

УДК 621.391

## ПРИМЕНЕНИЕ ВАРИАЦИОННОГО МЕТОДА К ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ С ПОСТОРОННИМ ПОДСВЕТОМ

Н. Г. Пархоменко<sup>1</sup>, А. А. Перетяцько<sup>2</sup>, Я. А. Рейзенкинд<sup>3</sup>,  
В. С. Онищенко<sup>3</sup>, В. Н. Шевченко<sup>3</sup>

<sup>1</sup> ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт "Градиент"»,  
344010, г. Ростов-на-Дону, просп. Соколова, 96

<sup>2</sup> Федеральная служба охраны Российской Федерации,  
109012, Москва, Кремль-9

<sup>3</sup> ОАО «Конструкторское бюро "Связь"»,  
344010, г. Ростов-на-Дону, просп. Соколова, 96  
E-mail: rostov@gkbsvyaz.ru

Рассмотрен пассивный бистатический радар, включающий в себя источник подсвета и две антенны для приёма прямого сигнала от источника подсвета и смеси сигналов, рассеянных подвижными объектами. Задача оценки амплитуд, задержек и доплеровских сдвигов рассеянных сигналов сформулирована как задача минимизации невязки переопределённой системы линейных алгебраических уравнений. Дополнительное условие, накладываемое на неизвестные амплитуды, обеспечивает разреженность разыскиваемых амплитуд сигналов в координатах «задержка — доплеровский сдвиг». Для решения этой задачи использован вариационный метод. Проведена успешная апробация метода на натуральных данных.

*Ключевые слова:* обработка сигналов в радиолокации, бистатический радар, оценка разреженных сигналов.

**Введение.** Разработка пассивных радиолокаторов с посторонним подсветом является актуальной задачей. Такие радиолокаторы принимают прямые сигналы радиовещательных или телевизионных станций (сигналы подсвета) и эти же сигналы, рассеянные движущимися объектами. Сравнивая прямой и рассеянные сигналы для нескольких источников подсвета (данная система называется пассивным мультистатическим радаром), можно определить положение и скорость движущихся объектов. Реализация этих систем не требует создания высокочастотных передающих устройств и может быть осуществлена с использованием относительно простых приёмных систем с высокоразвитой цифровой обработкой сигналов.

Составной частью мультистатического радара являются бистатические радары, включающие в себя один источник подсвета и две антенны: одна для приёма прямого сигнала от источника подсвета (опорный сигнал) и вторая для приёма смеси сигналов, рассеянных подвижными объектами. Сравнение смеси сигналов с опорным позволяет оценить задержки и доплеровские смещения частот рассеянных сигналов, которые далее используются для расчёта координат и скоростей подвижных объектов.

Важная особенность смеси рассеянных сигналов — присутствие в ней опорного сигнала, просочившегося через боковые лепестки диаграммы направленности антенны, и его отражений от крупных неподвижных объектов, которые по мощности значительно превосходят сигналы, рассеянные подвижными объектами, и затрудняют обнаружение последних.

В работах [1–3] предложены и развиты методы последовательного адаптивного подавления просочившегося прямого сигнала подсвета, его отражений от неподвижных объектов и сигналов от крупных подвижных объектов, а в [3–5] проведена их полунатурная (с использованием сигнала звукового сопровождения аналогового телевидения) и натур-

ная (с использованием сигнала FM-радиовещания) апробация. Эти методы основаны на анализе рельефа двумерных взаимных корреляционных функций (ДВКФ) и нахождении в координатах «временная задержка — доплеровский сдвиг» положений их наибольших максимумов, которые принимаются за оценки временных задержек и доплеровских сдвигов отражающих и рассеивающих объектов. Амплитуды принятых просочившегося сигнала подсвета, отражённых и рассеянных сигналов оцениваются с помощью метода наименьших квадратов. Далее из поступившего сигнала последовательно удаляются перечисленные выше: часть прямого сигнала, отражения от крупных неподвижных объектов, а также сигналы от близких и крупных подвижных объектов. На последнем этапе обнаруживаются слабые сигналы от небольших и удалённых объектов.

Такой подход имеет три недостатка. Во-первых, положения максимумов ДВКФ вследствие присутствия других сигналов не обязательно совпадают с действительными координатами отражающих и рассеивающих объектов. Во-вторых, метод наименьших квадратов при решении переопределённой системы уравнений приводит к шумоподобной невязке. В то же время априорно известно, что таким свойством должна обладать невязка только после выделения просочившегося прямого сигнала подсвета, его отражений от неподвижных объектов и сигналов от крупных и мелких подвижных объектов. На промежуточных же этапах решения задачи невязка содержит не только шум, но и сигналы, которые должны быть проанализированы на последующих этапах. В-третьих, если анализируемая смесь содержит сигналы, рассеянные двумя объектами с близкими задержками и доплеровскими сдвигами, но противоположными фазами, то в результате интерференции суммарная мощность этих сигналов будет невелика. При корректном выделении одного из этих сигналов мощность остаточной смеси сигналов должна увеличиться, а метод наименьших квадратов может привести к снижению мощности остаточной смеси сигналов.

В [6] предложен обладающий высоким разрешением алгоритм для анализа смеси опорного сигнала, его отражений от крупных неподвижных объектов и рассеянных подвижными объектами сигналов. Он приспособлен для работы с новыми цифровыми сигналами, подобными сигналам цифрового радио- и телевидения и имеющими много ортогональных несущих частот. Алгоритм основан на использовании свойств этих сигналов и аналогии представления ДВКФ и диаграммы направленности однородной прямоугольной антенной решётки. Как показано в [6], наиболее эффективный способ применения этой аналогии — сведение задачи к минимизации невязки системы линейных алгебраических уравнений при дополнительном ограничении на решение, что приводит к выпуклой оптимизационной задаче. Достоинство такого подхода — возможность обойтись только одной антенной, принимающей смесь сигналов, а опорный сигнал, благодаря его преобладанию по мощности, может быть легко декодирован и получен свободным от шума. Недостаток — жёсткая привязка к структуре сигнала.

Цель данной работы — апробация возможности использования нового подхода к оценке параметров смеси сигналов, сходного с предложенным в [6] сведением к выпуклой оптимизационной задаче, но свободного от указанных недостатков.

**Постановка задачи.** Как и в перечисленных выше работах, исследуем узкополосный сигнал и предполагаем, что заданы в виде наборов временных отсчётов с частотой выборки  $f_s$ , удовлетворяющей теореме отсчётов, опорный сигнал

$$\mathbf{s} = [s(-Z + 1), \dots, s(0), \dots, s(K - 1)]^T \quad (1)$$

и анализируемая смесь рассеянных сигналов

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}(0), \dots, \hat{s}(K - 1)]^T. \quad (2)$$

В формулах (1) и (2)  $K$  — число отсчётов, которые будут обработаны;  $Z - 1$  — число дополнительных отсчётов сигнала в опорном канале, которые должны быть рассмотрены

для корректного объединения с  $K$  отсчётами канала наблюдения и получения  $Z$  временных задержек. Если выбрана частота отсчётов  $f_s$ , то доступный для дальнейшего анализа набор временных задержек  $\tau_i = i/f_s = iT_s$  ( $i = 0, \dots, Z - 1$ ),  $T_s$  — период выборки. Длительность интервала наблюдения  $KT_s = K/f_s$  определяет минимальный разрешимый сдвиг  $f_s/K$  за счёт доплеровского смещения частоты.

Введём в рассмотрение векторы размером  $K \times 1$ :

$$\mathbf{s}_z = [s(0 - z), \dots, s(K - z - 1)]^T \quad (z = 0, \dots, Z - 1), \quad (3)$$

являющиеся сдвинутыми по времени на  $zT_s$  версиями опорного сигнала. Составим с их помощью матрицу  $\mathbf{A}$ , столбцы которой — задержанные по времени и сдвинутые по частоте доплеровского сдвига версии опорного сигнала, а её размер  $K \times Z(2P + 1)$  определяется числом отсчётов в сигнале  $\hat{\mathbf{s}}$  и размерами координатной сетки по временному запаздыванию и доплеровскому сдвигу. Таким образом,

$$\mathbf{A} = [[\mathbf{D}]\mathbf{s}_0, \dots, [\mathbf{D}]\mathbf{s}_{Z-1}], \quad (4)$$

где

$$[\mathbf{D}] = [\mathbf{D}_{-P}, \dots, \mathbf{D}_0, \dots, \mathbf{D}_{+P}], \quad [\mathbf{D}_p] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi p/K} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j2\pi p(K-1)/K} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$p = 0, \dots, \pm P$ , а  $P$  определяет размер координатной сетки по доплеровскому смещению.

Как указывалось выше,  $\hat{\mathbf{s}}$  является суперпозицией (линейной комбинацией) сигнала подсвета, его задержанных по времени отражений от крупных неподвижных объектов и задержанных по времени и сдвинутых по частоте сигналов, рассеянных подвижными объектами. С помощью введённых обозначений математическую модель процесса наблюдений можно записать в виде равенства

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{A}\mathbf{w} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

в котором  $\mathbf{w}$  — вектор  $Z(2P + 1) \times 1$  весовых коэффициентов линейной комбинации и добавлен вектор  $K \times 1$  шумов  $\mathbf{n}$ . По сути компоненты вектора  $\mathbf{w}$  являются амплитудами отражённых неподвижными объектами и рассеянных подвижными объектами волн. Знание величин этих амплитуд с их привязкой к координатной сетке с координатами «задержка — доплеровская частота» и есть решение задачи оценки задержек и доплеровских смещений — задачи обнаружения подвижных объектов.

**Решение задачи.** Относительно компонент вектора  $\mathbf{w}$  равенство (6) — переопределённая система линейных алгебраических уравнений, так как  $K \gg Z(2P + 1)$ . Однако стандартный подход к оценке компонент  $\mathbf{w}$ , основанный на нахождении минимума квадрата невязки

$$\Delta^2 = \|\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{A}\mathbf{w}\|^2, \quad (7)$$

приводит к решению

$$\mathbf{w}_0 = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}, \quad (8)$$

сходному с обычной двумерной взаимной корреляционной функцией  $\mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}$  (индекс  $H$  обозначает эрмитово сопряжение) и не позволяющему выделить отражающие и рассеивающие

объекты из-за наложения боковых лепестков принятых сигналов. В идеале разыскиваемое решение  $\mathbf{w}$  должно иметь небольшое число отличных от нуля компонент, соответствующих отражающим и рассеивающим объектам, а остальные его компоненты должны быть равны или близки к нулю. Такие решения называются «разреженными» и находятся введением дополнительного требования, обеспечивающего разреженность. Оно сводится к тому, что число слагаемых в линейной комбинации столбцов матрицы  $\mathbf{A}$  должно быть минимальным (см., например, [7, 8]) или минимальным должно быть количество отличных от нуля компонент вектора  $\mathbf{w}$ , что обеспечивается требованием минимальности функционала  $J_0(\mathbf{w})$ :

$$\min[J_0(\mathbf{w})] = \min \left\{ \lim_{r \rightarrow 0} \left[ \sum_{i=1}^{Z(2P+1)} |w_i|^r \right] \right\}. \quad (9)$$

Однако минимизация  $J_0(\mathbf{w})$  при дополнительном требовании равенства  $\Delta^2$  оценке мощности шумов затруднительна вследствие невыпуклости  $J_0(\mathbf{w})$ , поэтому необходим поиск глобального минимума у многоэкстремальной функции. Для этого на практике функционал  $J_0(\mathbf{w})$  заменяют выпуклым функционалом [9]

$$J_1(\mathbf{w}) = \sum_{i=1}^{Z(2P+1)} |w_i|. \quad (10)$$

В данном случае для нахождения решения можно воспользоваться методом множителей Лагранжа, а именно искать минимум:

$$\min \left[ J_1(\mathbf{w}) + \frac{1}{\lambda} \Delta^2 \right] = \min \left[ \sum_{i=1}^{Z(2P+1)} |w_i| + \frac{1}{\lambda} \|\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{A}\mathbf{w}\|^2 \right], \quad (11)$$

где  $1/\lambda$  — множитель Лагранжа ( $0 < \lambda < \infty$ ), который должен выбираться из условия равенства  $\|\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{A}\mathbf{w}\|^2$  оценке мощности шумов  $\sigma^2$  в сигнале  $\hat{\mathbf{s}}$ .

Необходимое условие экстремума (11) записывается в виде

$$\lambda \mathbf{\Lambda}(\mathbf{w}) \mathbf{w} - \mathbf{A}^H (\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{A}\mathbf{w}) = 0, \quad (12)$$

где  $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{w}) \equiv \text{diag}\{(1/2)|w_i|^{-1}\}$  — диагональная матрица. Выражение (12) — нелинейное уравнение относительно неизвестных компонент вектора  $\mathbf{w}$ , которое можно переписать в форме, удобной для решения итерационным методом:

$$\mathbf{w} = [\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \lambda \mathbf{\Lambda}(\mathbf{w})]^{-1} \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}. \quad (13)$$

Этот метод заключается в последовательной подстановке в правую часть (13) приближённого значения вектора  $\mathbf{w}_q$  ( $q$  — номер итерации) и вычислении нового, более точного значения  $\mathbf{w}_{q+1}$ . В качестве начального приближения может быть использовано, например, значение  $\mathbf{w}_0$ , найденное с помощью выражения (8). При этом на каждой итерации необходимо вычислить  $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{w})$  и решить относительно  $\mathbf{w}_{q+1}$  систему линейных алгебраических уравнений

$$[\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \lambda \mathbf{\Lambda}(\mathbf{w}_q)] \mathbf{w}_{q+1} = \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}. \quad (14)$$

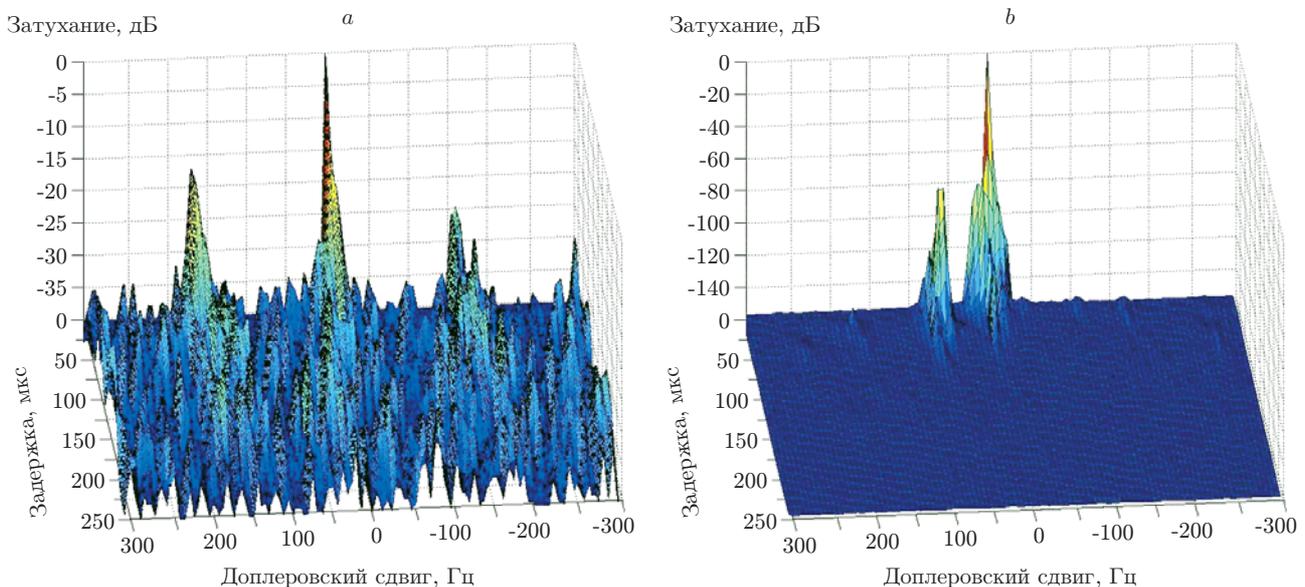
Вектор  $\mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}$  и матрица  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  вычисляются однократно и запоминаются. Для контроля близости  $\Delta^2$  к величине оценки шумов  $\sigma^2$ , необходимой для коррекции значения  $\lambda$ , могут быть использованы вычисленные выше вектор  $\mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}$  и матрица  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  и нет необходимости хранить в памяти компьютера исходные вектор  $\hat{\mathbf{s}}$  и матрицу  $\mathbf{A}$ .

**Результаты полунатурного и натурального моделирования.** Отметим, что, несмотря на простоту построения матрицы  $\mathbf{A}$  и итерационного процесса (14), объём необходимой оперативной памяти компьютера и объём вычислений оказываются крайне высокими. Так, при длине временной выборки  $2^{20}$  и последующей её децимации с коэффициентом 16 число строк в матрице  $\mathbf{A}$  составит  $2^{16} = 65536$ , а число столбцов зависит от выбранных размеров сетки координат и при относительно небольших размерах ( $100 \times 100$ ) равно 10000. Соответственно размер вектора  $\mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}} — 10000 \times 1$ , а размер матрицы  $\mathbf{A}^H \mathbf{A} — 10000 \times 10000$ .

На первом этапе апробация рассмотренного метода проводилась на полунатурных данных, полученных на основе измеренного и децимированного сигнала звукового сопровождения аналогового телевидения, который играл роль опорного. Он же с добавкой уменьшенных по амплитуде, задержанных по времени и сдвинутых по Доплеру компонент того же опорного сигнала использовался в качестве сигнала  $\hat{\mathbf{s}}$ . К нему добавлялся белый шум с нормальным распределением. Соотношение сигнал/шум составляло 30 дБ. Число отсчётов в децимированной последовательности порядка 1000, а размер координатной сетки  $21 \times 21$ . На этом этапе было выбрано число итераций равное 10 и подобрана величина параметра  $\lambda = 0,0011$ . Как показали дальнейшие пробные расчёты, при увеличении размерности сетки величина  $\lambda$  практически не изменялась.

На следующем этапе применялись натурные данные, полученные с двух разнесённых антенн, одна из которых принимала по главному лепестку диаграммы направленности сигнал подсвета, а в области главного лепестка второй антенны наблюдался подвижный объект — самолёт. Как и ранее, проводились децимация принятых сигналов и дополнительно компенсация частотно-зависимой разности фаз антенн. Размеры координатной сетки «задержка — доплеровский сдвиг» выбирались равными  $101 \times 101$ . Шаг по задержке составлял 2,4976 мкс, а по доплеровскому сдвигу — 6,1188 Гц.

На рисунке приведены результаты расчётов в логарифмическом масштабе ( $a$  — модуль ДВКФ,  $b$  — модули компонент вектора  $\mathbf{w}$  с привязкой к соответствующим узлам координатной сетки). На рисунке  $b$  кроме опорного сигнала виден подвижный объект, выделить который на рисунке  $a$  из-за маскировки боковыми лепестками функции неопределённости сигнала подсветки невозможно. Вычисления проводились на 64-разрядной ЭВМ с процес-



сором Intel<sup>®</sup> Core<sup>™</sup> i7 CPU 930@2.80 ГГц. Время, затрачиваемое на однократное решение системы уравнений (14), т. е. на одну итерацию, примерно 50 с.

**Заключение.** Полученные в данной работе результаты могут рассматриваться как предварительное подтверждение возможности применения предложенного подхода для одновременной оценки задержек и доплеровских сдвигов сигналов, рассеянных подвижными объектами. В дальнейшем планируется исследование путей его практической реализации (т. е. в реальном масштабе времени), в частности, на многопроцессорных ЭВМ с распараллеливанием вычислений, а также одновременный приём и обработка рассеянных сигналов двух поляризаций с использованием идеи, предложенной в [10], для повышения чувствительности и упрощения распознавания подвижных объектов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Colone F., Cardinali R., Lombardo P.** Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach // IEEE 2006 Radar Conference. Verona, USA, April 24–27, 2006. P. 393–399.
2. **Cardinali R., Colone F., Ferretti Ch., Lombardo P.** Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar // IEEE 2007 Radar Conference. Boston, USA, 2007. P. 469–474.
3. **Colone F., O’Hagan D. W., Lombardo P., Baker C. J.** A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar // IEEE Trans. on Aerospace and Electron. Syst. 2009. **45**, N 2. P. 698–722.
4. **O’Hagan D. W., Baker C. J.** Passive bistatic radar (PBR) using FM radio illuminators of opportunity // Proc. IEEE 2008 Radar Conference. Roma, Italy, 2008. P. 1–6.
5. **Пархоменко Н. Г., Онищенко В. С., Перетяцько А. А. и др.** Результаты полунатурного моделирования метода адаптивной компенсации когерентных помех в системах пассивной радиолокации с посторонним подсветом // Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации: Матер. 4-й Междунар. науч. конф. Российского НТОРЭС им. А. С. Попова. Суздаль: Изд-во ООО «Информпресс-94», 2011. С. 92–95.
6. **Berger C. R., Demissie B., Heckenbach J. et al.** Signal processing for passive radar using OFDM waveforms // IEEE Journ. Select. Topics Signal Process. 2010. **4**, N 1. P. 226–238.
7. **Cetin M., Malioutov D. M., Willsky A. S.** A variational technique for source localization based on a sparse signal reconstruction perspective // Proc. of the Intern. Conf. on Acoustic Speech and Signal Processing. Orlando, USA, 2002. Vol. 3. P. 2965–2968.
8. **Иванов Н. М., Рейзенкинд Я. А.** Оценивание направлений на источники радиоизлучения методом нелинейного псевдообращения // Тр. X Междунар. конф. "RLNC 2004". Воронеж, 13–15 апреля, 2004. Т. 1. С. 40–45.
9. **Malioutov D., Cetin M., Willsky A. S.** A sparse signal reconstruction perspective for source localization with sensor arrays // IEEE Trans. on Signal Processing. 2005. **53**, N 8. P. 3010–3022.
10. **Пархоменко Н. Г., Иванов Н. М., Шевченко В. Н., Рейзенкинд Я. А.** Разделение лучей поляризованного электромагнитного поля методом регуляризации // Автометрия. 2011. **47**, № 1. С. 74–84.

*Поступила в редакцию 14 февраля 2013 г.*