную временную задержку широкополосных сигналов в масштабе времени, близком к реальному при использовании соответствующих программно-аппаратных средств, поддерживающих параллельные вычисления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Инатов П. В. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радиософт, 2008. 512 с.
3. Логинов А.А., Марьчев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Алгоритм вычисления функции неопределённости в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №3 (27). С. 62-73.
4. Сорохтин М.М., Сорохтин Е.М., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Применение нелинейного спектрального оценивания в задаче определения взаимной временной задержки сигналов // Известия ВУЗов. Радиофизика. Т. 50, № 4, 2007. С. 357-363.
5. Selesnick I.W., Burrus C.S. Digital Signal Processing Handbook. Chapter 8 "Fast convolution and filtering". Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.

COMPUTATIONALLY EFFICIENT ALGORITHM FOR THE TIME DELAY ESTIMATION OF BROADBAND SIGNALS

© 2014 R.A. Ershov, O.A. Morozov, V.R. Fidelman

Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod

A method to determine the mutual time delay of signals broadband communication systems under the influence of the Doppler effect is proposed. The possibility of computationally efficient implementation of the algorithm based on parallelizing of time-frequency digital filtering and calculation of the ambiguity function is discussed.
Keywords: mutual time delay, digital filtering, ambiguity function.

Roman Ershov, Second-year Graduate Student at the Information Technology in Physics Research Department.

E-mail: romanershov1@rambler.ru

Oleg Morozov, Doctor of Physics and Mathematics, Professor at the Information Technology in Physics Research Department.

E-mail: oa_morozov@nifti.unn.ru

Vladimir Fidelman, Doctor of Technics, Professor, Head at the Information Technology in Physics Research Department.

E-mail: fidelman@nifti.unn.ru