

УДК 621.396:681.34

КОМБИНИРОВАННЫЙ БИСПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ МАЛОГО ОСШ

А.А. Зеленский *

Доктор технических наук, профессор, заведующий
кафедрой

В.В. Лукин *

Доктор технических наук, профессор, заместитель
заведующего кафедрой по НИР

Д.В. Февралёв *

Аспирант кафедры

Кафедра Приема, передачи и обработки сигналов,
Национальный Аэрокосмический Университет
им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»
61070, Харьков, ул. Чкалова 17
Контактный тел. (057) 707-48-41
E-mail: lukin@ai.kharkov.com

Рассмотрена задача восстановления формы сигнала по набору независимых реализаций в условиях низкого отношения сигнал-шум (ОСШ). Предложен комбинированный подход, основанный на двухэтапной биспектрально-корреляционной обработке. Показаны преимущества данного подхода по сравнению с существующими корреляционным и биспектральным методами

1. Введение

В различных радиотехнических приложениях нередко возникают ситуации, для которых необходимо производить оценивание формы и параметров полезного сигнала. Подобные задачи характерны для таких приложений, как радио- [1, 2] и гидролокация [3], оптическая и радиоастрономия [4], диагностические медицинские системы [5]. В случае, если входное отношение сигнал/шум (ОСШ) велико, решение данной задачи обычно не вызывает затруднений, и существует ряд известных эффективных методов. Однако, если ОСШ мало и, кроме того, наблюдаются случайные сдвиги сигнальной составляющей для наблюдаемых реализаций, восстановление формы сигнала с приемлемой точностью может стать серьезной проблемой, вплоть до полной неработоспособности существующих методов.

Среди подходов, достаточно хорошо изученных в теоретическом плане, которые обеспечивают на практике эффективное подавление помех при решении задач обнаружения и оценивания параметров сигналов, отметим, в первую очередь, методы винеровской и инверсной фильтрации [6], методы линейной и нелинейной фильтрации в скользящем окне [7, 8] и ряд других. В случае, если мы имеем в своем распоряжении несколько независимых зашумленных реализаций, имеется возможность произвести когерентное накопление, тем самым, увеличив ОСШ пропорционально числу реализаций. Однако, если кроме аддитивных помех, присутствуют другие деструктивные факторы, например, случайные или неизвестные детерминированные смещения полезного сигнала (без изменения его формы) по временной или пространственной

оси от одной реализации к другой, метод когерентного накопления оказывается неэффективным.

Указанная выше ситуация имеет место, в частности, при идентификации типов целей по радиолокационным наблюдениям, используя так называемый дальностный портрет (ДП) [1, 2], формируемый радиолокаторами высокого разрешения. При этом для улучшения оценки ДП применяют вторичную обработку нескольких последовательных реализаций принятого сигнала после его первичной обработки.

При больших дальностях до объектов или малых ЭПР целей ОСШ на входе системы и, соответственно, на выходе блока первичной обработки оказывается недостаточным для надежной идентификации объектов по их ДП. Применению методов линейной фильтрации препятствует то, что обычно в подобных приложениях полностью неизвестными являются параметры сигнала (форма ДП подлежит оцениванию), а априорные сведения о статистических характеристиках помех (например, их дисперсии) ограничены.

В таких условиях достаточно хорошо зарекомендовал себя биспектральный метод [1, 4], и его модификации, разработанные в последние годы [2, 9-12]. Отличительной особенностью биспектральных методов по сравнению с обычным корреляционным анализом является способность сохранения информации о фазовой компоненте обрабатываемого сигнала, благодаря чему возможно последующее восстановление формы сигнала. Также биспектр инвариантен к сдвигу обрабатываемого сигнала, что делает возможным существенное подавление аддитивного шума при наличии достаточного числа реализаций. Благодаря данным свойствам биспектральный метод позволяет подавлять шум при сохранении приемлемого уровня детали-

зации полезного сигнала, при существенно более низком ОСШ, чем линейные и нелинейные методы фильтрации.

Другой метод, позволяющий производить квази-когерентное накопление реализаций, может основываться на определении взаимных задержек по максимуму взаимнокорреляционной функции (ВКФ) с последующим устранением данных задержек (в дальнейшем корреляционный метод). Однако, согласно результатам предварительного анализа [13] корреляционный метод резко теряет работоспособность при малом ОСШ, что может существенно ограничить его применимость для решения рассматриваемой задачи.

В связи с вышеизложенным, целью данной статьи является сравнительный анализ точностных характеристик корреляционного и биспектрального методов восстановления формы сигнала и разработка комбинированного метода вторичной обработки сигналов в условиях малого входного ОСШ, который превосходил бы по эффективности существующие методы.

2. Модельные представления и метод обработки на основе ВКФ

Рассмотрим более подробно процедуру получения оценки формы истинного сигнала при помощи корреляционного метода. В обобщенном виде, предположим, что исходный информационный детерминированный одномерный сигнал $s(i)$ представлен совокупностью отсчетов, число которых $i=0,1,2,...,I-1$ ограничено интервалом наблюдения в измерительной системе. При этом тройная корреляционная функция (ТАКФ) [1] сигнала полагается отличной от нуля. Кроме того, для рассматриваемого приложения можно предположить, что сигнал $s(i)$ $i=0,1,2,...,I-1$ характеризуется некоторыми специфическими свойствами. В частности, существуют области $i=0,1,...,i_{\min}$ и $i=i_{\max},...,I-1$, для которых значения $s(i)=0$, причем $(i_{\max}-i_{\min})/I$ существенно меньше единицы (обычно имеет порядок 0,1...0,2). Примеры тестовых сигналов, для которых выполняются указанные ограничения, приведены на рис. 1, а и 2, а.

Предполагается, что на вход системы обработки поступает совокупность из M независимых реализаций сигнала, искаженного аддитивным шумом и случайным сдвигом сигнала. При этом каждая m -я ($m=1,2,...,M$) реализация $x^{(m)}(i)$ содержит полезный сигнал неизвестной, но неизменной для всех реализаций формы $s(i)$, которую необходимо восстановить.

Таким образом, m -я реализация $x^{(m)}(i)$ может быть представлена в виде:

$$x^{(m)}(i) = s(i - \tau^{(m)}) + n^{(m)}(i), \tag{1}$$

где $n^{(m)}(i)$ – m -я реализация аддитивного шума с нулевым средним, который в дальнейшем полагается нами белым, стационарным и гауссовым с неизвестной, но примерно одинаковой для всех реализаций дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^{(m)2}$; $\tau^{(m)}$ – случайный целочисленный сдвиг исходного информационного сигнала $s(i)$. Помеха в (1) полагается некоррелированной с сигналом $s(i)$.

Как уже отмечалось, наличие случайного сдвига $\tau^{(m)}$ делает невозможным использование усреднения (когерентного накопления) принятых реализаций с целью подавления помех и восстановления формы сигнала. Одним из возможных квазиоптимальных подходов является использование корреляционного метода по аналогии с тем,

как это выполняется, например, в пассивных системах формирования голографических изображений [3]. Одну из принятых реализаций, например, первую, можно выбрать в качестве опорной, относительно которой затем оценить сдвиг сигнальной составляющей в других реализациях путем расчета взаимно-корреляционных функций (ВКФ) и определения по ВКФ оценок взаимных задержек остальных реализаций $t^{(1,m)}$ ($m=2...M$) по максимуму ВКФ

$$\hat{t}^{(1,m)} = \arg \max_n \{ \hat{R}^{(1,m)}(n) \}, \tag{2}$$

где $\{ \hat{R}^{(1,m)}(n), n = -N_{\max}, N_{\max} \}$ – оценка ВКФ первой и m -й реализаций, N_{\max} – параметр, который определяет область индексов отсчетов ВКФ, в которой осуществляется ее анализ при поиске максимального значения.

Отметим, что в большинстве современных систем цифровой обработки сигналов для расчета ВКФ используют методику, предполагающую расчет текущих Фурье-спектров и взаимного спектра обрабатываемых процессов.

Затем, используя полученные значения $\hat{t}^{(1,m)}$, устраняется взаимный сдвиг между реализациями путем циклического сдвига $x^{(m)}(i)$ ($m=2...M$), и в качестве оценки формы истинного сигнала принимается

$$\hat{s}(i) = x^{(1)}(i) + \frac{1}{M-1} \sum_{m=2}^M \{ x^{(m)}(i + \hat{t}^{(1,m)}) \}. \tag{3}$$

Отметим, что положение информационной компоненты $\hat{s}(i)$ в этом случае существенно зависит от $\tau^{(1)}$.

Рассмотрим более подробно процедуру расчета ВКФ на примере расчета ВКФ двух сигналов $x^{(1)}$ и $x^{(m)}$. При этом учтем, что

$$\hat{R}^{(1,m)} = F^{-1} \{ \hat{S}^{(1,m)}(\omega) \}, \tag{4}$$

где $F^{-1}\{...\}$ – операция обратного преобразования

Фурье, а $\hat{S}^{(1,m)}(\omega)$ – взаимный спектр первой и m -й реализаций

$$\hat{S}^{(1,m)}(\omega) = \dot{X}^{(1)}(\omega) \cdot \dot{X}^{*(m)}(\omega), \tag{5}$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения, а $\dot{X}^{(1)}(\omega), \dot{X}^{(m)}(\omega)$ – соответственно текущие спектры первой и m -й реализаций.

С учетом того, что $\dot{X}^{(1)}(\omega) = \dot{S}(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_1} + \dot{N}^{(1)}(\omega)$ и

$\dot{X}^{(m)}(\omega) = \dot{S}(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_m} + \dot{N}^{(m)}(\omega)$, где $\dot{S}(\omega), \dot{N}^{(m)}(\omega)$ – соответственно комплексный спектр сигнальной составляющей и текущий спектр помехи для m -й реализации, выражение (5) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \hat{S}^{(1,m)}(\omega) &= (\dot{S}(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_1} + \dot{N}^{(1)}(\omega)) \cdot (\dot{S}^*(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau_m} + \dot{N}^{*(m)}(\omega)) = \\ &= |\dot{S}(\omega)|^2 \cdot e^{j\omega(\tau_1 - \tau_m)} + \dot{S}(\omega) \cdot \dot{N}^{*(m)}(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_1} + \\ &+ \dot{S}^*(\omega) \cdot \dot{N}^{(1)}(\omega) \cdot e^{j\omega\tau_m} + \dot{N}^{(1)}(\omega) \cdot \dot{N}^{*(m)}(\omega) \end{aligned} \tag{6}$$

Анализируя (6), можно заметить, что первое слагаемое определяется энергетическим спектром сигнальной составляющей и взаимным сдвигом реализаций. Последующие три слагаемые обусловлены присутствием помех. Очевидно, что чем больше уровень помех, присутствующих в принятых реализациях, тем большим будет их вклад в оценку ВКФ [13]. При этом по мере уменьшения входного ОСШ вклад последнего слагаемого в (6) резко возрастает.

Помехи, присутствующие в наблюдаемых реализациях, приводят к появлению как нормальных, так и аномальных оценок взаимной задержки. Нормальными оценками взаимной задержки считаются обычно такие оценки, для которых величина ошибки определения истинной задержки меньше половины ширины главного лепестка сигнальной составляющей ВКФ. В противном случае ошибки полагаются аномальными.

Начиная с некоторого значения ОСШ, зависящего от параметров конкретного сигнала и помех, при его уменьшении происходит резкое возрастание числа аномальных оценок. В этом случае уже нельзя достоверно определить взаимное смещение для большинства реализаций. Вследствие этого псевдокогерентное накопление не происходит и следует ожидать резкого ухудшения качества оценок формы сигнала.

Для более надежного решения рассматриваемой задачи возможны, по крайней мере, два подхода: увеличение входного ОСШ и предварительная обработка $\{x^{(l)}(i)\}$ с целью подавления помех. Очевидно, что осуществление первого варианта связано с определенными техническими сложностями и может быть реализовано далеко не во всех случаях. Второй подход в простейшем случае может быть реализован путем предварительной фильтрации $\{x^{(l)}(i)\}$. Однако, при отсутствии априорных сведений о форме сигнальной составляющей и уровне помех очень сложно предложить такой алгоритм фильтрации $\{x^{(l)}(i)\}$, который гарантированно обеспечивал бы эффективное подавление помех. Это интуитивно видно из визуального анализа реализаций, приведенных на рис. 1, б и 2, б.

Тем не менее, предположим, что в качестве опорной используется реализация $x^{(ref)}=s(i-\tau^{(ref)})+n^{(ref)}(i)$, полученная тем или иным методом, причем дисперсия процесса $\{n^{(ref)}(i)\}$ гораздо меньше, чем дисперсия $\{n^{(l)}(i)\}$. Тогда (6) преобразуется к виду

$$\hat{S}^{(l,m)}(\omega) \approx |\hat{S}(\omega)|^2 \cdot e^{j\omega(\tau_l-\tau_m)} + \hat{S}(\omega) \cdot \hat{N}^{*(m)}(\omega) \cdot e^{j\omega(\tau_l)} \quad (7)$$

вследствие чего, как следует из сравнения (6) и (7), степень проявления помех в оценке ВКФ уменьшается и следует ожидать повышения точности оценок взаимной задержки.

В качестве тестовых рассматривались два однотипных сигнала $s_1(i)$ и $s_2(i)$, состоящие из двух импульсов прямоугольной формы положительной полярности с амплитудами 2 и 6 (см. рис. 1, а и 2, а). Длительности импульсов были выбраны одинаковыми и составляли $\Delta t=3$ и 7 отсчетов для первого и второго сигналов соответственно. Мощности этих сигналов, рассчитываемые как

$$P_s = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \left[s(i) - \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} s(i) \right]^2$$

соответственно равны $P_{s1}=0,46$ и $P_{s2}=1,05$. Интервал между импульсами во всех случаях задавался постоянным и равным 5 отсчетам.

Тестовый сигнал подвергался случайному смещению, меняющемуся от реализации к реализации, с девиацией $\tau_{max}=24$ отсчета при $I=256$. В каждом статистическом эксперименте обрабатывалось $M=200$ независимых реализаций. Каждый эксперимент повторялся $K=30$ раз.

В процессе моделирования тестовые сигналы подвергались воздействию белого аддитивного гауссового шума с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{inp}^{(m)2}$ принимав-

шей значения 0,3, 0,5, 1, 2, 3, 5, 10, что соответствовало значениям входного ОСШ ($SNR_{inp} = P_s / \sigma_{inp}^2$), равным 1,53, 0,92, 0,46, 0,23, 0,15, 0,09, 0,05 для первого тестового сигнала и 3,50, 2,10, 1,05, 0,53, 0,35, 0,21, 0,11 для второго тестового сигнала.

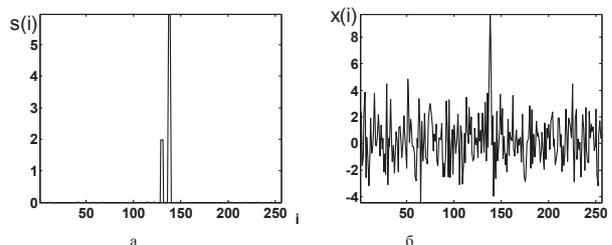


Рисунок 1. Исходный тестовый сигнал $s_1(i)$ (а) и одна из реализаций $x_1^{(m)}(i)$ (б) при $\sigma_{inp}^2=3$, ОСШ_{ВХ}=0,15

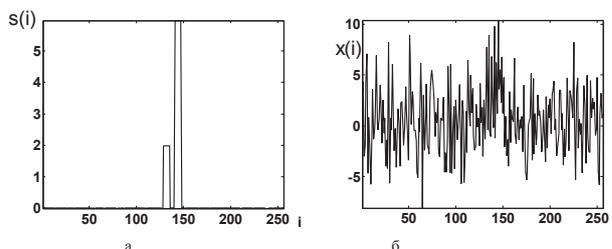


Рисунок 2. Исходный тестовый сигнал $s_2(i)$ (а) и одна из реализаций $x_2^{(m)}(i)$ (б) при $\sigma_{inp}^2=10$, ОСШ_{ВХ}=0,11

На рис.3 представлена автокорреляционная функция (АКФ) тестового сигнала $s_1(i)$ (рис.3, а), а также ВКФ двух реализаций $x_1^{(m)}(i)$ (рис.3, б). АКФ имеет ярко выраженный максимум, более чем в 3 раза превышающий боковые лепестки. Однако, при высоком уровне шума ($\sigma_{inp}^2=3$) оценка ВКФ становится очень зашумленной и имеет много сравнимых по амплитуде локальных максимумов. В таких сигнально-помеховых ситуациях велика вероятность появления аномальных оценок взаимной задержки. В частности, для ВКФ на рис. 3, б максимум ВКФ имеет место для $n=-21$ в то время как истинное значение $t^{(l,m)}=2$.

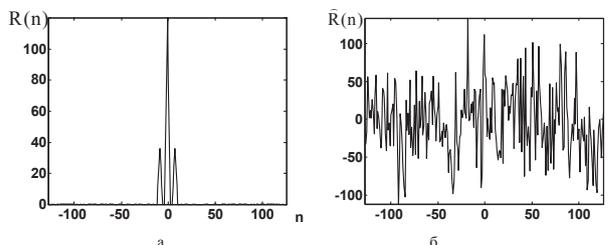


Рис.3 АКФ тестового сигнала $s_1(i)$ (а), и ВКФ двух реализаций $x_1^{(m)}(i)$ (б) при $\sigma_{inp}^2=3$, ОСШ_{ВХ}=0,15 $\hat{R}(n)$

3. Биспектральная обработка и сравнение эффективности рассматриваемых методов

Комбинированный биспектрально-фильтровой метод подробно описан в работах [10-12], поэтому ниже приведем лишь его основные этапы:

1) получение M выборочных оценок биспектра $\hat{B}_X^{(m)}(p,q)$ прямым методом [4] в виде тройного произведения преобразований Фурье временных последовательностей (1)

$$\hat{X}_X^{(m)}(p, q) = \dot{X}^{(m)}(p) \cdot \dot{X}^{(m)}(q) \cdot \dot{X}^{(m)}(-p - q). \quad (8)$$

где $\dot{X}^{(m)}(\dots)$ – прямое дискретное преобразование Фурье от $x^{(m)}(i)$; $p=0,1,\dots,I-1$ и $q=0,1,\dots,I-1$ – индексы независимых частот в биспектральной области;

2) накопление оценок (8) и получение усредненной оценки биспектра (ОБ) $\hat{B}(p, q)$ для всех реализаций;

3) применение рекурсивного алгоритма [4] восстановления оценок амплитудного $|\hat{S}_{\text{bisp}}(r)|$ и фазового $\hat{\phi}_{\text{bisp}}(r)$ ($r=0,1,\dots,I-1$) Фурье-спектров из

$$\hat{B}(p, q) = |\hat{B}(p, q)| \cdot e^{j\hat{\gamma}(p, q)};$$

4) фильтрация комплексного Фурье-спектра $\hat{S}_{\text{bisp}}(r)$ с получением $\hat{S}_{\text{bisp}}^{\text{filt}}(r)$;

5) обратное преобразование Фурье для восстановления формы сигнала $\hat{s}(i)$ из $\hat{S}_{\text{bisp}}^{\text{filt}}(r)$.

Исследования, проведенные в работах [10-12] показали, что для рассматриваемых типов сигналов на этапе 4) наиболее эффективно применение адаптивного ДКП-фильтра [11] с блоком фильтрации $N_b=16$ отсчетов и настроечным параметром фильтра $\beta=4$. Суть адаптации заключается в вычислении порога фильтра по значению оценки локального среднеквадратического отклонения, рассчитываемой внутри блока фильтрации: $\hat{\sigma}_r = 1,483 \cdot \text{med}\{|W_r(y)|\}$, где $\text{med}\{\dots\}$ – значение медианы выборки, $W_r(y)$ – спектральный коэффициент ДКП для

блока с координатами $(r_0=r-\frac{N_b}{2}+1, r-\frac{N_b}{2}+2, \dots, r+\frac{N_b}{2})$;

N_b – размер обрабатываемого блока.

При анализе эффективности восстановления сигнала нами рассчитывалась и анализировалась выходная дисперсия флуктуаций, усредненная по всем экспериментам

$$\sigma_{\text{out}}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sigma_{\text{out } k}^2, \text{ где } \sigma_{\text{out } k}^2 = \min_t \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} [(\hat{s}_k(i) - s(i-t)) - \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} (\hat{s}_k(i) - s(i-t))]^2$$

и $\hat{s}_k(i)$ – оценка восстановленного сигнала, полученная в k -м эксперименте ($k=1, \dots, K$, где K – количество экспериментов); t – смещение, введенное в расчет ошибки с учетом случайного сдвига $\hat{s}_k(i)$ относительно $s(i)$.

Проведем сравнение эффективности применения следующих методов:

- 1) корреляционный метод, описываемый выражениями (2) и (3);
- 2) комбинированный биспектрально-фильтровой метод [11].

Данные эксперимента сведены в табл.1.

Таблица 1

Зависимость σ_{out}^2 от ОСШ_{вх} для методов 1 и 2

	первый тестовый сигнал					
	1,53	0,92	0,46	0,23	0,15	0,09
метод 1	0,001	0,002	0,009	0,060	0,164	0,345
метод 2	0,029	0,033	0,043	0,050	0,057	0,077
	второй тестовый сигнал					
	2,10	1,05	0,53	0,35	0,21	0,11
метод 1	0,003	0,009	0,040	0,075	0,153	0,478
метод 2	0,035	0,038	0,057	0,061	0,077	0,125

Анализируя данные таблицы 1, можно отметить, что корреляционный метод (метод 1) является более предпочтительным при достаточно большом входном

ОСШ. Для обоих тестовых сигналов при $\text{ОСШ}_{\text{вх}} > 1$ выполняется приближенное равенство $\sigma_{\text{out}}^2 \approx \sigma_{\text{inp}}^2 / M$. Это свидетельствует о том, что происходит практически когерентное суммирование реализаций, для которых предварительно устранен их взаимный сдвиг $t^{(1,m)}$. При применении биспектрального метода (метод 2) в условиях при $\text{ОСШ}_{\text{вх}} > 1$ значения σ_{out}^2 гораздо больше, чем для метода 1. Это обусловлено свойствами биспектрального метода – его неспособностью идеально восстановить форму сигнала даже при отсутствии помех.

Однако при уменьшении значения $\text{ОСШ}_{\text{вх}}$ до значений, существенно меньших единицы, наблюдается обратная картина, и метод 2 становится более эффективным по сравнению с методом 1. Для $s_1(i)$ метод 2 обеспечивает лучшее восстановление формы сигнала при $\text{ОСШ}_{\text{вх}} \leq 0,23$, а для $s_2(i)$ – при $\text{ОСШ}_{\text{вх}} \leq 0,35$. Важным результатом является тот факт, что продемонстрирована лучшая эффективность метода 2 при низких $\text{ОСШ}_{\text{вх}}$, что будет использовано ниже.

На рис. 4 и 5 приведены графики, иллюстрирующие эффективность работы исследуемых методов соответственно для первого и второго тестовых сигналов. Сравнивая между собой полученные оценки формы сигнала, можно заметить, что при применении метода 1 (рис. 4, а и рис 5, а) наблюдается высокий уровень остаточной помехи, а также присутствует заметное искажение сигнала, проявляющееся в существенном (примерно в два раза) уменьшении амплитуды максимумов в $\hat{s}_1(i)$ относительно $s_1(i)$. В противоположной помехи является незначительным, а амплитуды импульсов и форма $\hat{s}_1(i)$, в целом, незначительно отличаются от $s_1(i)$.

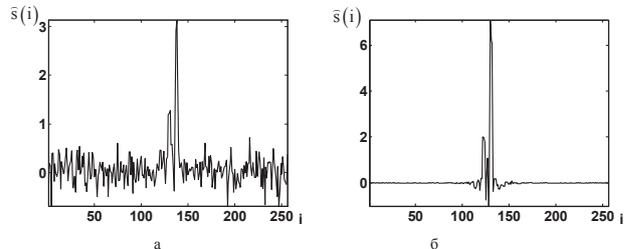


Рисунок 4. Результат применения метода 1 (а) и метода 2 (б) к $x_1^{(m)}(i)$ ($m=1..M$) при $\sigma_{\text{inp}}^2=3$, $\text{ОСШ}_{\text{вх}}=0,15$

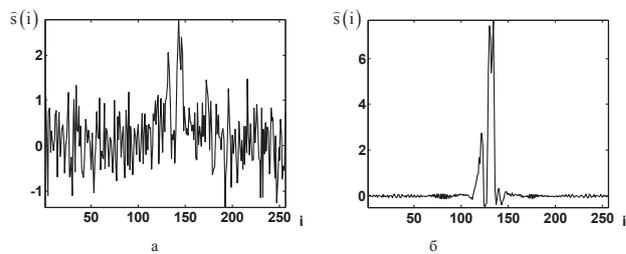


Рисунок 5. Результат применения метода 1 (а) и метода 2 (б) к $x_2^{(m)}(i)$ ($m=1..M$) при $\sigma_{\text{inp}}^2=10$, $\text{ОСШ}_{\text{вх}}=0,11$

Таким образом, можно заключить, что в практически важных ситуациях низкого входного ОСШ комбинированный биспектрально-фильтровой метод является более предпочтительным к применению.

4. Комбинированный биспектрально-корреляционный метод

Однако возможны ситуации, когда необходимо получить большее увеличение выходного ОСШ, чем способен обеспечить комбинированный биспектрально-фильтровой метод. Одним из возможных решений может являться использование модификации корреляционного метода.

Предлагаемая модификация состоит в следующем. В качестве опорного сигнала $\{x^{(ref)}(i)\}$ вместо использования одной из реализаций предлагается использовать оценку $\hat{s}(i)$, полученную комбинированным биспектрально-фильтровым методом. Иными словами, комбинированный биспектрально-фильтровой метод применяется в качестве предобработки. Далее, используя полученную оценку, фактически реализуются те же операции, что и для описанного в разделе 2 корреляционного метода.

Более подробно – комбинированный метод предполагает выполнение следующих операций:

– вычисление взаимного спектра $\hat{S}_{bisp}^{filt}(\omega)$ и $\hat{X}^{*(m)}(\omega)$

$$\hat{S}^{(ref,m)}(\omega) = \hat{S}_{bisp}^{filt}(\omega) \cdot \hat{X}^{*(m)}(\omega) \quad m=1..M; \quad (8)$$

– получение оценки ВКФ при помощи обратного Фурье-преобразования из (8)

$$\hat{R}^{(ref,m)} = F^{-1} \left\{ \hat{S}^{(ref,m)}(\omega) \right\}; \quad (9)$$

– расчет взаимных задержек $\hat{t}^{(ref,m)}$ по максимуму $\hat{R}^{(ref,m)}(n)$

$$\hat{t}^{(ref,m)} = \arg \max_n \{ \hat{R}^{(ref,m)}(n) \}; \quad (10)$$

– устранение взаимного сдвига между реализациями путем циклического сдвига $x^{(m)}(i)$ ($m=1..M$);

– получение оценки формы истинного сигнала по формуле

$$\hat{s}(i) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left\{ x^{(m)}(i + \hat{t}^{(ref,m)}) \right\} \quad (11)$$

Проанализируем эффективность данного подхода и сравним предложенный биспектрально-корреляционный метод (далее метод 3) с двумя рассмотренными выше.

Данные численного моделирования приведены на рис. 6.

Анализируя данные, представленные на рис. 6, можно заметить что, как и ожидалось, метод 3 оказался достаточно эффективным во всем диапазоне рассмотренных значений входного ОСШ. При относительно высоком входном ОСШ метод 3 оказывается соизмеримым по значениям σ_{out}^2 с методом 1, и заметно превосходит метод 2, а при низком входном ОСШ предложенный метод оказывается эффективней обоих этих методов. При этом уменьшение значений σ_{out}^2 по сравнению с методом 1 достигает 4..7 раз.

На рис. 7 приведены графики, иллюстрирующие результат применения метода 3 к $x_1^{(m)}(i)$ (рис. 7, а) и $x_2^{(m)}(i)$ (рис. 7, б). На обоих графиках заметно более точная оценка $\hat{s}(i)$ по сравнению с результатом применения метода 2

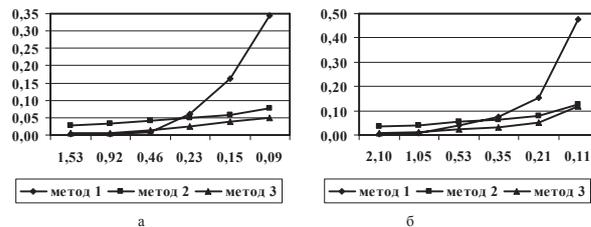


Рисунок 6. Зависимость σ_{out}^2 от ОСШ_{вх} для методов 1, 2 и 3 для первого (а) и второго (б) тестовых сигналов

(смотри рис. 4, б и 5, б). Повышенный остаточный шум, присутствующий на рис. 7, по сравнению с рис. 4, б и 5, б обусловлен отсутствием дополнительной операции адаптивной ДКП-фильтрации, примененной в методе 2. Если же и в методе 3 применить аналогичную операцию фильтрации, то помеха вне зоны сигнальных импульсов также будет заметно подавлена. Однако в данном случае нам важен результат применения именно корреляционно-биспектрального метода без дополнительных стадий обработки. Разумеется, в реальном приложении, возникни такая необходимость, дополнительная операция пост-фильтрации оценки $\hat{s}(i)$ может быть легко реализована.

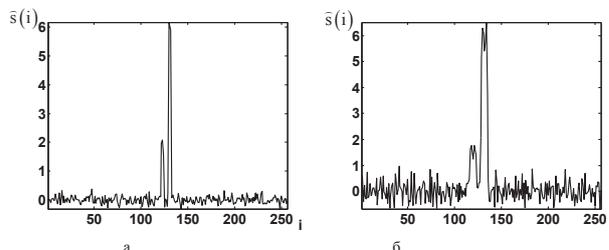


Рисунок 7. Результат применения метода 3 к $x_1^{(m)}(i)$ при $\sigma_{inp}^2=3$ и ОСШ_{вх}=0,15 (а) и к $x_2^{(m)}(i)$ при $\sigma_{inp}^2=10$ и ОСШ_{вх}=0,11 ($m=1..M$)

Выводы

В данной работе рассмотрены два существующих метода, корреляционный и комбинированный биспектрально-фильтровой, позволяющие восстанавливать форму сигнала при достаточно низком входном ОСШ и ограниченной априорной информации о полезном сигнале и характере воздействующих на него помех. Также исследована эффективность данных методов в зависимости от вида сигнала и уровня помехи. Предложен корреляционно-биспектральный метод, объединяющий в себе достоинства рассмотренных методов. Предложенный метод показал свою высокую эффективность для всего диапазона рассмотренных входных ОСШ и рассмотренных тестовых сигналов по сравнению с известными корреляционным и комбинированным биспектрально-фильтровым методами.

Литература

1. Zhang X.D., Shi Y, and Bao Z. A new feature vector using selected bispectra for signal classification with application in radar target recognition // IEEE Trans. on Signal Processing, 2001, vol. 49, No. 9, pp. 1875 – 1885
2. A.V. Totsky, V.V. Lukin, I.V. Kurbatov, J.T. Astola, K.O. Egiazarian, Combined bispectrum-filtering techniques for radar output signal reconstruction in ATR applications, Proceedings of International Conference "Automatic Target Recognition XIII"; Ed. Firooz A. Sadjadi; Orlando (USA), April 2003, SPIE Vol. 5094, pp. 301-312.
3. Sasaki K., Sato T, Nakamura Y. Holographic Passive Sonar // IEEE Trans. Sonic Ultrasonic, SU-24, May 1997, pp. 193-200.

4. Bartelt H., Lohmann A.W., Wirmitzer B. Phase and amplitude recovery from bispectra // Applied Optic, 1984, vol. 23, pp. 3121-3129.
5. Nakamura M. Waveform estimation from noisy signal with variable signal delay using bispectrum averaging // IEEE Trans. On Biomedical Engineering, 1993, 40, No 4, pp. 769-782.
6. Василенко Г. И., Тараторин А. М. Восстановление изображений. – М.: Радио и связь, 1986.
7. Astola J., and Kuosmanen P., Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. CRC Press LLC, N.Y. Boca Raton, 1997.
8. Pitas I., and Venetsanopoulos A. N., Nonlinear Digital Filters: Principles and Applications, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1990.
9. Lukin V., Totsky A., Kurekin A., Kurbatov I., Astola J., Egiazarian K., Signal Waveform reconstruction from noisy bispectrum estimations pre-processed by vector filters // Proceedings of the Seventh International Symp. On Signal Processing and Applications, July 1-4, 2003, Paris (France), Vol. 2, pp. 169-172.
10. Февралев Д. В., Лукин В. В., Тоцкий А. В., Применение одномерной фильтрации реальной и мнимой составляющих спектра сигнала неизвестной формы при биспектральной обработке данных // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2004 – № 3. – С. 19 – 28.
11. Fevralev D.V., Lukin V.V., Totsky A.V., Egiazarian K., Astola J. Signal shape reconstruction by DCT-based filtering of fourier spectrum recovered from bispectrum data // SMMSP'2005, Riga (Latvia), June 2005, pp. 87-93.
12. Лукин В.В., Тоцкий А.В., Февралёв Д.В., Роевко А.А., Комбинированная биспектрально-фильтровая обработка радиолокационных сигналов при малом ОСШ, материалы 2-го международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2005., Сборник научных трудов., Т.2., Международная конференция «Системы локации и Навигации», – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2005. с. 238-241.
13. Зеленський О.О., Лукин В.В., Доля А.Н. Оцінка затримки випадкових широкопasmових сигналів при малому співвідношенні сигнал-завада // Міжвузівський зб. наук. праць "Мережі і системи телекомунікації на залізничному транспорті", - Харків: ХДАЗТ, 1999. вип.35. - С. 87-95.

УДК 621.373

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МЕТОДОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ ФАЗОВЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ВОЗДУШНОЙ СРЕДЕ

Г.Н.Доля

Доктор технических наук, профессор кафедры теоретической
и прикладной системотехники Харьковского национального
университета им. В.М. Каразина

пл. Свободы, 4, г. Харьков, Украина, 61043

Контактный тел.: (057) 707-50-22

e-mail: dolya@onet.com.ua

А.Н. Катунин *

Кандидат технических наук, преподаватель кафедры
радиолокационной системотехники и автоматики

Контактный тел.: (057) 778-65-87

e-mail: katuninalbert@mail.ru

В.Г.Мазанов *

Кандидат технических наук, доцент кафедры передачи и приема
сигналов радиолокационного вооружения

Контактный тел.: (057) 340-88-92

e-mail: mazanoff@mail.ru

* Харьковский университет Воздушных Сил
ул. Сумская 77/79, г. Харьков, Украина, 61043

*Представлены
эксперименталь-
ные результаты
наблюдений фазо-
вых неоднородностей
в воздушной среде
методами классичес-
кой и спекл-интерфе-
рометрии. На осно-
ве сравнительного
анализа получен-
ных спектрограмм
выявлены особеннос-
ти влияния фазовых
неоднородностей на
характеристики зон-
дирующего лазерного
излучения*

1. Введение

Интерферометрические методы являются весьма эффективными инструментами для наблюдения широкого клас-

са физических явлений [1,2]. К ним в частности, относятся прецизионные геометрические измерения, измерения показателей преломления, лазерная локация, виброметрия, а также другие исследования, имеющие теоретическое значе-