

УДК 621.3:681.34

В. А. ОЛЕЙНИК, В. В. ЛУКИН

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

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

Разработан модифицированный метод оценки взаимной задержки и направления прихода случайных широкополосных сигналов в условиях их приема двумя разнесенными сенсорами на фоне негауссовых помех. Метод и соответствующие алгоритмы основываются на робастном дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), применяемом в обоих каналах приема. Для предложенных модификаций в качестве робастных оценок используются либо оценка Ходжеса-Лемана, либо одна из простых адаптивных устойчивых оценок. Проведено сравнение эффективности модификаций с разработанными ранее подходами на основе медианной и альфа-урезанной форм ДПФ, а также классическим методом. Используются процессы с симметричным альфа-стабильным распределением в качестве модели негауссовых помех. Основное внимание при анализе точности уделено вероятности аномальных оценок задержки.

Ключевые слова: оценка задержки, робастное ДПФ, разнесенные сенсоры, негауссовы помехи.

Введение

Известно большое количество практических приложений, для которых основой обработки сигналов, принятых двумя или несколькими приемниками является оценивание взаимной задержки. Прежде всего, это обнаружение и локализация источников случайных широкополосных сигналов в системах контроля состояния объектов, звуковидения, гидролокации [1-3]. В последние годы большое внимание уделяется также задаче определения направления на говорящего на теле- и видеоконференциях [4-6], в основе которой также лежит оценка взаимной задержки.

Обычно используют два или небольшое количество сенсоров (микрофонов, гидрофонов, приемников, преобразователей акустических сигналов в электрические или сразу в цифровую форму), где расстояния между сенсорами (или геометрия приемной антенны) фиксированы или заранее известны. Это позволяет на основе взаимной корреляционной обработки принятой смеси информационного широкополосного сигнала и шума оценить задержки и, с учетом геометрии, определить направление прихода сигнала (или обнаружить и локализовать источник) [3, 4, 6].

Если помехи являются гауссовыми и имеют относительно низкую интенсивность, а характеристики информационного сигнала (например, спектр) хорошо известны, то задача является классической [1, 3] и решается путём взаимно-корреляционной обработки с последующим определением координа-

ты наибольшего максимума взаимной корреляционной функции (ВКФ) и пересчетом оценки задержки в оценку угловой координаты источника сигнала. При достаточном времени накопления оценки, как правило, обладают высокой точностью и не приходится предпринимать никаких мер для повышения эффективности обработки (улучшения точности оценок). Однако на практике может быть большое количество дестабилизирующих факторов, существенно снижающих точность, включая:

1) низкое отношение сигнал-шум (ОСШ) на входе приемников (около единицы по мощности или даже ниже) вследствие низкой интенсивности сигнала или большой дальности до источника, высокой интенсивности помех [3];

2) негауссовости и нестационарности помех в каналах приема [5];

3) ограниченности времени накопления сигналов вследствие ряда причин, в первую очередь, изменения положения источника сигнала [3, 5, 7].

Проведенные экспериментальные исследования явно показали, что акустические шумы в закрытых помещениях или помехи в гидроакустике нельзя считать гауссовыми [5, 6]. Более правильно для описания свойств помех использовать распределения с тяжелыми хвостами, например, симметричные α -стабильным (CaC) распределением со значениями параметра α порядка 1,6 [6] (напомним, что гауссова плотность распределения вероятности (ПРВ) является частным случаем CaC распределения и имеет значение параметра $\alpha=2$). По мере уменьшения α импульсивность шума возрастает.

Кроме того, ОСШ часто непостоянно вследствие как свойств информационного сигнала, так и помех, оно может даже частично терять смысл для негауссовых помех [7]. Вследствие указанных особенностей может заметно отличаться от нуля вероятность появления аномальных оценок взаимной задержки [2, 5, 8]. Для ее снижения можно увеличивать время накопления сигналов, но тогда проявляется негативное влияние возможного движения (непостоянства положения) источника сигнала [6, 8] или изменения положения приемной антенны.

Тогда возможно слежение за источником, предусматривающее одновременное оценивание временной задержки и ее производных [5, 6, 8]. Сложность обработки при этом резко возрастает, но все равно возможны срывы слежения, особенно при негауссовых помехах. В связи с этим актуальной остается задача разработки достаточно простых и эффективных методов и алгоритмов оценки задержки, обеспечивающих повышение точности при негауссовых помехах и при малых временах накопления.

Один из путей решения предложен недавно в работе [9], где предложено оценивать взаимный спектр с применением робастного ДПФ [10, 11] вместо обычного ДПФ (или БПФ). В [9] рассмотрены простейшие (медианная и урезанная) формы устойчивого ДПФ, хотя есть и более эффективные формы [11-13].

Целью данной статьи является модификация метода [9] и соответствующего алгоритма оценки временного сдвига путем применения более современных форм робастного ДПФ при получении оценок текущих спектров смесей сигнала и шума. Предполагается, что применение этих методов робастного оценивания [14] позволит повысить точность – по крайней мере, снизить вероятность появления аномальных оценок взаимной задержки.

1. Известные и новые методы оценивания взаимной задержки

Рассмотрим простейший случай, когда только два пространственно-разнесенных приемника, регистрирующих смеси полезного сигнала и помехи

$$x_1(t) = s(t) + \xi_1(t), \quad x_2(t) = s(t - \tau_0) + \xi_2(t), \quad (1)$$

где $s(t)$, $t \in [T_n; T_k]$ – информационный сигнал, являющийся в нашем случае широкополосным;

$\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ – помехи соответственно в первом и втором каналах приема с одинаковыми нулевыми математическими ожиданиями и ПРВ, помехи в ка-

налах приема обычно полагают некоррелированными между собой;

τ_0 – истинное значение взаимной задержки, полагаемая постоянным на интервале наблюдения;

T_n и T_k – моменты начала и конца интервала наблюдения; при этом обычно полагают, что $T_k - T_n$ существенно превышает максимально возможное значение взаимной задержки, зависящее от расстояния между приемниками и скорости распространения колебаний в среде.

Основой обработки при оценивании взаимной задержки является расчет взаимно-корреляционной функции (ВКФ) или ее аналога [1, 4, 8]. В настоящее время обработку, как правило, выполняют в цифровом виде [5, 6, 8]. В этом случае для ускорения обработки обычно используют быстрое преобразование Фурье (БПФ) и на первом этапе рассчитывают взаимный спектр для интервала наблюдения как

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

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

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

После расчета взаимного спектра, ВКФ получают как

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

где ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье. При использовании трех БПФ выигрыш в быстродействии по сравнению с прямой реализацией расчета ВКФ достигает десятков и сотен раз.

Последующая обработка выполняется следующим образом. Выполняют поиск аргумента ВКФ $Y(\tau)$, при котором имеет место наибольшее значение функции и значение аргумента принимается в качестве оценки $\hat{\tau}_0$. Оценки взаимной задержки можно дополнительно уточнить путем дополнения массива значений $\hat{S}_{12}^{(m)}(f)$ комплексными нулями, благодаря чему достигается интерполяция выходного эффекта (массива значений ВКФ) [6]. Имеются и другие способы уточнения оценки задержки.

Однако основная проблема при оценивании задержки в условиях, указанных в вводной части, заключается, как правило, не в низкой точности нормальных оценок задержки (то есть таких оценок, которые мало отличаются от ее истинного значения). Различные деструктивные факторы и, в первую оче-

редь, высокий уровень помех или их негауссовость приводят к существенному возрастанию вероятности появления аномальных оценок взаимной задержки, то есть таких оценок, которые существенно отличаются от истинного значения τ_0 [2, 8]. В свою очередь, появление аномальных оценок приводит к резкому ухудшению функционирования систем, основанных на оценивании взаимной задержки [2, 5, 9], срыву слежения. Поэтому желательно снижать вероятность появления аномальных оценок.

Если рассматривать модификации обработки, основанные на получении оценки взаимного спектра или его аналогов, то основными причинами появления аномальных оценок являются неточные оценки текущих спектров $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2(f)$, обусловленные воздействием интенсивных негауссовых помех [8, 9]. В работах [8, 9] показано, что при получении более точных оценок текущих спектров $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2(f)$ возможно повысить точность оценок взаимной задержки в плане заметного снижения вероятности появления аномальных оценок.

Напомним, что преобразование Фурье, используемое для получения оценок $\dot{S}_1(f)$ и $\dot{S}_2^*(f)$, является линейным, вследствие чего при оценивании спектров сигналов, искаженных негауссовыми помехами, имеющими ПРВ с тяжелыми хвостами, получаемые оценки обычно оказываются сильно искаженными [10, 11]. Именно для уменьшения негативного влияния негауссовых помех с высокой импульсивностью были разработаны различные робастные формы ДПФ (РДПФ) [10-12], которые в общем виде можно описать как

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

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:

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

где $T\{\cdot\}$ – устойчивая (робастная [14]) оценка, $n \in [1, N]$, N – количество отсчетов принимаемой смеси сигнала и помехи, индекс p соответствует частоте $f_p = p\Delta f$, $\Delta f = 1/NT_s$; T_s – дискретность по временной оси.

Для читателей, впервые сталкивающихся с робастными версиями ДПФ, поясним механизм устранения негативного влияния импульсивных помех. Предположим, что в каком-то n -м отсчете наблюдаемой смеси присутствует импульсная помеха. Тогда

значение $\text{Re} \left[x(n) \exp(-j2\pi p n / N) \right]$ будет с большой вероятностью аномальным (аналогично для $\text{Im} \left[x(n) \exp(-j2\pi p n / N) \right]$). Если используется робастное оценивание, то оно позволяет резко снизить влияние аномальных значений в таких отсчетах на оценки текущего спектра. Тогда улучшится оценка взаимного спектра, формируемая как

$$\dot{S}_{\text{роб}12}(f) = \dot{S}_{1\text{роб}}(f) \cdot \dot{S}_{2\text{роб}}^*(f), \quad (5)$$

где $\dot{S}_{1\text{роб}}(f), \dot{S}_{2\text{роб}}(f)$ – робастные оценки текущего спектра в первом и втором каналах приема. А затем получают оценку взаимно-корреляционной функции как

$$Y^{\text{роб}}(\tau) = \text{ОБПФ}(\dot{S}_{\text{роб}12}(f)), \quad (6)$$

и оценку задержки получают в результате поиска наибольшего максимума.

Очевидно, что в качестве робастной оценки $T\{\cdot\}$ в (5) можно использовать разнообразные методы. В [9] были рассмотрены две простые устойчивые оценки – медиана и α -урезанное среднее выборки данных размером N [13, 14], где значение параметра усечения для α -урезанного среднего было фиксировано и равно 0,25, то есть отбрасывалось 25% наименьших и наибольших значений в отсортированной выборке данных, а остальные усреднялись. В результате вместо обычной оценки взаимного спектра использовалась $\dot{S}_{\text{роб}12}(f)$ (соответственно $\hat{S}_{12}^{\text{med}}(f)$ для медианной или $\hat{S}_{12}^{\alpha\text{tr}}(f)$ для α -урезанной формы РДПФ). Цель исследований состояла, в первую очередь, в том, чтобы проанализировать, возможно ли повышение точности оценок взаимной задержки за счет использования робастных форм преобразования Фурье для оценивания текущих спектров. В результате проведенных исследований был получен следующий ответ - повышение точности, причем значительное, возможно, но только при определенных свойствах помех, прежде всего, при их высокой импульсивности.

При этом наблюдалось три варианта ситуаций:

1) наиболее точное оценивание обеспечивает классический метод – эта ситуация наблюдается при ПРВ помех, близко к гауссовой;

2) наиболее точное оценивание имеет место при использовании α -урезанной формы РДПФ – ситуация характерна для не слишком импульсивных помех;

3) наибольшая точность оценивания наблюдается для медианной формы РДПФ – ситуация имеет место для помех с явно негауссовой ПРВ.

Таким образом, необходимо либо оценивать ПРВ помех и в зависимости от полученных оценок выбирать форму РДПФ для обработки, либо использовать такие формы РДПФ, которые адаптируются к характеристикам помех или достаточно успешно функционируют в широких пределах возможного изменения свойств помех (обеспечивают робастность в широком смысле [14]). При этом надо иметь в виду, что для РДПФ не созданы быстрые алгоритмы (для ускорения обработки могут применяться быстрые алгоритмы сортировки данных, но это лишь частичное решение проблемы). Поэтому с практической точки зрения важно, чтобы алгоритмы, реализующие робастное оценивание параметра сдвига для выборок данных, позволяли выполнять обработку достаточно быстро.

С одной стороны, существуют методы оценки типа и характеристик помех, в том числе и параметров для симметричных α -стабильных распределений [15, 16]. Однако методы оценки типа помех вслепую более развиты для изображений [15], а методы оценки параметров распределений с тяжелыми хвостами разработаны в предположении, что имеется «чистый» процесс, для которого необходимо получить такую оценку [16]. В данном случае нам необходима оценка характеристик (параметров) помех, но они наблюдаются в смеси с сигналом примерно той же интенсивности, что может заметно исказить оценки параметров.

Поэтому ниже рассмотрен второй из указанных выше подходов, основанный на использовании робастных оценок, которые либо объединяют достоинства медианы и σ -урезанного среднего выборки (речь идет об оценке Ходжеса-Лемана [14, 17], либо об адаптивных формах РДПФ [11, 18]. Здесь необходимо отметить, что к настоящему времени разработаны различные адаптивные оценки параметра сдвига для симметричных распределений с тяжелыми хвостами [18, 19]. Поскольку для рассматриваемого приложения важно обеспечить более высокое быстродействие, то ниже анализируется возможность применения только одной из адаптивных оценок, которая основана на жестком переключении между медианой и оценкой Ходжеса-Лемана [17].

Для выборки данных $Z_n, n=1, \dots, N$ оценка Ходжеса-Лемана рассчитывается как медиана расширенной выборки, включающей в себя все элементы исходной выборки $Z_n, n=1, \dots, N$ и дополнительные значения (полусуммы), равные

$$(Z^{(1)} + Z^{(N)})/2, (Z^{(2)} + Z^{(N-1)})/2, \dots, \\ \dots, (Z^{(N/2)} + Z^{(N/2+1)})/2,$$

где $Z^{(n)}$ - n -я порядковая статистика. Таким образом, размер расширенной выборки примерно в полтора больше исходной. При этом сортировать данные приходится дважды, сначала для того, чтобы определить порядковые статистики, а затем для того, чтобы найти медиану расширенной выборки. При этом по способности устранять выбросы оценка Ходжеса-Лемана лучше или не уступает α -урезанному среднему. Одновременно оценка Ходжеса-Лемана гораздо лучше по быстродействию, чем оценка Вилкоксона, а по остальным свойствам эти две оценки близки. Оценка Ходжеса-Лемана уступает медианной оценке по точности оценивания параметра сдвига симметричных распределений при таких тяжелых хвостах, как для, например, распределения Лапласа. Поэтому в качестве адаптивной оценки нами рассматривается следующий вариант:

$$Z^{\text{ad}} = \begin{cases} Z^{\text{med}}, & \text{если } \psi < \psi_t, \\ Z^{\text{HL}}, & \text{если } \psi \geq \psi_t, \end{cases} \quad (7)$$

где $\psi = 0,5(Q_3 - Q_1)/(P_{90} - P_{10})$, $Q_3 - Q_1$ – полу-внутриквартильный интервал, P_{90}, P_{10} – соответственно 90-й и 10-й процентиля выборки данных, ψ_t – порог, рекомендованное значение которого равно 0,21 [17]. Как можно видеть, принцип работы адаптивной оценки (7) состоит в предварительном оценивании степени тяжести хвостов распределения (чем меньше перцентильный коэффициент эксцесса ψ , тем тяжелее хвост распределения) и последующем принятии решения, какую из робастных оценок - Z^{med} (медиана выборки) или Z^{HL} (оценка Ходжеса-Лемана) – применять. Алгоритм адаптации является простым, но обеспечивает хорошую точность оценки параметра сдвига в широком диапазоне тяжести хвостов.

Таким образом, будем считать, что с применением двух рассмотренных оценок, используя их в (5), можно получить соответственно $\hat{S}_{12}^{\text{HL}}(f)$ или $\hat{S}_{12}^{\text{ad}}(f)$, а затем и $Y^{\text{HL}}(\tau)$ или $Y^{\text{ad}}(\tau)$ согласно (6).

2. Используемая модель помех

Как уже отмечалось, присутствующие на практике помехи имеют большую импульсивность, чем гауссовы шумы, то есть для их моделирования надо использовать ПРВ с тяжелыми хвостами. Одним из таких распределений является симметричное α -стабильное (CaC), вернее, семейство таких распределений [7, 20, 21].

Такие распределения имеют как достоинства, так и недостатки. Отрицательным моментом является то, что эти распределения не имеют явного аналитического выражения для большинства наборов параметров. Кроме того, дисперсия этих распределений является бесконечной, что затрудняет обеспечение заданного отношения сигнал-шум при моделировании. Достоинства состоят в следующем. Если предположить, что CaC распределения имеет нулевое значение параметра сдвига (именно такой случай имеет место на практике), то CaC распределение описывается двумя параметрами, имеющими ясный физический смысл. Первый параметр - α_0 - параметр формы, изменяющийся в пределах от 0 (наиболее высокая импульсивность или тяжесть хвоста) до 2 (предельный случай гауссова распределения). Таким образом, при $\alpha_0 < 2$ чем меньше значение этого параметра, тем более импульсивным является распределение. Второй параметр CaC распределения - γ - описывает масштаб данных. Чем больше γ , тем выше интенсивность помех. Поэтому можно условно считать, что отношение сигнал-шум при фиксированной энергии сигнала определяется и варьируется параметром γ .

Что касается значений первого параметра на практике, то считается, для таких реальных помех, как атмосферный шум, α_0 примерно равно 1,5) [20]; для акустических помех в помещениях α_0 имеет порядок =1,6 [5]; а для радиолокационных помех от поверхности моря и растительности α_0 изменяется в зависимости от характеристик ветра и других параметров от 1,2 до практически 2. Еще одним достоинством процессов с CaC распределением является то, что существуют программные-алгоритмические средства для их моделирования [21, 23].

3. Особенности моделирования и критерии эффективности обработки

Поскольку речь идет о сигнале, представляющем собой случайный процесс, и помехах, то необходим расчет статистических параметров, характеризующих точность с использованием достаточно большого числа реализаций сигнала и помех.

Анализ эффективности предложенных методов оценивания взаимной задержки был выполнен с применением численного моделирования, включающего следующие этапы:

1. Генерирование N_{exp} реализаций информационного случайного широкополосного сигнала с $N=1024$ (подробности о его свойствах даны ниже).

2. Создание сдвинутой на некоторое число отсчетов копии информационного сигнала, что позволяет моделировать взаимную задержку (для простоты нами полагалось, что истинное значение задержки равно нулю и, соответственно, сдвиг не вводился).

3. Добавление в обоих каналах аддитивных помех как независимых случайных процессов с CaC распределением с заданными значениями α и γ , одинаковыми для обоих каналов. Исследования проводились для пяти различных значений параметра $\alpha=2; 1,8; 1,6; 1,4$ и $1,2$; а значения γ изменялись так, чтобы проанализировать представляющие интерес ситуации возможного появления аномальных ошибок.

4. Получение для каждой реализации сигнала и помех оценок текущих спектров для каждого из методов обработки, а также последующий расчет взаимных спектров.

5. Расчет соответствующих модификаций ВКФ и получение соответствующих оценок взаимной задержки. Сохранение их в массивы оценок с последующим статистическим анализом, предусматривающим расчет дисперсии нормальных оценок σ_{τ}^2 и вероятности аномальных оценок

$$P_{\text{anom}} = N_{\text{anom}} / N_{\text{exp}}, \quad (8)$$

где N_{anom} - число аномальных оценок. Под повышением точности понимается как уменьшение σ_{τ}^2 , так и снижение P_{anom} , но при отличных от нуля P_{anom} , прежде всего, необходимо уменьшить вероятность появления аномальных измерений. Если P_{anom} достаточно высока, то σ_{τ}^2 зависит от ширины главного лепестка автокорреляционной функции (АКФ) информационного сигнала $\delta\tau$, приближаясь к значению $\delta\tau^2/12$ по мере увеличения γ . Одновременно возрастает P_{anom} , достигая в пределе значений близких к единице, при условии, что максимально возможное значение взаимной задержки $\tau_{\text{max}} \gg \delta\tau$, что обычно имеет место на практике оценки координат источников сигналов.

Таким образом, исследование точностных характеристик методов обработки состоит в анализе поведения зависимостей $\sigma_{\tau}(\gamma)$ и $P_{\text{anom}}(\gamma)$ для некото-

рого числа характерных значений α_0 . Эти зависимости являются монотонно возрастающими, поэтому интерес, прежде всего, представляют участки с ненулевыми значениями P_{anom} .

Очевидно, что характеристики точности оценки зависят также от свойств информационного широкополосного сигнала, которые на практике и в зависимости от приложения могут изменяться в очень широких пределах. Поскольку на данном этапе наибольший интерес представляет ответ на вопрос, могут ли предложенные к использованию робастные оценки работать лучше тех, которые были использованы в [9], шум моделировался таким же способом, как и в работе [9], то есть с применением низкочастотной фильтрации гауссова белого шума. В результате НЧ-фильтрации его верхняя частота оказывается в примерно 5 раз меньше частоты дискретизации данных (в наших экспериментах частота дискретизации была принята равной 20 кГц). При этом дисперсия информационного процесса постоянна и равна единице для простоты выполнения экспериментов.

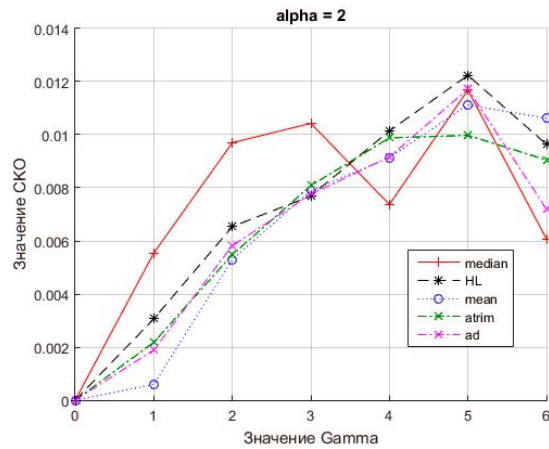
4. Анализ полученных результатов

Можно ожидать, что в стандартной ситуации [1], то есть при гауссовой ПРВ помех ($\alpha_0=2$) классический метод обработки (для него будем использовать обозначение mean) обеспечивает более высокую точность, чем любой из методов на основе РДПФ. Результаты моделирования представлены на рис. 1, а и б. Хорошо видно, что уже при $\gamma=2$ (см. графики на рис. 1, б) $P_{anom}(\gamma)$ при использовании медианной формы РДПФ (которая в данном случае характеризуется наименьшей точностью) существенно отличается от нуля. При $\gamma=3$ ненулевые значения $P_{anom}(\gamma)$ имеют место для всех пяти анализируемых методов, но наименьшие значения наблюдаются для классического метода. При еще больших значениях γ классический метод имеет заметные преимущества в точности, наихудшим является метод обработки на основе медианной формы РДПФ, остальные три метода дают примерно одинаковые результаты.

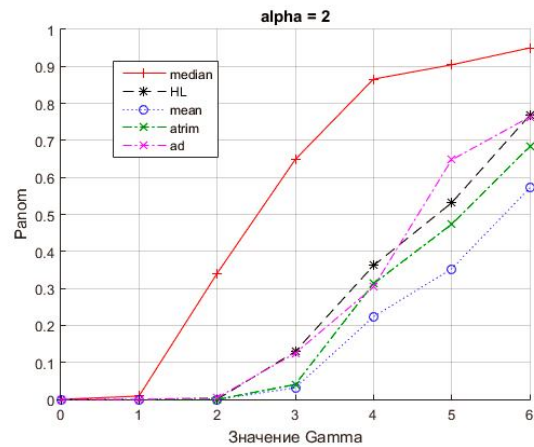
Аналогичные выводы можно сделать и из анализа данных на рис. 1, а. Классический метод, как и ожидалось, является наилучшим. Среднеквадратическое отклонение оценок возрастает и «входит в насыщение», если P_{anom} превышает 0,5.

Однако уже при $\alpha_0=1,8$ (см. графики на рис. 2) ситуация резко меняется. Точность классического (стандартного) метода обработки становится наихудшей. Точность методов обработки на основе РДПФ становится заметно лучше, чем для классиче-

ского подхода. Предложенные в данной работе модификации обеспечивают заметно лучшие результаты по сравнению с обработкой на основе α -урезанной (atrim) и особенно медианной (median) формой РДПФ.



а)



б)

Рис. 1. Графики зависимостей $\sigma_{\tau}(\gamma)$ (а) и $P_{anom}(\gamma)$ (б) при $\alpha_0=2$

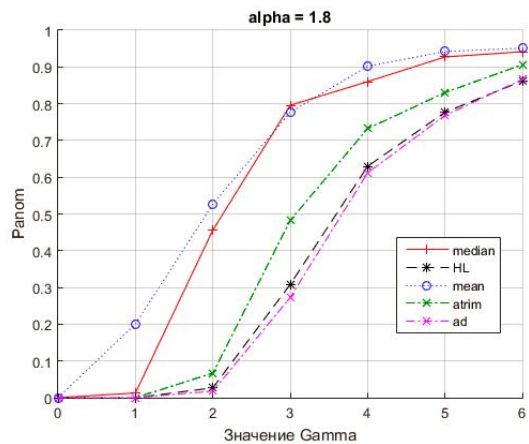


Рис. 2. Графики зависимостей $P_{anom}(\gamma)$ при $\alpha_0=1,8$

Результаты для $\alpha_0=1,6$ приведены на рис. 3. Точность для всех методов на основе РДПФ существенно выше, чем для классического. Результаты

для медианной и α -урезанной форм РДПФ примерно одинаковы. Точность для двух предложенных модификаций заметно выше, причем наилучший результат снова обеспечивается при адаптивном оценивании.

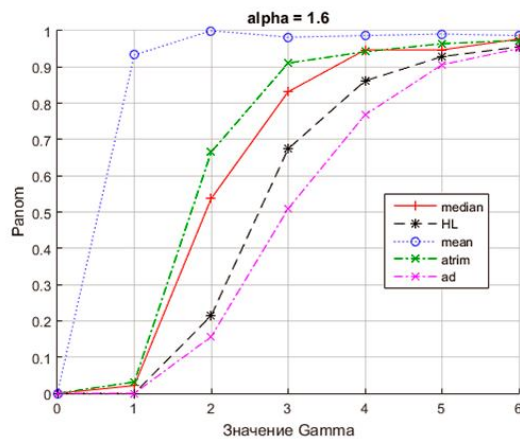


Рис. 3. Графики зависимостей $P_{\text{аном}}(\gamma)$ при $\alpha_0=1,6$

Наконец, графики для $\alpha_0=1,4$ приведены на рис. 4. Преимущества для предложенных методов на основе РДПФ очевидны как по сравнению с классическим методом, который теряет работоспособность уже при малых значениях γ , так и по сравнению с обработкой на основе α -урезанной формы РДПФ. Для $\alpha_0=1,2$ наблюдается аналогичная картина.

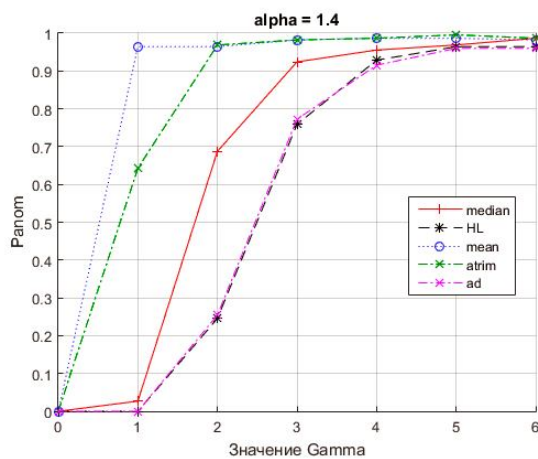


Рис. 4. Графики зависимостей $P_{\text{аном}}(\gamma)$ при $\alpha_0=1,4$

Таким образом, предложенные методы обработки на основе оценки Ходжеса-Лемана и адаптивной оценки либо незначительно уступают классическому методу (при гауссовых помехах), либо превосходят по точности классический метод оценивания и методы на основе α -урезанной и медианной форм РДПФ.

Заключение

Рассмотрена классическая задача оценки взаимной задержки широкополосных сигналов в предположении, что они принимаются двумя пространственно разнесенными сенсорами. Особенность рассматриваемой ситуации заключается в том, что помехи полагаются негауссовыми (имеющими ПРВ с «тяжелыми хвостами»), что приводит к ненулевой вероятности появления аномальных оценок при использовании классического подхода.

Предложено использовать робастные формы ДПФ на основе оценки Ходжеса-Лемана и адаптивной оценки. Показано, что это приводит к заметному выигрышу по точности не только по сравнению с классической обработкой, но и методами обработки на основе медианной и α -урезанной формами РДПФ.

Литература

1. Carter, G. *Coherence and Time Delay Estimation – An Applied Tutorial for Research, Development, Test, and Evaluation Engineers [Text]* / G. Carter. – Piscataway, NJ : IEEE-Press, 1993. – 518 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. ASSP-3, № 6. – P. 998–1003.
3. Nielsen, R. O. *Sonar Signal Processing [Text]* / R. O. Nielsen. – Northwood : Artech House, 1990. – 520 p.
4. Benesty, J. *Time Delay Estimation via Minimum Entropy [Text]* / J. Benesty, Y. Huang, J. Chen // *IEEE Signal Processing Letter*. – 2007. – Vol. 14, № 3. – P. 157–160.
5. Bai, M. R. *Acoustic Array Systems: Theory, Implementation and Applications [Text]* / M. R. Bai, J-G. Ih, J. Benesty. – New York : Wiley-IEEE Press, 2014. – 536 p.
6. Talantzis, F. *Audio-Visual Active Speaker Tracking In Cluttered [Text]* / F. Talantzis, A. Pnevmatikakis, A. Constantinides // *Indoors Environments, Fellow IEEE Journal of systems, man, and cybernetics. Part B: Cybernetics*. – 2007. – P. 1–9.
7. Gonzalez, J. G. *Robust techniques for wireless communications in non-Gaussian environments [Text]* / J. G. Gonzalez. – New York, 1997. – 169 p.
8. *Time Delay Estimation for Noise-Like Wideband Signals in Non-Gaussian Environment [Text]* / A. Roenko, D. Kurkin, V. Lukin, I. Djurovic // *IEEE Mediterranean Conference on Embedded Computing*.

MECO'2012 : proceedings, June 19–21, 2012, Bar, Montenegro. – [S. l.], 2012. – P. 100–103.

9. Time Delay Estimation for Noise-Like Wideband Signals Embedded in Non-Gaussian Noise Using Robust DFT [Text] / A. Roenko, D. Logachev, V. Lukin, I. Djurovic // IEEE Mediterranean Conference on Embedded Computing. MECO'2015 : proceedings, June 2015, Budva, Montenegro. – [S. l.], 2015. – P. 335–338.

10. 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. – № 6. – 17 p. – Access mode: <http://asp.urasipjournals.com/content/pdf/1687-6180-2010-595071.pdf>.

DOI: 10.1155/2010/595071.

11. Достоинства и приложения робастного дискретного преобразования Фурье [Текст] / И. Джурович, А. Зеленский, В. Лукин, А. Роеико, М. Симеунович // Физические основы приборостроения. – 2014. – Т. 3, № 1. – С. 26–41.

12. Djurović, I. Realization of the robust filters in the frequency domain [Text] / I. Djurović, Lj. Stanković // IEEE Signal Processing Letter. – 2002. – Vol. 9, № 10. – P. 333–335.

13. Djurovic, I. Estimation of single tone signal frequency by using the L-DFT [Text] / I. Djurovic, V. Lukin // Signal Processing. – 2007. – Vol. 87. – P. 1537–1544.

14. Хьюбер, Дж. Робастность в статистике [Текст] / Дж. Хьюбер. – М. : Мир, 1984. – 304 с.

15. Noise Identification and Estimation of its Statistical Parameters by Using Unsupervised Variational Classification [Text] / B. Vozel, K. Chehdi, L. Klaine, V. Lukin, S. Abramov // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. ICASSP'2006 : proceedings, May 14–19, 2006, Toulouse, France. – [S. l.], 2006. – Vol. II. – P. 841–844. DOI: 10.1109/ICASSP.2006.166047.

16. Adaptation of Sample Myriad Tunable Parameter to Characteristics of SaS Distribution [Text] / V. Lukin, A. Roenko, S. Abramov, I. Djurovic // IEEE 12th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. MMET'2008 : conf. proc., June 29 – July 02, 2008, Odessa, Ukraine. – Odessa, 2008. – P. 418–420. DOI: 10.1109/MMET.2008.4581014.

17. Djurovic, I. Removal of α -stable Noise in Frequency Modulated Signals Using Robust DFT Forms [Text] / I. Djurovic, V. Lukin, A. Roenko // Telecommunications and Radio Engineering. – 2004. – Vol. 61, № 7. – P. 574–590.

DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v61.i7.20

18. Robust DFT Based on Adaptive Censored Estimate for FM Signal Processing in Non-Gaussian Noise Environment [Text] / V. Lukin, A. Roenko,

I. Djurovic, L. Stankovic // IEEE 9th International Symposium on Signal Processing and its Applications. ISSPA'2007 : proceedings, 12–15 Febr. 2007, Sharjah, United Arab Emirates. – [S. l.], 2007. – P. 764–767. DOI: 10.1109/ISSPA.2007.4555465.

19. Roenko, A. Two approaches to adaptation of sample myriad to characteristics of SaS distribution data [Text] / A. Roenko, V. Lukin, I. Djurovic // Signal Processing. – 2010. – Vol. 90, № 7. – P. 2113–2123.

20. Samorodnitsky, G. Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance (Stochastic Modeling Series) [Text] / G. Samorodnitsky, M. Taqqu. – New York : Chapman and Hall/CRC, 1994. – 417 p.

21. Nolan, J. P. Stable Distributions: Models for Heavy-Tailed Data [Text] / J. P. Nolan. – Boston : Birkusher, 2005. – 364 p.

22. Robust DFT-based Signal Processing for Vegetation Clutter Suppression in Ground Surveillance Doppler Radars [Text] / A. Roenko, V. Lukin, A. Totsky, I. Djurovic, J. Astola // Telecommunications and Radio Engineering. – 2011. – Vol. 70, № 18. – P. 1659–1672.

23. Chambers, J. M. A Method for Simulating Stable Random Variables [Text] / J. M. Chambers, C. L. Mallows, B. W. Stuck // JASA. – 1976. – Vol. 71, № 354. – P. 340–344.

References

1. Carter, G. Coherence and Time Delay Estimation – An Applied Tutorial for Research, Development, Test, and Evaluation Engineers. Piscataway, NJ, IEEE-Press, 1993. 518 p.

2. Ianniello, J. P. Time delay estimation via cross-correlation in the presence of large estimation errors. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing, 1982, vol. ASSP-3, no. 6, pp. 998–1003.

3. Nielsen, R. O. Sonar Signal Processing. Northwood, Artech House, 1990. 520 p.

4. Benesty, J. Huang, Y., Chen, J. Time Delay Estimation via Minimum Entropy. IEEE Signal Processing Letter, 2007, vol. 14, no. 3, pp. 157–160.

5. Bai, M. R., Ih, J-G. Benesty, J. Acoustic Array Systems: Theory, Implementation and Applications. New York, Wiley-IEEE Press, 2014. 536 p.

6. Talantzis, F., Pnevmatikakis, A., Constantinides, A. Audio-Visual Active Speaker Tracking In Cluttered. Indoors Environments, Fellow IEEE Journal of systems, man, and cybernetics. Part B: Cybernetics, 2007, pp. 1–9.

7. Gonzalez, J. G. Robust techniques for wireless communications in non-Gaussian environments. New York, 1997. 169 p.

8. Roenko, A., Kurkin, D., Lukin, V., Djurovic, I. Time Delay Estimation for Noise-Like Wideband Signals in Non-Gaussian Environment. *Proceedings of IEEE MECCO'2012*, June 19-21, 2012, Bar, Montenegro, 2012, pp. 100-103.
9. Roenko, A., Logachev D., Lukin V., Djurovic I. Time Delay Estimation for Noise-Like Wideband Signals Embedded in Non-Gaussian Noise Using Robust DFT. *Proceedings of IEEE MECCO'2015*, June 2015, Budva, Montenegro, 2015, pp. 335-338.
10. Roenko, A. A., Lukin, V. V., Djurovic, I. An Overview of the Adaptive Robust DFT. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010, no 6, 17 p. Available at: <http://asp.eurasipjournals.com/content/pdf/1687-6180-2010-595071.pdf> (accessed 22.09.2017). doi: 10.1155/2010/595071.
11. Djurovic, I., Zelenskii, A., Lukin, V., Roenko, A., Simeunovic, M. Dostoinstva i prilozheniia robastnogo diskretnogo preobrazovaniia Fure. *Fizicheskie osnovy priborostroeniia*, 2014, vol. 3, no 1, pp. 26-41. (In Russian).
12. Djurović, I., Stanković, Lj. Realization of the robust filters in the frequency domain. *IEEE Signal Processing Letter*, 2002, vol. 9, no. 10, pp. 333-335.
13. Djurovic, I., Lukin V. Estimation of single tone signal frequency by using the L-DFT. *Signal Processing*, 2007, vol. 87, pp. 1537-1544.
14. Huber, J. *Robastnost' v statistike* [Robust statistics]. Moscow, Mir Publ., 1984. 304 p. (In Russian).
15. Vozel, B., Chehdi, K., Klaine, L., Lukin, V., Abramov, S. Noise Identification and Estimation of its Statistical Parameters by Using Unsupervised Variational Classification. *Proceedings of IEEE ICASSP'2006*, May 14-19, 2006, Toulouse, France, 2006, vol. II, pp. 841-844. doi: 10.1109/ICASSP.2006.166047.
16. Lukin V., Roenko, A., Abramov, S., Djurovic, I. Adaptation of Sample Myriad Tunable Parameter to Characteristics of S α S Distribution. *Proceedings of IEEE MMET'2008*, June 29-July 02, 2008, Odessa, Ukraine, 2008, pp. 418-420. doi: 10.1109/MMET.2008.4581014.
17. Djurovic, I., Lukin, V., Roenko, A. Removal of α -stable Noise in Frequency Modulated Signals Using Robust DFT Forms. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2004, vol. 61, no. 7, pp. 574-590. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v61.i7.20.
18. Lukin, V., Roenko, A., Djurovic, I., Stankovic, L. Robust DFT Based on Adaptive Censored Estimate for FM Signal Processing in Non-Gaussian Noise Environment. *Proceedings of IEEE ISSPA'2007*, 12-15 February, 2007, Sharjah, United Arab Emirates, 2007, pp. 764-767. doi: 10.1109/ISSPA.2007.4555465.
19. Roenko, A., Lukin, V., Djurovic, I. Two approaches to adaptation of sample myriad to characteristics of S α S distribution data. *Signal Processing*, 2010, vol. 90, no. 7, pp. 2113-2123.
20. Samorodnitsky, G., Taqqu, M. *Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance (Stochastic Modeling Series)*. New York, Chapman and Hall/CRC, 1994. 417 p.
21. Nolan, J. P. *Stable Distributions: Models for Heavy-Tailed Data*. Boston, Birkusher, 2005. 364 p.
22. Roenko, A., Lukin, V., Totsky, A., Djurovic, I., Astola, J. Robust DFT-based Signal Processing for Vegetation Clutter Suppression in Ground Surveillance Doppler Radars. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2011, vol. 70, no. 18, pp. 1659-1672.
23. Chambers, J. M., Mallows, C. L., Stuck, B. W. A Method for Simulating Stable Random Variables. *JASA*, 1976, vol. 71, no. 354, pp. 340-344.

Поступила в редакцію 5.09.2017, рассмотрена на редколлегии 14.09.2017

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

В. О. Олійник, В. В. Лукін

Розроблено модифікований метод оцінювання взаємної затримки та напрямку приходу випадкових широкополосних сигналів в умовах їх прийому двома рознесеними сенсорами на тлі негаусових завад. Метод і відповідні алгоритми базуються на робастному дискретному перетворенні Фур'є (ДПФ), що застосовується в обох каналах прийому. Для запропонованих модифікацій в якості робастних оцінок використовується або оцінка Ходжема-Лемана, або одна з простих адаптивних стійких оцінок. Проведено порівняння ефективності модифікацій з розробленими раніше підходами на основі медіанної та альфа-урізаної форм ДПФ, а також класичним методом. Використано процеси з симетричним альфа-стабільним розподілом в якості моделі негаусових завад. Головну увагу при аналізі точності приділено ймовірності аномальних оцінок затримки.

Ключові слова: оцінка затримки, робастне ДПФ, рознесені сенсори, негаусові завади.

MODIFIED METHOD FOR SIGNAL DELAY ESTIMATION USING ROBUST DFT

V. Oliinyk, V. Lukin

Modified method for estimating delay and direction of arrival for random wideband signals received by two displaced sensors and corrupted by non-Gaussian noise is designed. The method and corresponding algorithms are based on robust discrete Fourier transform (RDFT) applied in both reception channels instead of standard discrete or fast Fourier transform. The reason for applying the RDFT is to remove impulsive noise component from data. For the proposed modifications, Hodges-Lehman estimate and one simple adaptive estimate are used as robust estimates to determine spectra in both reception channels and, then, to obtain robust estimate of cross-spectrum. After this, cross-correlation function is obtained as inverse DFT from cross-spectrum estimate. Efficiency comparison is carried out for the proposed modifications and approaches designed earlier based on non-adaptive robust estimates as median and alpha-trimmed forms of DFT as well as classic approach. It is assumed that informative process can be modelled as Gaussian process with cut-off frequency smaller than for additive noise. Processes with symmetric alpha-stable distributions are employed as models of non-Gaussian noise where parameter α that relates to tail heaviness is varied in rather wide limits to simulate possible practical situations of different impulsivity of non-Gaussian noise. Noise intensity is varied by changing the parameter γ of symmetric α -stable process. The main attention in accuracy analysis is paid to probability of abnormal estimates of delay which is desired to be minimized. It is shown that the proposed modifications provide better estimation of time delay and direction of signal arrival in terms of abnormal error probability for practical situations when noise has heavy tail distribution and signal-to-noise ratio is low. Whilst for Gaussian noise with $\alpha=2$ the classic method of signal processing is still the best, the proposed modifications perform considerably better for $\alpha=1.8$, $\alpha=1.6$, and $\alpha=1.4$ the results for which are presented in plots. The proposed modifications, in general, also perform better than processing based on median and alpha-trimmed forms of RDFT.

Keywords: delay estimate, robust DFT, displaced sensors. Non-Gaussian noise.

Олейник Вячеслав Алексеевич – магистр каф. «Приема, передачи и обработки сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: oleynik.vch@gmail.com.

Лукин Владимир Васильевич – д-р техн. наук, проф., зав. каф. «Приема, передачи и обработки сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: lukin@ai.kharkov.com.

Viacheslav O. Oliinyk – MD student of Dept of "Transmitters, Receivers and Signal Processing", National Aerospace University named after N. E. Zhukovsky "KhAI", Kharkiv, Ukraine, e-mail: salivan13@gmail.com.

Vladimir V. Lukin – Doctor of Science on Engineering, Professor, Head of Dept of "Transmitters, Receivers and Signal Processing", National Aerospace University named after N. E. Zhukovsky "KhAI", Kharkiv, Ukraine, e-mail: lukin@ai.kharkov.com.