

УДК 621.391:004.94:517.443

Д. Ю. ЛОГАЧЕВ, А. А. РОЕНКО, В. В. ЛУКИН

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ВЗАИМНОЙ ЗАДЕРЖКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РОБАСТНОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Предложен новый метод оценки взаимной задержки случайных широкополосных сигналов, принимаемых двумя разнесенными сенсорами на фоне негауссовых помех. Метод основан на робастном дискретном преобразовании Фурье, которое применяется к сигналам, принятым сенсорами (микрофонами, гидрофонами). Проведено исследование эффективности предложенного метода на основе медианной и альфа-урезанной форм робастного дискретного преобразования Фурье и его сравнение с классическим методом оценивания временной задержки. Для описания негауссовых помех применяется симметричное α -стабильное распределение. Исследования проведены для сгенерированного шумоподобного сигнала с использованием двух стандартных критериев точности оценивания.

Ключевые слова: симметричное α -стабильное распределение, робастное дискретное преобразование Фурье, разнесенные сенсоры, взаимная задержка сигналов.

Введение

Оценивание взаимной задержки сигналов, принимаемых двумя или большим количеством сенсоров, является стандартной операцией для многих приложений. Например, такая обработка выполняется при определении пеленга источника случайного широкополосного сигнала или другого источника звука в гидролокационных системах, при определении направления на говорящего на видеоконференциях и т.п. [1-5]. Обычно при известном расстоянии между (двумя) сенсорами обработка состоит в получении взаимной корреляционной функции (ВКФ) принятой смеси информационного широкополосного сигнала и шума. Затем определяют координаты наибольшего максимума ВКФ и пересчитывают ее, если это необходимо, в оценку угловой координаты (пеленга) источника сигнала [1].

Описанный выше классический метод обеспечивает хорошие результаты (фактически является оптимальным), если на практике выполняются следующие условия:

1. Отношение сигнал-шум (ОСШ) на входе приемников достаточно большое (существенно больше единицы по мощности);
2. Помехи в каналах приема независимы и являются аддитивными и гауссовыми;
3. Время накопления сигналов относительно большое (при котором не наблюдаются аномальные ошибки оценивания) [2];
4. Можно считать, что источник сигнала является практически неподвижным.

Одно или одновременно несколько из этих предположений на практике часто не соблюдаются.

Во-первых, недавние исследования показали, что акустические шумы в помещении или шумы на входе гидрофонов нельзя считать гауссовыми [4]. Более адекватной моделью таких помех являются случайные процессы, статистические характеристики которых аппроксимируются симметричным α -стабильным (CaC) распределением со значениями параметра α порядка 1,6 [3, 4]. При этом гауссова плотность распределения вероятности (ПРВ) принадлежит данному семейству и является частным случаем модели при значении $\alpha=2$. В случае $\alpha<2$ имеют место CaC распределения с тяжелыми хвостами, т.е. импульсивность шума возрастает с уменьшением значения α .

Во-вторых, ОСШ (которое частично теряет смысл для негауссовых помех) для практически важных приложений часто сопоставимо с единицей либо даже меньше единицы. Следствием этого является заметно отличающаяся от нуля вероятность появления аномальных оценок взаимной задержки (пеленга) [2, 6, 7]. Одним из средств решения данной проблемы является увеличение времени накопления сигналов, но тогда на точность оценивания может влиять движение источника сигнала [5]. В принципе, возможно одновременное оценивание временной задержки и ее первой производной. Однако сложность обработки в этом случае резко возрастает, причем исследования решения данной задачи при негауссовых помехах не проводились.

Таким образом, при негауссовых помехах, малом ОСШ и ограниченном времени накопления применение традиционных методов обработки перестает быть оптимальным решением. Поэтому актуальной становится задача разработки относительно

простых и эффективных методов оценивания взаимной задержки (направления на источник сигнала).

Целью данной статьи является:

- исследование возможности модификации классического метода и алгоритма оценивания временного сдвига за счет применения робастного дискретного преобразования Фурье (РДПФ) [8, 9] вместо обычного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) (чаще быстрое преобразование Фурье (БПФ)) при получении оценок текущих спектров смесей сигнала и шума в каналах приема. По аналогии с работой [7], есть основания полагать, что применение методов робастного оценивания позволит повысить эффективность обработки;

- сравнительный анализ точности предложенных робастных модификаций алгоритма оценивания временного сдвига с классическим подходом для случаев как гауссова шума, так и помех, распределение которых содержит тяжелые хвосты.

1. Оценивания взаимной задержки

1.1. Классический подход

Предположим, что имеется только два пространственно-разнесенных приемника (сенсора), которые регистрируют смеси сигнала и помехи:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t) + \xi_1(t), \\ x_2(t) &= s(t - \tau_0) + \xi_2(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $s(t)$ – информационный широкополосный сигнал;

$t \in [T_n; T_k]$, T_n и T_k – моменты начала и конца интервала наблюдения, причем предполагается, что $T_n - T_k$ существенно больше максимально возможного значения взаимной задержки;

τ_0 – взаимная задержка, полагаемая постоянной на интервале наблюдения;

$\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ – некоррелированные между собой помехи соответственно в первом и втором каналах приема с одинаковыми нулевыми математическими ожиданиями и ПРВ.

Для определения взаимной задержки необходимо рассчитать взаимно-корреляционную функцию (ВКФ) или ее аналог [3, 10]. При цифровой обработке расчет ВКФ с целью повышения быстродействия обычно выполняют с использованием расчета взаимного спектра для интервала наблюдения:

$$\dot{S}_{12}(f) = \dot{S}_1(f) \cdot \dot{S}_2^*(f), \quad (2)$$

где $\dot{S}_1(f) = \text{БПФ}(s_1(t))$ – оценка текущего спектра, полученная с помощью БПФ;

$\dot{S}_2^*(f)$ – взаимно сопряженный Фурье-спектр во втором канале.

После этого ВКФ получают в виде:

$$Y(\tau) = \text{ОБПФ}(\dot{S}_{12}(f)), \quad (3)$$

где ОБПФ – обратное БПФ.

Аргумент ВКФ $Y(\tau)$, при котором наблюдается максимум функции, является оценкой задержки $\hat{\tau}_0$. Оценки спектров сигналов можно дополнительно уточнить путем дополнения массива значений $\dot{S}_{12}^{(m)}(f)$ комплексными нулями, что приводит к более частой дискретизации (интерполяции) выходного эффекта (массива значений ВКФ) [6].

Высокий уровень помех и/или их импульсивность (негауссовость) приводят к появлению аномальных оценок взаимной задержки, которые существенно отличаются от истинного значения τ_0 [2, 6, 7]. Такие оценки нежелательны, поскольку они приводят к резкому ухудшению работоспособности систем, функционирующих на их основе [3, 11]. Первопричина снижения точности при негауссовых помехах состоит в ухудшении качества текущих спектров $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2(f)$, и, как результат, взаимного спектра. Таким образом, актуальной является задача разработки алгоритма получения оценок $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2(f)$, устойчивого к негауссовым шумам.

1.2. Предлагаемые модификации

Преобразование Фурье (или БПФ), используемое для расчета $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2^*(f)$, является линейным. Поэтому при формировании оценок спектров сигналов при воздействии негауссовых (импульсивными) помех, они чаще всего оказываются сильно искаженными [8, 9]. Данное наблюдение привело к идее разработки и использования при решении задачи робастных форм ДПФ [8, 9, 12]:

$$\dot{S}_{\text{роб}}(p) = R_{\text{роб}}(p) + jI_{\text{роб}}(p), \quad (4)$$

где $R_{\text{роб}}(p) = R_{\text{роб}}(f_p)$ и $I_{\text{роб}}(p) = I_{\text{роб}}(f_p)$ – робастные оценки реальной и мнимой компонент спектра:

$$R_{\text{роб}}(p) = T \left\{ \text{Re} \left[x(n) \exp(-j2\pi p n / N) \right] \right\},$$

$$I_{\text{роб}}(p) = T \left\{ \text{Im} \left[x(n) \exp(-j2\pi p n / N) \right] \right\}, \quad (5)$$

где $T\{\cdot\}$ – устойчивая оценка;

$n \in [1, N]$, N – количество отсчетов входного сигнала;

индекс p соответствует частоте $f_p = p\Delta f$, $\Delta f = 1/NT_s$;

T_s – период дискретизации входного сигнала.

Механизм устранения негативного влияния импульсного характера помех подробно пояснен в работах [8, 9, 12]. Если в n -м отсчете есть импульсная помеха, то и значение $\text{Re}[x(n)\exp(-j2\pi p n/N)]$ будет с большой вероятностью аномальным (аналогично и для $\text{Im}[x(n)\exp(-j2\pi p n/N)]$). Тогда использование робастного оценивания резко уменьшит влия-

ние аномальных значений в таких отсчетах. Соответственно, улучшится и

$$\dot{S}_{\text{роб}12}(f) = \dot{S}_{\text{роб}1}(f) \cdot \dot{S}_{\text{роб}2}^*(f), \quad (6)$$

где $\dot{S}_{\text{роб}1}(f)$, $\dot{S}_{\text{роб}2}(f)$ – робастные оценки текущего спектра соответственно в первом и втором каналах приема.

В рамках данной статьи рассмотрены несколько из наиболее простых робастных оценок – медиана и α -урезанное среднее [12, 13]. Значение параметра усечения в последней оценке выбрано равным 0,25, т.е. отсекается по 25% наименьших и наибольших значений в отсортированной выборке данных. Таким образом, вместо обычной оценки взаимного спектра будут получены $\dot{S}_{\text{роб}12}(f)$ ($\hat{S}_{12}^{\text{мед}}(f)$) для медианной и $\hat{S}_{12}^{\text{ауc}}(f)$ для α -урезанной форм РДПФ). Далее формируется оценка ВКФ $Y^{\text{мед}}(\tau)$ или $Y^{\text{ауc}}(\tau)$ и находится значение $\hat{\tau}$, соответствующее наибольшему значению модифицированной (робастной) оценки ВКФ.

2. Используемая модель помех

Главным свойством, которым должна обладать модель помех в рассматриваемой задаче, как было сказано выше, является ее импульсивность, т.е. распределение модели должно иметь более тяжелые хвосты по сравнению с гауссовой ПРВ [14]. Среди существующих и широко использующихся на данный момент таких моделей можно упомянуть случайные процессы с обобщенным гауссовым распределением [15, 16], модель на основе CaC ПРВ [14-16]. В последнем случае одним из недостатков является то, что CaC распределения не имеют явного аналитического выражения для функции ПРВ для подавляющего большинства наборов параметров.

CaC распределения с нулевым параметром сдвига (именно такие будут использованы при моделировании помех) описываются двумя параметрами: α – параметр формы, который определяет общий вид и степень тяжести хвостов ПРВ (для распределений с тяжелыми хвостами $\alpha < 2$ и чем меньше данный параметр, тем более импульсивной является модель); γ – характеризует масштаб ПРВ. При $\alpha < 2$ дисперсия случайной величины с CaC распределением (теоретически) бесконечна, поэтому в стандартном виде для нее невозможно рассчитать ОСШ. В таких случаях интенсивность помех для заданного α варьируют и описывают параметром γ либо параметрами, производными от ОСШ для импульсных процессов [14].

Считается, что модель на основе CaC распре-

деления достаточно точно аппроксимирует такие реальные процессы как атмосферный шум (α имеет порядок 1,5) [17]; акустический шум во внутренних помещениях (α имеет порядок 1,6) [18]; помехи, возникающие вследствие отражения полезного сигнала от поверхности моря и растительности в микродоплеровских радиолокационных системах [19] (α в значительной степени зависит от ряда параметров окружающей среды, в частности, от характеристик ветра).

При $\alpha=2$ CaC ПРВ совпадает с нормальным распределением с дисперсией $\sigma^2=2\gamma$. Также важно, что CaC ПРВ имеет колоколообразную форму в окрестности максимума, что характерно для большинства встречающихся на практике распределений случайных величин (процессов). Отметим, что на данный момент существуют стандартные программные-алгоритмические средства для моделирования случайных процессов с CaC ПРВ [20].

3. Методика проведения моделирования и критерии оценки эффективности

Оценка эффективности предложенного метода робастного оценивания взаимной задержки была проведена с использованием численного моделирования, состоящего из следующих этапов:

1. Генерирование $N_{\text{ксп}}$ реализаций информационного шумоподобного широкополосного сигнала с $N=1024$.

2. Создание сдвинутой на нужное число отсчетов копии информационного сигнала для имитирования взаимной задержки (без потери общности полагалось, что истинное значение задержки равно нулю).

3. Добавление аддитивного шума к информационным сигналам в обоих каналах в виде независимых случайных процессов с CaC распределением с заданными (одинаковыми для обоих каналов приема) α и γ . Исследования проводились для четырех различных значений параметра $\alpha=2, 1,8$ и $1,6$, а значения параметра γ варьировались таким образом, чтобы иметь возможность проанализировать наиболее интересные случаи появления аномальных ошибок оценки взаимной задержки.

4. Получение для каждой реализации зашумленного сигнала оценок текущих спектров (для каждого из рассматриваемых методов обработки), расчет соответствующих взаимных спектров.

5. Расчет ВКФ или ее модификаций и получение оценки взаимной задержки для каждого из анализируемых методов. Сохранение полученных значений в соответствующий массив. Для каждой оценки временной задержки определяется, является ли она нормальной или аномальной (что имеет ме-

сто в том случае, если полученное значение существенно отличается от истинного).

При наличии массивов оценок взаимной задержки и результатов их классификации на нормальные и аномальные можно рассчитать СКО полученных нормальных оценок:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{ЭКСП}} - N_{\text{АНОМ}} - 1} \sum_{k=1}^{N_{\text{ЭКСП}} - N_{\text{АНОМ}} - 1} (\hat{\tau}_k - \bar{\tau})^2}, \quad (7)$$

где $\hat{\tau}_k$ – k-я «нормальная» оценка взаимной задержки;

$\bar{\tau}$ – среднее значение «нормальных» оценок взаимной задержки, полученных в $N_{\text{ЭКСП}} - N_{\text{АНОМ}} - 1$ «нормальных» экспериментах.

Несложно также определить вероятность появления аномальных оценок:

$$P_{\text{АНОМ}} = \frac{N_{\text{АНОМ}}}{N_{\text{ЭКСП}}}. \quad (8)$$

Эти два значения (σ_{τ} и $P_{\text{АНОМ}}$) являются двумя основными критериями, которые позволяют количественно характеризовать точность оценивания, судить об эффективности анализируемых методов в зависимости от ОСШ или, более конкретно, значения параметра γ . Таким образом, были получены зависимости $\sigma_{\tau}(\gamma)$ и $P_{\text{АНОМ}}(\gamma)$ для разных α и трех методов обработки – стандартного (СТ) и двух робастных МЕД (на основе медианной формы РДПФ) и АУС (с использованием РДПФ на основе α -урезанного среднего).

Опыт исследования таких зависимостей [6, 7] показывает, что с увеличением γ возрастает интенсивность шума и графики функций $\sigma_{\tau}(\gamma)$ и $P_{\text{АНОМ}}(\gamma)$ монотонно возрастают, достигая при определенном значении γ насыщения, при котором значения $P_{\text{АНОМ}}(\gamma)$ мало зависят от γ и близки к единице. Аналогичная тенденция наблюдается и для $\sigma_{\tau}(\gamma)$ с той лишь разницей, что при насыщении значения зависят от ширины главного лепестка сигнальной составляющей ВКФ.

Информационный широкополосный сигнал моделировался с использованием низкочастотной фильтрации гауссова белого шума. В результате его верхняя частота примерно в 5 раз меньше частоты дискретизации (в проводимых экспериментах она была принята равной 20 кГц). Дисперсия сигнальной составляющей была зафиксирована и равна единице для простоты повторения экспериментов.

4. Анализ результатов моделирования

Рассмотрим сначала случай $\alpha=2$, соответствующий стандартной ситуации с воздействием белого шума (рис. 1а и б).

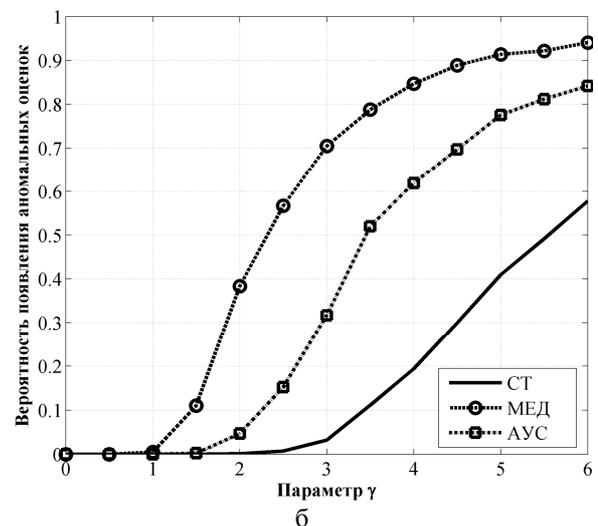
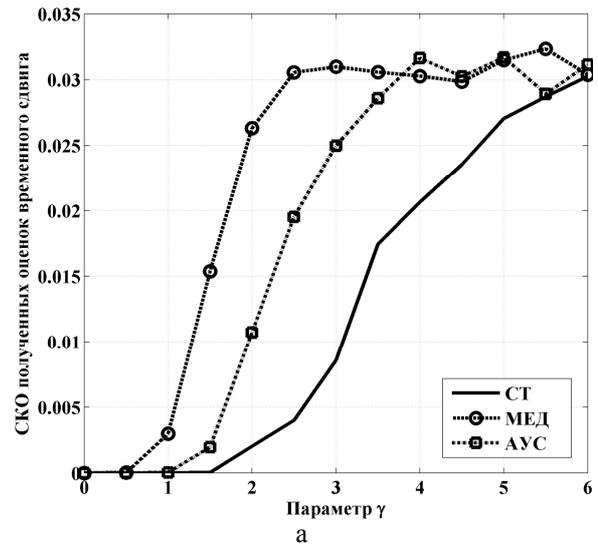


Рис. 1. Графики зависимостей $\sigma_{\tau}(\gamma)$ (а) и $P_{\text{АНОМ}}(\gamma)$ (б) при $\alpha=2$

При γ порядка 4 обычный метод обработки (СТ) обеспечивает заметно более высокую точность, чем модификации на основе робастных форм ДПФ. Аналогично метод СТ обеспечивает лучшую точность и по значениям СКО полученных нормальных оценок. При использовании метода МЕД наблюдается наихудшая точность, а для АУС имеют место промежуточные результаты.

Однако ситуация изменяется при уменьшении значения α . Уже при $\alpha=1,8$ (рис. 2а и б) точность стандартного метода резко ухудшается, а точность робастных модификаций становится заметно лучше точности классического подхода. Значения $\sigma_{\tau}(\gamma)$ и $P_{\text{АНОМ}}(\gamma)$ для методов АУС и МЕД оказываются значительно меньше соответствующих значений для стандартного метода на важном с практической точки зрения диапазоне значений γ от 0 до 2 (когда не наблюдаются эффекты насыщения). Для СТ метода $P_{\text{АНОМ}}$ имеет отличные от нуля значения уже при γ порядка единицы.

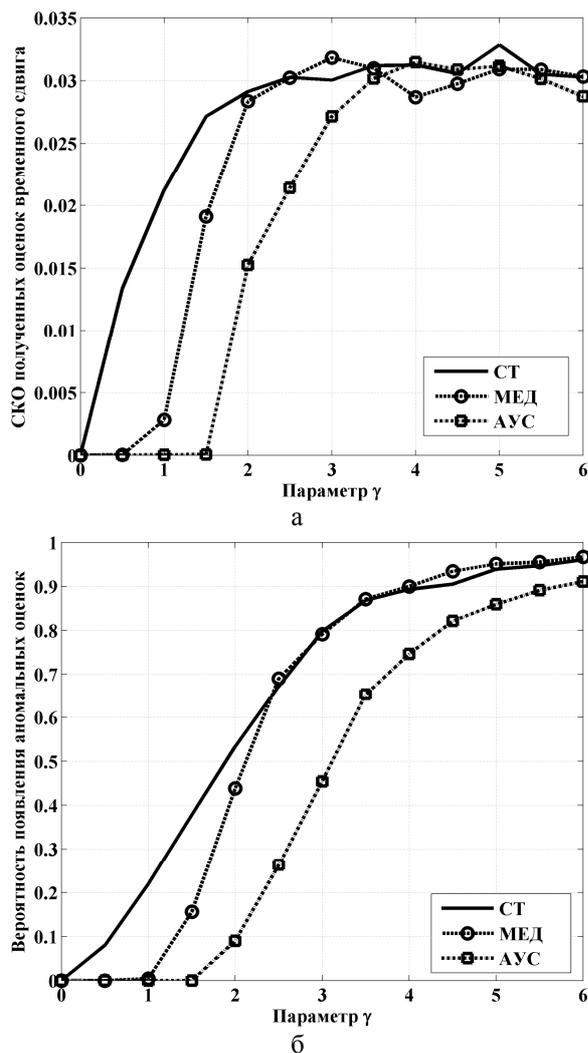


Рис. 2. Графики зависимостей $\sigma_{\tau}(\gamma)$ (а) и $P_{\text{аном}}(\gamma)$ (б) при $\alpha=1,8$

Отметим также, что наилучшие результаты обеспечивает обработка на основе α -урезанной формы РДПФ.

Достоинства предлагаемых методов становятся еще более очевидными при меньших значениях α : 1,6 (см. рис. 3а и б) и 1,4 (см. рис. 4а и б). Аномальные ошибки измерения взаимной задержки для СТ метода имеют место даже при значениях γ , очень близких к нулю. В то же время, методы обработки на основе робастных форм сохраняют работоспособность при $\gamma \leq 1$ и даже больших значений. Для наиболее важного интервала $\gamma \in (0; 3]$ величины $\sigma_{\tau}(\gamma)$ и $P_{\text{аном}}(\gamma)$ для обеих методов на основе устойчивых форм ДПФ оказываются существенно меньше, чем для классического подхода.

Закономерности, наблюдаемые для других характеристик информационного сигнала (его верхней частоты) остаются теми же. Поэтому можно говорить об их универсальности. Следовательно, предложенные методы робастной обработки принятых сигналов способны при определенных, достаточно

характерных для практики, условиях обеспечить заметно более высокую точность определения взаимной задержки (по сравнению с классическим методом) для широкополосных сигналов, принимаемых двумя пространственно разнесенными сенсорами.

Выше рассмотрены только две наиболее простые формы РДПФ. Вполне возможно, что формы на основе других робастных оценок могут обеспечить еще лучшую работоспособность (точность) модифицированного метода.

В частности, часто желательно иметь методику адаптации, которая позволила бы в зависимости от свойств сигнальной составляющей и помех принимать решение о наилучшем методе обработки либо его параметрах. В таком случае имеет смысл рассмотреть возможность применения адаптивных робастных оценок [21]. Необходимо отметить, что робастные формы ДПФ характеризуются заметно худшим быстродействием, чем обработка на основе БПФ [12].

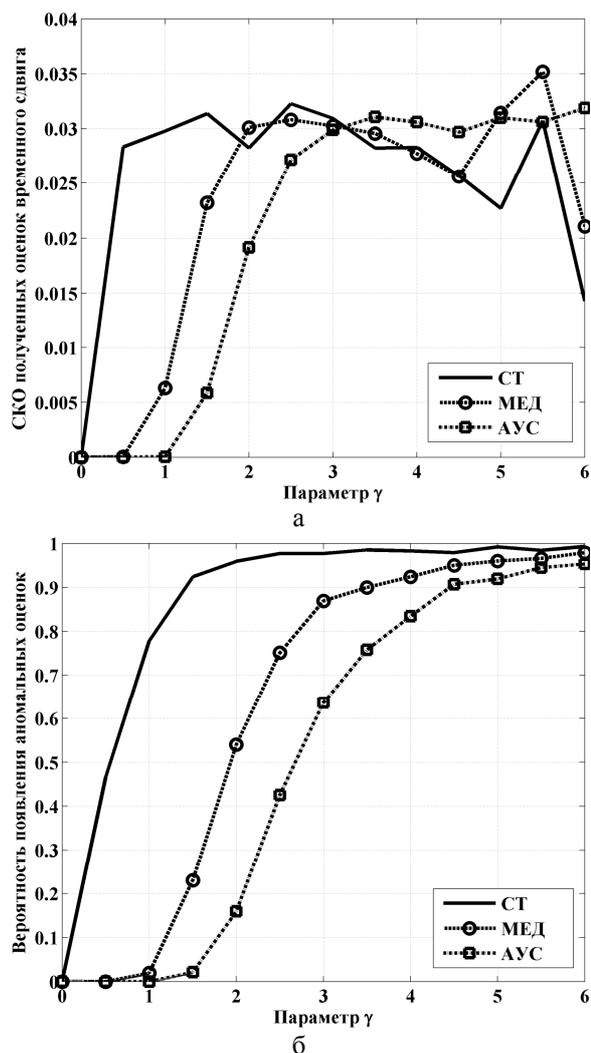


Рис. 3. Графики зависимостей $\sigma_{\tau}(\gamma)$ (а) и $P_{\text{аном}}(\gamma)$ (б) при $\alpha=1,6$

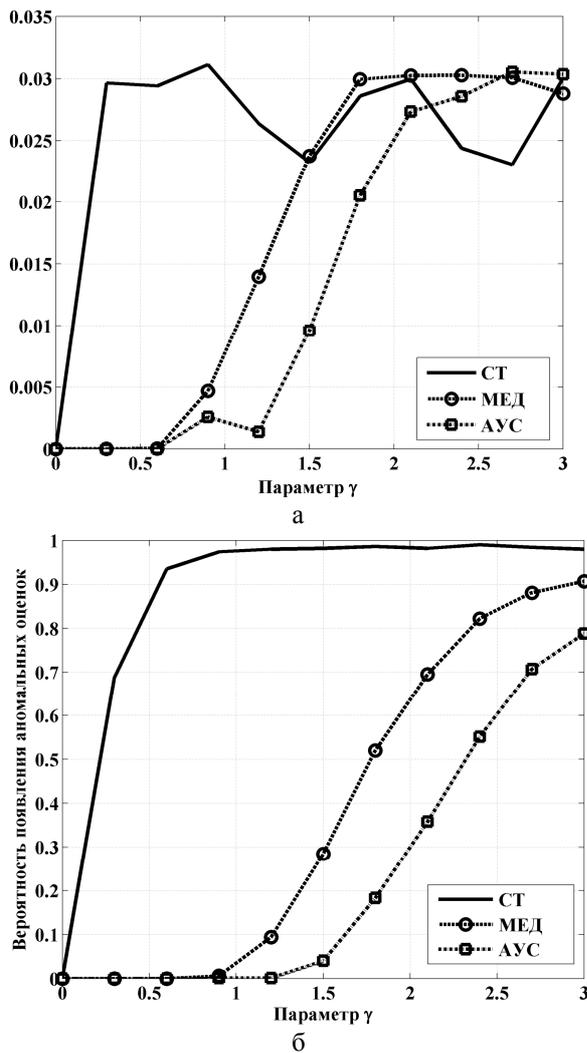


Рис. 4. Графики зависимостей $\sigma_t(\gamma)$ (а) и $P_{\text{аном}}(\gamma)$ (б) при $\alpha=1,4$

Естественно, можно предпринять специальные меры повышения быстродействия, в частности, использовать алгоритмы быстрой сортировки, распараллеливания обработки и т.д. [22].

Заклучение

В статье рассмотрена классическая задача оценивания взаимной задержки широкополосных сигналов, принимаемых двумя пространственно разнесенными сенсорами на фоне помех. Специфика состоит в том, что помехи в каналах приема предполагаются негауссовыми и имеющими ПРВ с «тяжелыми хвостами». В результате оценки взаимной задержки необходимо характеризовать не только СКО, но и вероятностью появления аномальных оценок, существенно отличающихся от истинного значения оцениваемого параметра. Показано, что применение методов обработки с использованием робастных форм ДПФ обеспечивает заметный выигрыш в точности по сравнению с классическим мето-

дом обработки в соответствии с обоими анализируемыми критериями точности.

Литература

1. Carter, G. *Coherence and Time Delay Estimation - An Applied Tutorial for Research, Development, Test, and Evaluation Engineers [Text]* / G. Carter. – USA : IEEE Press, 1993. – 506 p.
2. Ianniello, J. P. *Time delay estimation via cross-correlation in the presence of large estimation errors [Text]* / J. P. Ianniello // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing*. – 1982. – Vol. 30, No 6. – P. 998-1003.
3. Benesty, J. *Time Delay Estimation via Minimum Entropy [Text]* / J. Benesty, Y. Huang, J. Chen // *IEEE Signal Processing Letters*. – 2007. – Vol. 14, No 3. – P. 157-160.
4. Shao, M. *Signal processing with fractional lower order moments: stable processes and their applications [Text]* / M. Shao, C. L. Nikias // *Proceedings of IEEE*. – 1993. – Vol. 81, No 7. – P. 986-1010.
5. Nielsen, R. O. *Sonar Signal Processing [Text]* / R. O. Nielsen. – USA : Artech House, 1990. – 520 p.
6. Зеленський, О. О. *Оцінка затримки випадкових широкополосних сигналів при малому співвідношенні сигнал-завада [Текст]* / О. О. Зеленський, В. В. Лукін, А. Н. Доля // *Мережі і системи телекомунікації на залізничному транспорті*. – 1999. – Вип. 35. – С. 87-95.
7. *Time Delay Estimation for Noise-Like Wideband Signals in Non-Gaussian Environment [Text]* / V. Lukin, A. Roenko, D. Kurkin, I. Djurovic // *Proceedings of MECO'12*. – 2012. – P. 54-57.
8. Roenko, A. A. *An Overview of the Adaptive Robust DFT [Electronic resource]* / A. A. Roenko, V. V. Lukin, I. Djurovic // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. – 2010. – Vol. 2010, doi:10.1155/2010/595071. – 17 p.
9. *Достоинства и приложения робастного дискретного преобразования Фурье [Текст]* / И. Джурович, А. Зеленский, В. Лукин, А. Роечко, М. Симеунович // *Физические основы приборостроения* – 2014. – Т.3, № 1. – С. 26-41.
10. Chen, J. *Time Delay Estimation in Room Acoustic Environments: An Overview [Electronic resource]* / J. Chen, J. Benesty, Y. Huang // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. – 2006. – Vol. 2006, doi:10.1155/ASP/2006/26503. – 19 p.
11. Dolia, A. N. *Low SNR Time Delay Estimation by Adaptive Postfiltering of Cross-Correlator Output Sequence [Text]* / A. N. Dolia, V. V. Lukin, A. A. Zelen-sky // *Recent Advances in Information Science and Technology*. – 1998. – Vol. 1. – P. 206-210.
12. Djurović, I. *Realization of the robust filters in the frequency domain [Text]* / I. Djurović, Lj. Stanković // *IEEE Signal Processing Letters* – 2002. – Vol. 9, No. 10. – P. 333-335.
13. Хьюбер, Дж. *Робастность в статистике [Текст]* / Дж. Хьюбер. – М. : Мир, 1984. – 304 с.

14. Gonzalez, J. G. *Robust techniques for wireless communications in non-Gaussian environments [Text]* / J. G. Gonzalez. – University of Delaware, 1997. – 169 p.
15. Samorodnitsky, G. *Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance [Text]* / G. Samorodnitsky, M. Taqqu. – Chapman and Hall, CRC, 1994. – 417 p.
16. Nolan, J. *Stable Distributions: Models for Heavy-Tailed Data [Text]* / J. Nolan. – Birkusher, Boston : Mass, 2005. – 364 p.
17. Georgiou, P. G. *Alpha-Stable Modeling of Noise and Robust Time-Delay Estimation in the Presence of Impulsive Noise [Text]* / P. G. Georgiou, P. Tsakalides, C. Kyriakakis // *IEEE Transactions on Multimedia*. – 1999. – Vol. 1, No. 3. – P. 291-301.
18. Thayaparan, T. *Micro-Doppler-based target detection and feature extraction in indoor and outdoor environments [Text]* / T. Thayaparan, Lj. Stankovic, I. Djurovic // *Journal of The Franklin Institute*. – 2008. – Vol. 345, No. 6. – P. 700-722.
19. *Robust DFT-based Signal Processing for Vegetation Clutter Suppression in Ground Surveillance Doppler Radars [Text]* / A. A. Roenko, V. V. Lukin, A. V. Totsky, I. Djurovic, J. T. Astola // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2011. – Vol. 70(18). – P. 1659-1672.
20. Chambers, J. M. *A Method for Simulating Stable Random Variables [Text]* / J. M. Chambers, C. L. Mallows, B. W. Stuck // *JASA*. – 1976. – Vol. 71, No. 354. – P. 340-344.
21. Roenko, A. A. *Two approaches to adaptation of sample myriad to characteristics of SaS distribution data [Text]* / A. A. Roenko, V. V. Lukin, I. Djurovic // *Signal Processing*. – 2010. – Vol. 90, No. 7. – P. 2113-2123.
22. *Обработка случайных сигналов и процессов [Текст]* / А. Н. Беседин, А. А. Зеленский, Г. П. Кулемин, В. В. Лукин. – Х. : ХАИ, 2005. – 468 с.

Поступила в редакцію 12.03.2015, рассмотрена на редколлегии 20.03.2015

МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ВЗАЄМНОЇ ЗАТРИМКИ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ РОБАСТНОГО ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є

Д. Ю. Логачев, О. О. Роєнко, В. В. Лукін

Запропоновано новий метод оцінки взаємної затримки випадкових широкосмугових сигналів, що приймаються двома рознесеними сенсорами на фоні негаусових завад. Метод базується на робастному дискретному перетворенні Фур'є (РДПФ), що застосовується до сигналів, прийнятих сенсорами (мікрофонами, гідрофонами). Проведено дослідження ефективності запропонованого методу на основі медіанної та альфа-урізаної форм РДПФ та його порівняння з класичним методом оцінювання часової затримки. Для опису негаусових завад застосовується симетричний α -стабільний розподіл. Дослідження проведено для витвореного завадоподібного сигналу з використанням двох стандартних критеріїв якості оцінювання.

Ключові слова: симетричний α -стабільний розподіл, робастне дискретне перетворення Фур'є, рознесені сенсори, взаємна затримка сигналів.

ROBUST-DFT-BASED METHOD FOR MUTUAL DELAY ESTIMATION OF WIDE-BAND SIGNALS

D. U. Logachev, A. A. Roenko, V. V. Lukin

New method for mutual delay estimation of stochastic wide-band signals received by two spatial diversity sensors in non-Gaussian noise environment is proposed. The method is based on the robust discrete Fourier transform (RDFT) which is applied to the signals received by sensors (microphones, hydrophones). The efficiency investigation of the proposed method implemented on the basis of median and alpha-trimmed mean forms of RDFT is carried out. Its comparison with classical approach for time delay estimation is done as well. The noise model based on the symmetrical α -stable distribution is applied for describing non-Gaussian disturbances. Investigations are carried out for simulated noise-like signal. Two standard accuracy measures are analyzed.

Keywords: symmetrical α -stable distribution, robust discrete Fourier transform, spatial diversity sensors, signals mutual delay.

Логачев Дмитрий Юрьевич – студент каф. «Приема, передачи и обработки сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», г. Харьков, Украина.

Роєнко Алексей Александрович – канд. техн. наук, доцент каф. «Приема, передачи и обработки сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», г. Харьков, Украина, e-mail: roenkmail@mail.ru.

Лукин Владимир Владимирович – д-р техн. наук, проф., профессор каф. «Приема, передачи и обработки сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», г. Харьков, Украина, e-mail: vladimlukin@yahoo.com.