

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 681.88

ОБНАРУЖЕНИЕ СЛАБЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
НА ОСНОВЕ БЫСТРЫХ ПРОЕКЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ

© 2016 г. Г. С. Малышкин, А. С. Кузнецова, Г. Б. Сидельников

ОАО Концерн ЦНИИ “Электроприбор”

197046 Санкт-Петербург, ул. Малая Посадская 30

E-mail: 2askuzn@gmail.com; genstepmal@yandex.ru; glebios@mail.ru

Поступила в редакцию 09.02.2015 г.

Рассмотрена задача обнаружения слабых сигналов в сложных помеховых ситуациях с помощью адаптивных алгоритмов проекционного типа. Проведен анализ существующих алгоритмов и предлагается новый алгоритм, ориентированный на обнаружение слабых сигналов. Результаты работы алгоритма продемонстрированы в моделируемой помеховой ситуации, состоящей из мешающих сигналов различной интенсивности, в предположении их многолучевого распространения и рассеяния. Проведено сравнение предложенного алгоритма и известного классического алгоритма Кейпона, показано существенное сокращение времени потери контакта с малозумной целью вблизи сильных мешающих источников.

Ключевые слова: быстрые проекционные алгоритмы, многолучевое распространение, рассеяние, обнаружение слабых сигналов.

DOI: 10.7868/S0320791916020106

ВВЕДЕНИЕ

При шумопеленговании гидроакустических сигналов в сложных помеховых ситуациях наиболее сложной задачей является обнаружение и оценка направления прихода наиболее слабых сигналов, присутствующих во входной смеси на элементах антенны наряду со многими, более мощными сигналами от других источников. Анализ повышения разрешающей способности приемных систем в сложных помеховых ситуациях посвящена обширная литература [1–4], в которой рассматриваются различные варианты адаптивных алгоритмов, обеспечивающих решение задачи обнаружения слабых сигналов. Особенно сложной задачей оказывается в гидроакустических приложениях в силу специфики как условий распространения гидроакустических сигналов [5–7], так и особенностей построения приемных трактов гидроакустических средств наблюдения [5, 8]. В итоге результаты адаптивной обработки часто не подтверждают расчетных прогнозов об ее высокой эффективности, полученных с использованием упрощенных моделей распространения и реализации приемных трактов.

В развитии адаптивных методов обработки сигналов в гидроакустике определилось два вида адаптивных алгоритмов: классические и быстрые проекционные. К классическому направлению относятся алгоритмы [1–4], основанные на формировании выборочной оценки корреляционной матрицы с размерностью, равной числу элемен-

тов используемой антенны. Объем выборки при обнаружении слабых сигналов должен ориентировочно составлять величину, равную числу элементов, умноженному на четыре. Быстрые проекционные алгоритмы [5–10] базируются на применении ортогонального проектора [10] и для своей реализации используют выборку сигналов меньшего объема, чем число элементов антенны, но большего, чем число наблюдаемых источников. Эти два направления в настоящее время являются наиболее перспективными (конкурирующими или взаимодополняющими друг друга) при обнаружении слабых сигналов в сложных помеховых ситуациях, при наличии в зоне приема большого числа сильных мешающих сигналов, маскирующих прием слабых. В работе [11] проведен анализ путей оптимизации пространственной обработки при обнаружении слабых сигналов с помощью классических адаптивных алгоритмов и определены алгоритмы, позволяющие существенно улучшить условия обнаружения слабых сигналов.

В настоящей работе рассматриваются возможности улучшения условий обнаружения слабых сигналов с помощью быстрых проекционных алгоритмов. Для решения этой задачи вначале детально рассматривается механизм функционирования быстрых проекционных алгоритмов, определяются возможные пути реализации их модификаций, а затем с помощью модельных исследований проводится сравнение этих модификаций между собой, а также с классическими мо-

дификациями адаптивных алгоритмов и широко используемыми в настоящее время неадаптивными алгоритмами.

Рассмотрим организацию вычислительного процесса при приеме сигналов L -элементной антенной решеткой после проведения спектрального анализа в ее элементах. Сформируем участок входной выборки, на котором выполняется полный цикл формирования адаптивного приема. По результатам этого цикла строится пеленгационный рельеф, с помощью которого можно принять первичное решение об обнаружении присутствующих сигналов и оценке направлений на них.

БАЗОВЫЕ ВАРИАНТЫ АЛГОРИТМОВ НА ОСНОВЕ ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРОЕКТОРА

Участок входной выборки для формирования одного пеленгационного рельефа состоит из N спектральных отсчетов на T последовательных интервалах спектрального анализа. Элементами выборки являются векторы-столбцы $X(n, t)$ размерности L , которые определяют выборку n -го спектрального отсчета в элементах антенны на t -м интервале спектрального анализа. Спектральные отсчеты разбиты на

$$N_1 = N/K \quad (1)$$

частотных групп по K спектральных отсчетов в каждой. Адаптивная выборка может формироваться из элементов, принадлежащих как разным спектральным отсчетам конкретной частотной группы, так и разным интервалам спектрального анализа. При формировании адаптивных выборок сигналы могут подвергаться фокусировке с помощью фокусирующих матриц [12], а могут использоваться и без фокусировки, если используемый поддиапазон в одной адаптивной выборке невелик. Для упрощения последующего анализа будем полагать, что в адаптивной выборке используются спектральные отсчеты с разными номерами, так что ее размер равен K . В этом случае каждая из r частотных групп на одном интервале спектрального анализа определяет адаптивную входную выборку, с помощью которой осуществляются процедуры адаптивной обработки. Адаптивная выборка на t -м интервале (матрица размерности $L \times K$) состоит из K векторов-столбцов размерности L :

$$\mathbf{X}_t(r) = (X_t(1, r) \dots X_t(K, r)). \quad (2)$$

Из адаптивных выборок (2) на каждом временном интервале

$$\mathbf{X}_1(r) \dots \mathbf{X}_t(r) \dots \mathbf{X}_T(r) \quad (3)$$

формируются ортогональные проекторы на подпространства сильных сигналов:

$$\mathbf{X}_t(r) \left[\mathbf{X}_t^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(r). \quad (4)$$

Выходной эффект быстрого проекционного алгоритма (4) для r -й группы частот, в j -м направлении наблюдения, на t -м интервале спектрального анализа определяется выражением

$$S_{jt}(r) = V_j^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) \left[\mathbf{X}_t^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(r) V_j(r). \quad (5)$$

В соотношении (5) $V_j^{*T}(r)$ – вектор-строка направления (размерность L) для r -й группы частот, перебор по $j \in [1, J]$ направлениям наблюдения обеспечивает формирование веера характеристик направленности в секторе обзора гидроакустического средства.

Обнаружение сильных сигналов может также строиться с использованием соотношения

$$S_{\text{jobpr}}(r) = \frac{1}{V_j^{*T}(r) \hat{\mathbf{P}}_t(r) V_j(r)}, \quad (6)$$

где

$$\hat{\mathbf{P}}_t(r) = \mathbf{E}_L - \mathbf{X}_t(r) \left[\mathbf{X}_t^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E}_K \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(r) \quad (7)$$

– проектор на ортогональное дополнение подпространства сильных сигналов, сформированный на t -м интервале наблюдения с использованием K отсчетов входной адаптивной выборки $\mathbf{X}_t(r)$ размерности $L \times K$. Размерность обращаемой матрицы в (4), (7) равна $K \times K$ и должна быть меньше числа элементов антенны L , но больше, чем число сильных мешающих сигналов M от источников, подлежащих подавлению при обнаружении слабых сигналов; μ – параметр регуляризации обращаемой матрицы; $\mathbf{E}_{K,L}$ – единичная матрица размерности K или L . Проектор $\hat{\mathbf{P}}$ (7) производит проецирование векторов на подпространство помех и слабых сигналов. Соотношения (6), (7) представляют “быструю” модификацию алгоритма MUSIC, реализованную с использованием выборки объемом меньше, чем число элементов антенны.

Подавление сильных сигналов может быть обеспечено с помощью соотношения

$$S'_{1jt}(r) = V_j^{*T}(r) \mathbf{X}_t(l) \times \left[\mathbf{X}_t^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E} \right]^{-2} \mathbf{X}_t^{*T}(r) V_j(r), \quad (8)$$

которое позволяет выполнить операции подавления сильных сигналов на каждом интервале адаптации. Наличие нескольких последовательных интервалов спектрального анализа $t \in [1, T]$ позволяет производить дальнейшее усреднение результатов обработки, полученных на каждом из частных интервалов адаптации.

Алгоритмы (5), (6) и (7), (8) являются базовыми, построенными на использовании ортогонального проектора (4). Полные варианты этих алгоритмов включают формирование базовых во всех частотных группах и на всех временных интервалах

(первый этап) с последующим накоплением (некогерентным суммированием) частных результатов N_1 групп и T интервалов спектрального анализа в результирующий эффект. Это позволяет построить пеленгационный рельеф на всем участке входной выборки (второй этап реализации быстрого проекционного алгоритма). Следующий пеленгационный рельеф формируется после смещения входной выборки по времени на один или несколько интервалов спектрального анализа.

С учетом этого результирующие алгоритмы (5), (6) и (8) примут вид

$$S_{jпр} = \sum_{t=1}^T \sum_{r=1}^{N_1} V_j^{*T}(r) X_t(r) \times \left[X_t^{*T}(r) X_t(r) \right]^{-1} X_t^{*T}(r) V_j(r), \quad (9)$$

$$S_{jобр} = \sum_{t=1}^T \sum_{r=1}^{N_1} \frac{1}{V_j^{*T}(r) \hat{P}_t(r) V_j(r)}, \quad (10)$$

$$S'_{lj} = \sum_{t=1}^T \sum_{r=1}^{N_1} V_j^{*T}(r) X_t(r) \times \left[X_t^{*T}(r) X_t(r) + \mu E \right]^{-2} X_t^{*T}(r) V_j(r), \quad (11)$$

где полные варианты рассматриваемых алгоритмов формируются после суммирования частных выходных эффектов по совокупности частотных и временных групп. Отметим, что соотношения (9), (10) и (11) могут реализовываться с использованием неадаптивного сигнала j -го пространственного канала $V_j^{*T}(r) X_t(k, r)$, k -го спектрального отсчета, r -й группы. Термин “быстрый” применительно к этому типу алгоритмов применяется потому, что операция выделения (или подавления) сильных сигналов реализуется на первом этапе адаптивной обработки (5)–(8). При этом объем выборки больше, чем число сильных источников M , но меньше числа элементов антенны L , в отличие от классических адаптивных алгоритмов, где объем выборки должен быть в несколько раз больше числа элементов.

Принципиальным преимуществом алгоритмов (9)–(11), основанных на применении ортогонального проектора (4), является использование “быстрой” адаптивной процедуры выделения или подавления сильных сигналов при объеме выборки, существенно меньшей, чем число элементов антенны. Этот проектор далее используется для выделения, накопления и нормирования результатов наблюдения, обеспечивающих обнаружение слабых сигналов. Эти возможности базируются на свойстве сильных сигналов формировать собственные числа и собственные векторы уже при объеме выборки существенно меньшей, чем число элементов антенны [10, 13]. Кроме того,

использование быстрого проекционного алгоритма на участке входной выборки с коррелированными флуктуациями [5] приводит к существенному подавлению этой части рассеянной компоненты сильного сигнала.

СИНГУЛЯРНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРОЕКТОРА И АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ БЫСТРЫХ ПРОЕКЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ

Рассмотрим теперь структуру соотношений (5)–(8) с позиций их спектрального разложения на собственные числа и собственные векторы. Полная выборка для построения пеленгационного рельефа состоит из суммы таких элементов. Этот анализ позволит понять механизм действия элементов ортогонального проектора и определить методы управления и оптимизации обработки входной выборки для увеличения надежности обнаружения слабых сигналов в присутствии совокупности более сильных сигналов. Введем обозначение для выходных эффектов j -го пространственного канала при воздействии r -й группы входной выборки:

$$Z_{jt}^{*T}(r) = V_j^{*T}(r) X_t(r), \quad (12)$$

где $Z_{jt}^{*T}(r) = [z_{1jt}^{*T}(r) \dots z_{Kjt}^{*T}(r)]$ – вектор-строка (размерности $1 \times L$) сигналов j -ых сформированных пространственных каналов от выборки (размерности $L \times K$) r -й частотной группы $[X_{1r}(r) \dots X_{Kr}(r)]$ на t -м интервале спектрального анализа.

Используя соотношения (П8)–(П10) Приложения, представим соотношения (5) и (8) в следующих модификациях:

$$V_j^{*T}(r) X_t(r) \left[X_t^{*T}(r) X_t(r) \right]^{-1} X_t^{*T}(r) V_j(r) = Z_{jt}^{*T}(r) Y_t(r) \left[\text{diag} \left(\frac{1}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu} \right) \right] Y_t^{*T}(r) Z_{jt}(r) = \sum_{k=1}^K \left| V_j^{*T}(r) U_{kt}(r) \right|^2 \frac{\sigma_{kt}^2(r)}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu}, \quad (13)$$

$$S'_{ljt}(r) = V_j^{*T}(r) X_t(r) \left[X_t^{*T}(r) X_t(r) + \mu E \right]^{-1} \times \left[X_t^{*T}(r) X_t(r) + \mu E_L \right]^{-1} X_t^{*T}(r) V_j(r) = Z_{jt}^{*T}(r) Y_t(r) \left[\text{diag} \left(\frac{1}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu} \right)^2 \right] Y_t^{*T}(r) Z_{jt}(r) = \sum_{k=1}^K \left| V_j^{*T}(r) U_{kt}(r) \right|^2 \frac{\sigma_{kt}^2(r)}{(\sigma_{kt}^2(r) + \mu)^2} \quad (14)$$

В последних соотношениях используется сингулярное разложение выборки $\mathbf{X}_i(r)$ [14]

$$\mathbf{X}_i(r) = \mathbf{U}_i(r)\mathbf{\Lambda}_i(r)\mathbf{Y}_i^{*T}(r) = \sum_{k=1}^K \sigma_{ki}(r)U_{ki}(r)Y_{ki}^{*T}(r)$$

на левые $\mathbf{U}_i(r) = [U_1(r) \cdots U_K(r)]$ и правые $\mathbf{Y}_i(r) = [Y_1(r) \cdots Y_K(r)]$ сингулярные вектора (см. Приложение). Соотношение (6) остается неизменным, а его знаменатель приобретает форму

$$\begin{aligned} V_j^{*T}V_j - Z_{ji}^{*T}(r)Y_i(r) \left[\text{diag} \left(\frac{1}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu} \right) \right] Y_i^{*T}(r)Z_{ji}(r) = \\ = V_j^{*T}V_j - \sum_{k=1}^K \left| V_j^{*T}(r)U_{kt}(r) \right|^2 \frac{\sigma_{kt}^2(r)}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu}. \end{aligned} \quad (15)$$

Соотношения (13)–(15), с одной стороны, показывают механизм действия рассматриваемых алгоритмов, а с другой стороны, предоставляют возможность путем вариации собственных чисел непосредственно управлять параметрами алгоритмов, в том числе для оптимизации приема при обнаружении наиболее слабых сигналов.

Действительно, эти соотношения показывают, что все рассматриваемые варианты алгоритмов с использованием ортогонального проектора могут быть реализованы после сингулярного разложения выборки спектральных отсчетов в элементах антенны. При этом возможны два варианта реализации. Если использовать левые сингулярные вектора, то выходной эффект формируется произведением вектора направления на левые сингулярные вектора. Если использовать правые сингулярные вектора, то выходной эффект формируется при перемножении вектора сформированных каналов на правые сингулярные вектора. Различные варианты алгоритмов формируются за счет использования разных весовых коэффициентов из собственных чисел. Изменяя весовые коэффициенты при собственных векторах, можно формировать новые алгоритмы, при этом определение весовых коэффициентов должно определяться из специфики поставленной задачи, что далее реализуется применительно к задаче обнаружения наиболее слабых сигналов.

Формула (13) показывает, что ортогональный проектор использует практически ортонормированную систему левых сингулярных векторов, при этом их веса одинаковы как при максимальных, так и при минимальных значениях собственных чисел. Это значит, что данный вариант алгоритма прямо не использует информацию об интенсивностях наблюдаемых сигналов, так как используется только информация, содержащаяся в левых сингулярных векторах. Такие параметры алгоритма создают благоприятные возможности для обнаружения и разрешения сильных сигналов между собой, хотя при этом затруднено опре-

деление их энергетических параметров. Что касается слабых сигналов, то придание высокого веса собственным векторам с малыми собственными (сингулярными) числами не оптимально при обнаружении слабых сигналов, так как при этом усиливается вес помеховых собственных векторов с минимальными собственными числами.

Первое равенство формулы (13) предоставляет интересную возможность реализации алгоритма с проектором на базе системы сформированных пространственных каналов с использованием результатов спектрального разложения матрицы $\mathbf{X}_i^{*T}(r)\mathbf{X}_i(r)$ меньшего размера. Этот вариант дает возможность для реализации полного цикла алгоритмов как для обнаружения, так и для измерения энергетических параметров сигналов. Соотношение (14) предоставляет возможность реализации быстрого подавления наиболее сильных сигналов, действующих в приемном тракте. Реализация этого варианта алгоритмов достигается коррекцией весовых коэффициентов при суммировании элементов, полученных при реализации предыдущего варианта алгоритма. Соотношение (15) представляет сверхразрешающий вариант алгоритма (13) и может быть реализовано совместно с этим алгоритмом при минимальных дополнительных затратах вычислительных ресурсов.

Соотношения (9)–(11) и их полные аналоги (13)–(15) предоставляют большие возможности для эффективной реализации алгоритма обнаружения как сильных, так и слабых сигналов, основанного на базе быстрых проекционных алгоритмов, поскольку используют результаты сформированного неадаптивного вектора характеристики направленности (ХН). Переход к адаптивному формированию проводится с помощью простой процедуры формирования эрмитовой матрицы небольшой размерности, которая используется для адаптации во всех пространственных и частотных каналах адаптивной выборки. Если для формирования одной пространственной ХН $V_j^{*T}\mathbf{X}_i$ необходимо L операций умножения и сложения, то переход к адаптивному формированию производится использованием K операций умножения и сложения, что значительно меньше.

АЛГОРИТМ, ОРИЕНТИРОВАННЫЙ НА ОБНАРУЖЕНИЕ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Исходя из результатов соотношений (13)–(15), определим пути построения и методы реализации алгоритмов, ориентированных на обнаружение слабых сигналов. Алгоритмы должны строиться на определении и реализации весовых коэффициентов при слагаемых формулы (13), полученных после умножения векторов направления на левые сингулярные вектора либо сигналов сформированных каналов на правые сингулярные вектора.

Основным параметром, необходимым для корректировки коэффициентов, является число M_1 сильных мешающих источников, сигналы которых оказывают наиболее сильное маскирующее действие при обнаружении слабых сигналов с неизвестным уровнем и направлением прихода. Этот параметр не является критичным и может быть определен гидроакустическими средствами из анализа текущей помеховой ситуации или из результатов построения ряда собственных чисел входной выборки в зависимости от номера собственного числа. Все собственные векторы, номер которых меньше или равен этому числу, принадлежат мешающим сигналам, и их влияние на пеленгационный рельеф должно быть максимально ослаблено.

Однако простое устранение этих компонентов из пеленгационного рельефа неприемлемо в силу специфики гидроакустического шумопеленгования. В силу наличия мощного анизотропного естественного шумового фона и отметок от сильных сигналов с неизвестным спектром и с сильными рассеянными составляющими, обнаружение слабых сигналов дает практически приемлемые результаты только при использовании методов двустороннего пространственного контраста¹.

Вследствие устранения вкладов сильных сигналов возникают большие искажения пеленгационного рельефа и ложные трассы, затемняющие истинную картину присутствующих источников. Поэтому применительно к ослаблению влияния сильных источников следует использовать их частичное ослабление, не приводящее к появлению ложных трасс. В связи с этим уменьшение веса старших собственных векторов должно выполняться в два шага. Первый шаг – все старшие собственные числа с номерами $m \in [1, M_1]$ делаются равными значению собственного числа с номером M_1 . Второй шаг – все эти числа умножаются на число меньше единицы $b = 0.2 \dots 0.3$, конкретное значение следует определить при моделировании с учетом размеров и конфигурации используемой антенны, а также интервала дополнительно усреднения по времени T .

С другой стороны, определим, с какими весами должны использоваться собственные векторы с номерами большими M_1 для оптимизации приема слабых сигналов. Будем полагать, что оптимальными весами для собственных векторов вне области сильных сигналов будут веса, характер-

ные для алгоритма Бартлетта, т.е. с весами, пропорциональными собственным числам при спектральном разложении матриц $X_i(r)X_i^{*T}(r)$ или $X^{*T}_i(r)X_i(r)$. В итоге соотношение с весовыми коэффициентами, оптимизированными для обнаружения слабых сигналов, примет вид

$$\sum_{m=1}^{M_1} \frac{b}{\sigma_m^2} \left| Z_{jt}^{*T}(r) Y_{mt}(r) \right|^2 + \sum_{k=M_1+1}^K \frac{1}{\sigma_{M_1}^2} \left| Z_{jt}^{*T}(r) Y_{kt}(r) \right|^2 = \sum_{m=1}^{M_1} \left| V_j^{*T}(r) U_{mt}(r) \right|^2 b + \sum_{k=M_1+1}^K \left| V_j^{*T}(r) U_{kt}(r) \right|^2 \frac{\sigma_{kt}^2(r)}{\sigma_{M_1}^2(r)} \tag{16}$$

Соотношение (16) накапливается по частоте и по времени, аналогично (9)–(11).

В выражении (16) приведены два возможных варианта реализации оптимизированных весовых коэффициентов с помощью собственных векторов матриц $X^{*T}_i(r)X_i(r)$ и $X_i(r)X_i^{*T}(r)$ соответственно. В первом случае более удобной реализацией оптимизированных соотношений оказываются сформированные пространственные каналы, а во втором случае – векторы направления. Собственные векторы M_1 сильных маскирующих сигналов используются с весом b , а собственные векторы $K - M_1$ слабых сигналов и помех – с весами, пропорциональными соответствующим собственным числам выборочной корреляционной матрицы. Найденные собственные числа и векторы используются для вычисления оптимизированных выходных эффектов для K частот и J направлений наблюдения, что вполне оправдывает затраты на их вычисление.

РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Дальнейший анализ заключается в модельном сравнении алгоритма (9) и его рассмотренного модифицированного варианта (16) в сложной помеховой ситуации. В широком диапазоне частот аналогичной обработке подвергаются и накапливаются сигналы всех адаптивных групп, строится общий пеленгационный рельеф, и трассы всех сигналов выявляются с помощью алгоритмов, основанных на применении алгоритмов двустороннего пространственного контраста. Характер и параметры типовой помеховой ситуации представлены на рис. 1.

На линейную эквидистантную антенну из 96 элементов воздействуют 14 сигналов, характер перемещения которых в пространстве показан на рис. 1. Общее время наблюдения включает 1200 временных интервалов спектрального анализа, на каждом из которых используется 2257 спектральных отсчетов в полосе с отношением верхней частоты к нижней 1.52. На средней частоте используемого диапазона волновой размер антенны составляет

¹ Метод двустороннего пространственного контраста [15] строится с помощью небольшого скользящего окна пеленгационного рельефа. В средней части окна выделяется сигнальная часть, а внешние участки окна формируют помеховую часть. С помощью помехового окна формируют прогноз помехи на середину сигнального участка и устанавливают порог, превышение которого сигнальным участком определяет обнаружение сигнала.

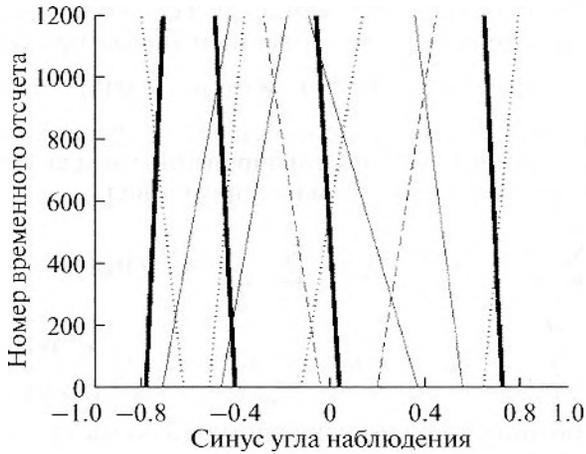


Рис. 1. Взаимное положение источников и их перемещение в процессе наблюдения.

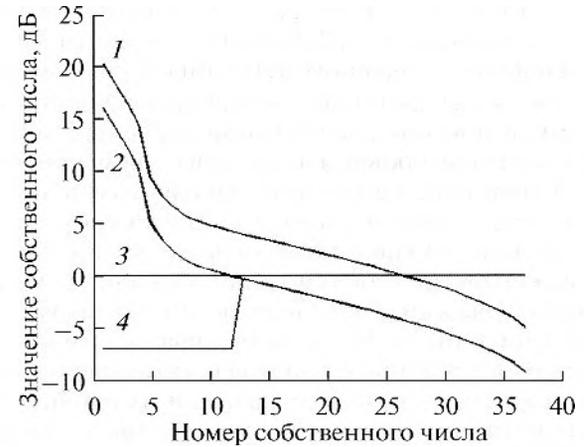


Рис. 2. Усредненные собственные числа и их модификации: 1 – исходное распределение, 2 – смещенное распределение, 3 – распределение прямого ортогонального проектора (5), 4 – распределение, оптимизированное согласно (16).

44.8. Условия многолучевого распространения имитируется двумя лучами с одинаковым азимутом и разными углами скольжения, так что лучи имели близкие, но различные углы прихода к линейной антенне.

Особенностью рассматриваемой помеховой ситуации является ее сложность за счет большого числа источников, большего разнообразия соотношений интенсивностей, когерентных и рассеянных составляющих между источниками, наличия пересечений трасс с различными взаимными интенсивностями. В целом рассматриваемая ситуация характеризуется четырьмя уровнями сигнала. Четыре самых сильных многолучевых сигнала (яркие линии) имеют интенсивность сигнала каждого луча на элементах антенны от 0 до -3 дБ. Следующие четыре сигнала имеют интенсивности на порядок ниже (от -10 до -13 дБ тонкие линии), следующие два сигнала имеют интенсивности еще на порядок ниже (пунктирные линии от -20 до -23 дБ) и четыре самых слабых сигнала имеют интенсивности в среднем -30 дБ (точечные линии) по отношению к наиболее сильным сигналам. Коэффициенты когерентности сильных и средних сигналов равны 0.72, интервалы временной корреляции флуктуаций ~ 5 интервалов спектрального анализа, интервал частотной корреляции флуктуаций на уровне 0.6 соответствует ~ 35 частотных отсчетов, интервал пространственной корреляции 10–20 расстояний между элементами антенны.

Адаптация проводилась в 61 адаптивном поддиапазоне из 37 спектральных отсчетов, вектора направления корректировались к среднему отсчету каждой адаптивной группы с помощью фокусирующих матриц [12]. Адаптивные процедуры реализовались на каждом интервале спектрального анализа с последующим усреднением на $T = 12$ последовательных интервалах спектрального анализа, так что объем адаптивной выборки на

первом этапе адаптации составлял 37 при 96-элементной антенне.

С учетом усреднения на 12 временных интервалах и использования 61 адаптивного поддиапазона общий объем выборки для построения пеленгационного рельефа составлял 27084 выборки размерности 96. Решение о первичном обнаружении сигналов для всех алгоритмов принималось автоматически алгоритмами, использующими методы двустороннего пространственного контраста. Предполагалось, что окончательное решение об обнаружении и оценке параметров будет принято по результатам вторичной обработки, которая в данной статье не проводилась. Дальнейшие исследования заключаются в оценке пеленгационных рельефов и выявленных трасс всех сигналов с использованием неадаптивного алгоритма Бартлетта, адаптивного алгоритма для обнаружения сильных сигналов (9), а также его оптимизированной модификации (16) с последующим сравнением с аналогичными классическими алгоритмами [11].

На рис. 2 представлены рассматриваемые модификации распределения собственных чисел на двенадцатом интервале спектрального анализа. Кривая 1 характеризует исходное распределение собственных чисел матрицы $\mathbf{X}^{*T}(l)\mathbf{X}_l(l)$, кривая 2 – смещенное (для удобства сравнения с другими вариантами), кривая 3 – распределение соотношения (9) и кривая 4 – оптимизированное распределение (16). Как видно из рис. 2, оптимизированное распределение собственных чисел отличается тем, что сильно уменьшены значения старших собственных чисел при сохранении относительных величин младших собственных чисел. Прямой ортогональный проектор характерен равенством весовых коэффициентов при всех собственных

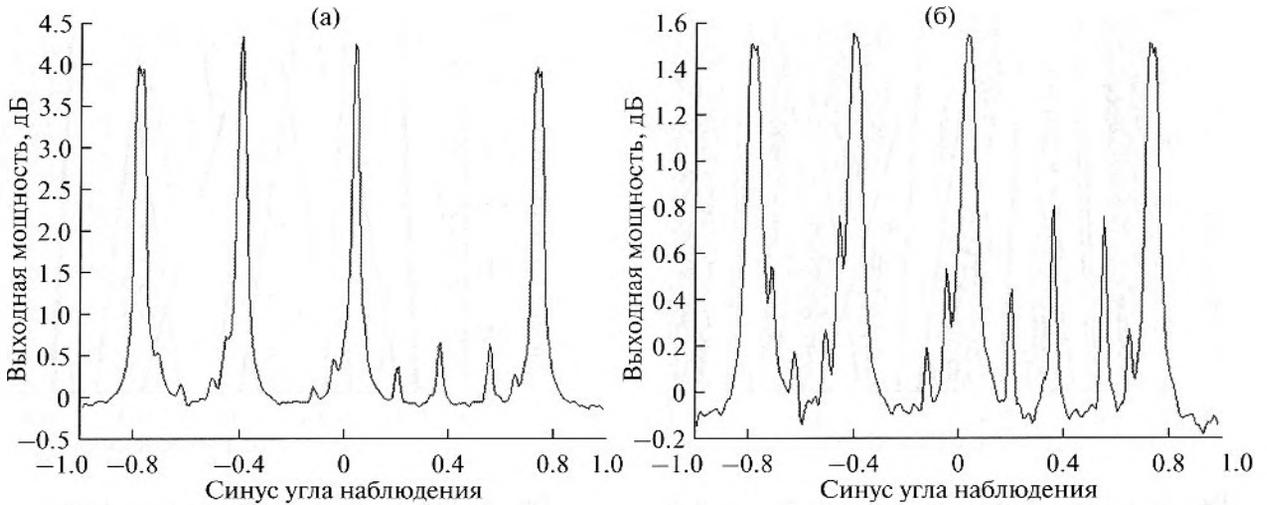


Рис. 3. Пеленгационные рельефы: (а) алгоритма (9), (б) оптимизированного алгоритма (16).

векторах, что создает благоприятные условия для обнаружения и разрешения наиболее сильных сигналов.

Пеленгационные рельефы строились с использованием 271 пространственных направлений наблюдения (пространственных каналов). На рис. 3 представлены сечения пеленгационных рельефов: (а) – алгоритм (9) в логарифмическом масштабе и (б) – алгоритм (16) на 12 интервале спектрального анализа. Из рис. 3а следует, что для алгоритма (9) мощные отметки самых сильных сигналов (даже в логарифмическом масштабе) доминируют в пеленгационном рельефе. Отметки более слабых сигналов носят характер мелких деталей, что определяет трудность их обнаружения контрастными алгоритмами. Напротив, в модифицированном алгоритме (рис. 3б), после резкого ослабления отметок сильных сигналов рельефно выделяются отметки как самых слабых сигналов, так и сигналов средней интенсивности. Это позволяет произвести их надежную фиксацию с помощью алгоритмов, основанных на двустороннем пространственном контрасте. Сравнение рис. 3а и 3б показывает, что обнаружение сигналов с энергией в тысячи раз меньше энергии близких мощных сигналов сопряжено с большими сложностями их выделения (в особенности автоматического) на непрогнозируемом анизотропном фоне, обусловленном остатками подавленных сигналов и его флуктуациями.

На рис. 4 представлены трассы, выделенные после обработки пеленгационных рельефов, с периодом в два интервала спектрального анализа. Яркими линиями представлены трассы сигналов, обнаруженные алгоритмом (9), а серыми линиями – кривые, дополнительно выявленные алгоритмом (16). Результаты сравнения алгоритмов свидетельствуют о том, что модифицированный алгоритм

позволяет обнаружить значительные участки трасс, которые не обнаруживаются классической версией быстрого проекционного алгоритма (9). Алгоритм (9) обеспечивает надежное обнаружение значительных участков трасс сильных и средних сигналов, при этом четко выявляется двулучевой характер сигналов, приходящих с разными углами скольжения под значительным углом к нормали антенны. Наибольшие потери контакта со слабой целью происходят в районе нулевых значений синуса угла наблюдения, где трасса слабой цели пересекает трассы трех более сильных источников. Однако трасса слабого источника просматривается алгоритмом (16), несмотря на все сложности условий наблюдения.

Еще большие дополнительные участки трасс позволяет выявить модифицированный алгоритм по сравнению с неадаптивным алгоритмом Барт-

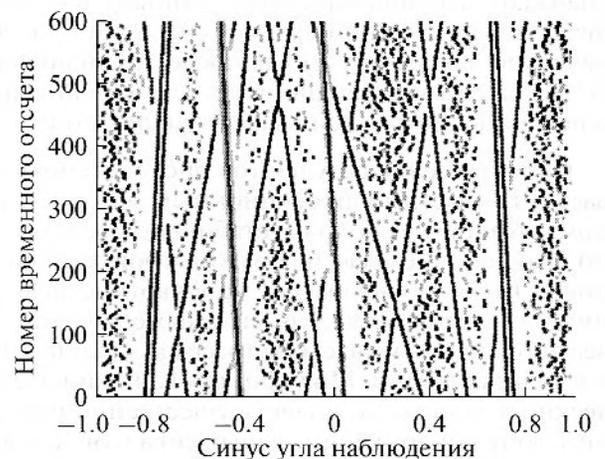


Рис. 4. Трассы сигналов, выделенные алгоритмом (9) (яркие линии) и алгоритмом (16) (серые линии).

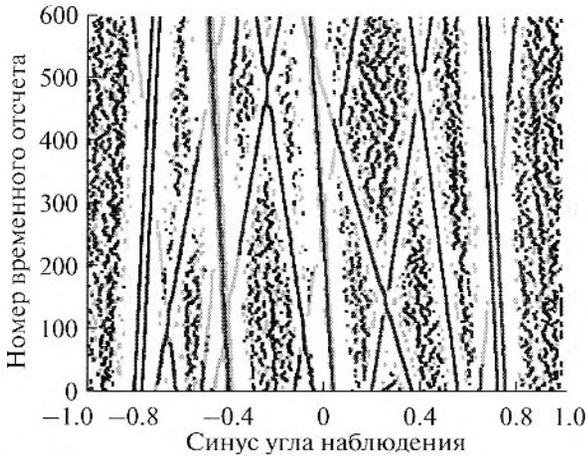


Рис. 5. Трассы сигналов, выявленные алгоритмом Бартлетта (яркие линии) и алгоритмом (16) (серые линии).

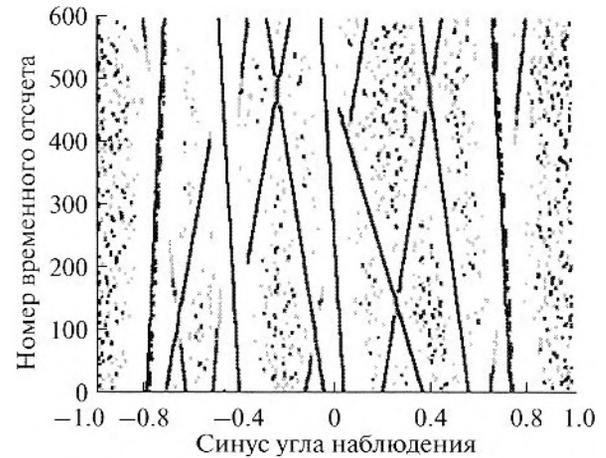


Рис. 6. Трассы сигналов, выделенные алгоритмом Кейпона (яркие линии) и модифицированным классическим алгоритмом (серые линии).

летта, что представлено на рис. 5. Как следует из рис. 5, алгоритмом Бартлетта обнаруживаются только небольшие участки трасс самых слабых сигналов, надежно обнаруживаются только наиболее сильные сигналы и сигналы средней интенсивности. Оптимизированный алгоритм позволяет выявить большие участки трасс самых слабых сигналов и улучшить разрешение сигналов средней интенсивности, что свидетельствует о больших преимуществах предлагаемых адаптивных алгоритмов перед неадаптивными.

На рис. 6 представлены трассы, выявленные с помощью классического алгоритма Кейпона и его оптимизированной модификации [11], использующей подход для классических алгоритмов, аналогичный по содержанию для быстрых проекционных алгоритмов. Условия обнаружения, рассматриваемая ситуация, объемы выборок и форма представления результатов полностью совпадают с условиями, приведенными в настоящей статье. Основной предмет сравнения — классические алгоритмы (до и после модификации [11]) и быстрые проекционные, без модификации и после рассмотренной выше модификации.

Сопоставление результатов рис. 5 и 6 показывает, что быстрый проекционный алгоритм (9) показывает более полные, стабильные результаты по сравнению с классическим алгоритмом Кейпона. Это видно по более четкой картине выявления двулучевого характера сильных сигналов, более протяженным участкам трасс как средних, так и слабых сигналов. Модифицированный классический алгоритм позволяет существенно расширить зону обнаружения слабых сигналов, однако модифицированный быстрый проекционный алгоритм обеспечивает несколько лучшие результаты при более простой реализации.

ВЫВОДЫ

Сформулированная и реализованная на модельных исследованиях идея оптимизации адаптивной обработки в присутствии более мощных сигналов локальных источников позволяет существенно улучшить разрешающую способность при обнаружении самых слабых сигналов. Модельные результаты получены при энергетических соотношениях многолучевых сильных и слабых сигналов до тысячи раз при наличии рассеянных компонент с энергией более четверти от суммарной энергии мешающих сигналов. Быстрые проекционные алгоритмы имеют несколько экономных вычислительных форм реализации, обладают высокой стабильностью при изменении состава мешающих колебаний. Модификации быстрых проекционных алгоритмов позволяют получить разрешающую способность несколько лучше классических модифицированных адаптивных алгоритмов при существенно более простой реализации. Имеются дальнейшие перспективы улучшения разрешающей способности быстрых проекционных алгоритмов.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 15-08-02907-а).

ПРИЛОЖЕНИЕ

Проведем анализ свойств матрицы (4), используя сингулярное разложение входной выборки $X_t(r)$ размерности $L \times K$ ($L > K$) при объеме выборки меньшем, чем число элементов антенны [14]

$$X_t(r) = U_t(r) \Lambda_t(r) Y_t^{*T}(r), \quad (\text{П1})$$

где

$$U_t(r) = [U_1(r) \dots U_K(r)] \quad (\text{П2})$$

– матрица левых сингулярных векторов размерности $L \times K$ (матрица K ортонормированных собственных векторов матрицы $\mathbf{X}_t(r)\mathbf{X}_t^{*T}(r)$),

$$\mathbf{Y}_t(r) = [Y_{1t}(r) \dots Y_{Kt}(r)] \quad (\text{П3})$$

– матрица правых сингулярных векторов размерности $K \times K$ (матрица ортонормированных собственных векторов матрицы $\mathbf{X}_t^{*T}(r)\mathbf{X}_t(r)$ размерности $K \times K$),

$$\Lambda_t(r) = \begin{bmatrix} \sigma_{1t}(r) & & \\ & \ddots & \\ & & \sigma_{Kt}(r) \end{bmatrix} \quad (\text{П3})$$

– диагональная матрица размерности $K \times K$ сингулярных чисел, $|\sigma_{1t}(r)| \geq |\sigma_{2t}(r)| \geq \dots \geq |\sigma_{Kt}(r)| \geq 0$, остальные элементы матрицы $\Lambda_t(r)$ являются нулями.

Входная выборка $\mathbf{X}_t(r)$ может быть представлена через элементы своего сингулярного разложения:

$$\mathbf{X}_t(r) = \sum_{k=1}^K \sigma_{kt}(r) U_{kt}(r) Y_{kt}^{*T}(r), \quad (\text{П4})$$

а матрица $\Lambda_t(r)$ может быть представлена с помощью преобразования входной выборки матрицами $\mathbf{U}_t^{*T}(r)$ и $\mathbf{Y}_t(r)$:

$$\Lambda_t(r) = \mathbf{U}_t^{*T}(r) \mathbf{X}_t(r) \mathbf{Y}_t(r). \quad (\text{П5})$$

Выборочная оценка корреляционной матрицы

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_t(r) \mathbf{X}_t^{*T}(r) &= \mathbf{U}_t(r) \Lambda_t(r) \mathbf{Y}_t^{*T}(r) \mathbf{Y}_t(r) \Lambda_t^{*T}(r) \mathbf{U}_t^{*T}(r) = \\ &= \mathbf{U}_t(r) \Lambda_t(r) \Lambda_t^{*T}(r) \mathbf{U}_t^{*T}(r) = \mathbf{U}_t(r) \Sigma_{0t}(r) \mathbf{U}_t^{*T}(r), \end{aligned} \quad (\text{П6})$$

где матрица

$$\Lambda_t(r) \Lambda_t^{*T}(r) = \Sigma_{0t}(r) \quad (\text{П7})$$

– диагональная матрица собственных чисел матрицы входной выборки (П6) размерности $L \times L$ (на главной диагонали которой расположены K собственных чисел $\sigma_{1t}^2(r) \dots \sigma_{Kt}^2(r) \dots \sigma_{Kt}^2(r)$).

При $K < L$ ранг матрицы $\mathbf{X}_t(r)$ (П4) равен K , ранги матриц $\mathbf{U}_t(r)$, $\mathbf{Y}_t(r)$, $\Lambda_t(r)$ также равны K . Матрица (П6) также имеет ранг K , хотя ее размерность равна $L \times L$, т.к. только K собственных чисел матрицы $\Sigma_{0t}(r)$ больше нуля.

Спектральное разложение матрицы $[\mathbf{X}_t^{*T}(r)\mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E}_K]^{-1}$ представится в виде

$$\begin{aligned} &[\mathbf{X}_t^{*T}(r)\mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E}_K]^{-1} = \\ &= \mathbf{Y}_t(r) [\Sigma_t(r) + \mu \mathbf{E}_K]^{-1} \mathbf{Y}_t^{*T}(r) = \\ &= \mathbf{Y}_t(r) \left[\text{diag} \left(\frac{1}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu} \right) \right] \mathbf{Y}_t^{*T}(r), \end{aligned} \quad (\text{П8})$$

где $\Sigma_t(r)$ – матрица размерности $K \times K$, составленная из ненулевых элементов матрицы (П7). Другие элементы матриц (4), (7) представятся в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_t(r) [\mathbf{X}_t^{*T}(r)\mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E}_K]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(r) = \\ = \sum_{k=1}^K U_{kt}(r) U_{kt}^{*T}(r) \frac{\sigma_{kt}^2(r)}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu}, \end{aligned} \quad (\text{П9})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_t(r) = \mathbf{E}_L - \mathbf{X}_t(r) [\mathbf{X}_t^{*T}(r)\mathbf{X}_t(r) + \mu \mathbf{E}_K]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(r) = \\ = \sum_{k=1}^L \frac{\mu}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu} U_{kt}(r) U_{kt}^{*T}(r), \end{aligned} \quad (\text{П10})$$

$$\hat{\mathbf{R}}_t(r) = \mathbf{X}_t(r) \mathbf{X}_t^{*T}(r) = \sum_{k=1}^K \sigma_{kt}^2(r) U_{kt}(r) U_{kt}^{*T}(r). \quad (\text{П11})$$

Матрицы (П9) и (П11) имеют размерность $L \times L$, а их ранги равны K . Матрица (П10) состоит из собственных чисел $\frac{\mu}{\sigma_{kt}^2(r) + \mu}$, которым соответ-

ствуют K собственных векторов входящих в (П9).

При $k > K$ ($\sigma_{kt}^2 = 0$) ее собственные числа равны единице, а собственные вектора $\mathbf{U}_{kt}(r)$ дополняют ортонормированную систему собственных векторов (П10) до полной. Состав собственных векторов входной выборки (П11) и матрицы сильных сигналов (П9) одинаков. Они различаются только собственными числами: если в (П11) они характеризуют мощности сильных сигналов, то в (П9) матрица сильных сигналов $\sigma_{kt}^2(r) \gg \mu$ может считаться ортонормированной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Capon J. High resolution frequency–wavenumber spectral analysis // Proc. IEEE. 1969. V. 57. P. 1408–1418.
2. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Trans. 1986. V. AP-34. № 3. P. 276–280.
3. Krim H., Viberg M. Two decades of array signal processing research // IEEE Signal Processing Magazine 1996. № 7. P. 67–95.
4. Леховицкий Д.Н., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г. Разновидности “сверхразрешающих” анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обеляющих адаптивных решетчатых фильтров // Антенны. 2000. № 2(45). С. 40–54.
5. Малышкин Г.С. Анализ влияния физических и технических факторов на эффективность адаптивных алгоритмов обработки гидроакустических сигналов // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 3. С. 284–299.
6. Малышкин Г.С. Влияние рассеяния сильных мешающих гидроакустических сигналов на эффективность адаптивных алгоритмов при разрешении слабых сигналов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 78–89.

7. Малышкин Г.С., Сидельников Г.Б. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов (обзор) // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 5. С. 526–545.
8. Малышкин Г.С., Шафранюк Ю.В. Адаптивный прием плосковолновых широкополосных сигналов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 66–77.
9. Малышкин Г.С., Сидельников Г.Б. Анализ функционирования классических адаптивных алгоритмов в условиях многолучевого распространения и рассеяния. Направления их модификации / Труды XII Всероссийской конференции “Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики”. СПб.: Нестор-История, 2014. С. 377–380.
10. Черемисин О.П., Ратынский М.В., Комов А.А., Пушин А.Е. Эффективный проекционный алгоритм адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39. № 2. С. 259–263.
11. Малышкин Г.С., Кузнецова А.С. Обнаружение слабых гидроакустических сигналов в сложных помеховых ситуациях на основе модифицированных классических адаптивных алгоритмов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2016. (принята к печати).
12. Wang H., Kaveh M. Focusing matrices for coherent signal-subspace processing // IEEE Transaction Acoustic, Speech and Signal Processing. 1988. V. ASSP-36. № 8. P. 1272–1281.
13. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радиоисвязь, 2004. 199 с.
14. Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix Computation. Baltimore and London: The John Hopkins University Press, 1996.
15. Белецкий Ю.С. Методы и алгоритмы контрастного обнаружения сигналов на фоне помех с априори неизвестными характеристиками. М.: Радиотехника, 2011. 429 с.