УДК 534.2+519.254

АДАПТИВНОЕ ВЫДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ РЕШЁТОК МИКРОФОНОВ НА ФОНЕ НАБОРА ИСТОЧНИКОВ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ

А. С. Иваненков*, А. А. Родионов

Институт прикладной физики РАН, г. Нижний Новгород, Россия

Рассмотрена задача выделения звукового сигнала отдельного источника при наличии совокупности пространственно разделённых источников при приёме с помощью решётки микрофонов. При этом считается, что источник выделяемого сигнала находится в заранее известной ограниченной области пространства. Такая задача имеет практическое значение, например для прослушивания речи в местах большого скопления людей, для выделения сигналов отдельных источников в задачах акустической диагностики различных механических систем и др. Для её решения независимо для каждой узкой полосы принимаемого сигнала предложен адаптивный алгоритм пространственной обработки, основанный на использовании модели помехи в виде набора источников с произвольными неизвестными векторами направлений. Достоинством предложенного метода является его устойчивость по отношению к несоответствиям используемой модели реальным условиям. Такого рода устойчивость достигается без привлечения каких-либо априорных сведений о характере ошибок в используемой модели. В работе приводятся результаты выделения речевого сигнала с использованием численного моделирования и данных эксперимента для сценариев, включающих наличие мощных источников помехи, а также ошибок в задании вектора направлений. Полученные результаты демонстрируют более высокую эффективность применения предложенного метода в реальных условиях по сравнению с другими известными методами.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из актуальных направлений современной акустики является обработка сигналов с помощью систем, состоящих из пространственно распределённых микрофонов (решёток микрофонов) [1, 2]. По сравнению с одиночными приёмными элементами (например, параболическими направленными микрофонами) микрофонные решётки предоставляют новые возможности при оценке параметров принимаемых сигналов. Это связано, прежде всего, с тем, что направленность антенной решётки формируется за счёт обработки сигналов с микрофонов, что избавляет от необходимости механически перемещать приёмную систему и позволяет одновременно обрабатывать сигналы с разных направлений.

Исследования в области использования решёток микрофонов идут уже более 20 лет [2]. С помощью таких систем решаются актуальные задачи, связанные с локализацией источников, обнаружением и выделением акустических сигналов и оценкой их параметров [1–6]. В промышленности решётки микрофонов входят в состав так называемых акустических камер (acoustic cameras) [4, 6], которые используются для диагностики, проектирования и мониторинга сложных механических конструкций (об этих задачах см., например, работы [6, 7]), несущих механизмов, салонов транспортных средств, помещений и т. д. Другим актуальным направлением является использование микрофонных решёток для обработки речевых сигналов, например для улучшения качества записи звука при проведении семинаров, конференций и т. д.

В данной работе рассматривается задача оценки временной формы сигналов широкополосных источников, находящихся в ближней зоне решётки микрофонов, в частности источников речевых

^{*} ivanenkov@appl.sci-nnov.ru

сигналов. Помехой при выделении сигнала от одного конкретного источника являются, прежде всего, сигналы остальных источников, распределённых в пространстве.

С задачей выделения речи могут быть связаны следующие актуальные приложения. Например, с помощью распределённой системы микрофонов может быть реализован «виртуальный микрофон» [1], который позволяет выделять речь выступающего человека на фоне сигналов мешающих источников, что позволяет отказаться от использования обычных привязанных микрофонов. Выделение речевых сигналов может также использоваться для обеспечения безопасности в местах большого скопления людей: например, совместно с видеонаблюдением может быть реализовано прослушивание отдельных областей помещения. Следует отметить, что приложения, позволяющие эффективно работать в достаточно больши́х и зашумлённых помещениях, в настоящее время детального научного рассмотрения и широкого коммерческого распространения не получили. Это связано, прежде всего, с недостаточным развитием алгоритмов и дороговизной изготовления.

Известна экспериментальная система [8] для выделения речи людей, состоящая из 1024 микрофонов. Однако в ней для формирования направленности приёма используется простейший в реализации, но имеющий существенные недостатки известный алгоритм суммирования с задержками (delay-and-sum beamformer) [1, 5]. Его суть заключается в том, что для сигналов от различных микрофонов вводятся задержки в соответствии со временем распространения звука от источника, расположенного в интересующей точке пространства. Такой способ является наиболее простым с точки зрения реализации. Основным недостатком данного метода является его существенная неоптимальность: наличие определённого числа источников помехи в некоторой области пространства может полностью нивелировать возможность выделения других источников звука. Подобного рода недостаток имеют и другие методы, в которых формирование направленности антенной решётки происходит независимо от принимаемых сигналов [1]. Описанный алгоритм суммирования с задержками используется также и в большинстве акустических камер (например, [2, 5–8]).

Оптимальным методом адаптации к помехам является метод, основанный на использовании корреляционной матрицы помехи ¹ [9–12]. Однако невозможность в большинстве сценариев построить корреляционную матрицу помехи отдельно от корреляционной матрицы полезного сигнала делает это алгоритм неустойчивым к различного рода несоответствиям используемой модели реальным условиям. Такие несоответствия могут возникать, например, из-за ошибок в определении координат приёмников, различий их фазово-частотных характеристик, реверберации, искажений при распространении звука и т. д. Существует ряд методов [13–20], позволяющих в этом случае избежать существенного ухудшения приёма полезного сигнала. В частности, эти методы основаны на введении различного рода ограничений [13–15] на весовой вектор при решении задачи оптимизации. Такие ограничения позволяют уменьшить эффект подавления полезного сигнала, однако с каждым дополнительным ограничением также снижается эффективность подавления помех. В то же время возникают сложности в выборе корректных условий на изменение весового вектора для достижения приемлемой эффективности обработки. Так, например, показано, что введение квадратичного ограничения приводит к известному методу регуляризации [14], основанному на добавлении к выборочной корреляционной матрице единичной матрицы со специально определяемым действительным множителем γ (diagonal loading). В теории адаптивных антенных решёток нет общих рекомендаций по выбору значения коэффициента γ . Имеются работы [16–18], в которых предпринята попытка устранить указанный недостаток. Определение значения γ основывается на априорном знании рассогласования ε между предполагаемым вектором направления

¹ Следует отметить, что в основном адаптивные алгоритмы обработки сигналов в антенных решётках рассматриваются в рамках узкополосного приближения.

на источник полезного сигнала **a** и истинным вектором $\tilde{\mathbf{a}}$ (т. е. $\varepsilon \ge \|\mathbf{a} - \tilde{\mathbf{a}}\|$, где $\|\mathbf{x}\|$ — евклидова норма вектора **x**). В большинстве практических сценариев определение оптимального значения ε представляет отдельную задачу.

В данной работе для выделения полезного сигнала предлагается использовать оригинальный метод, впервые предложенный в работе [21]. В данном методе рассматривается модель помехи, корреляционная матрица которой включает некоторое количество матриц первого ранга (диад), причём векторы, образующие эти диады, считаются неизвестными. Каждую диаду можно интерпретировать как корреляционную матрицу некоторого отдельного источника помехи. При этом случай, когда количество источников равно числу элементов антенной решётки, эквивалентен случаю полностью неизвестной матрицы, поскольку для представления любой матрицы размерности N требуется не более чем N собственных векторов и собственных значений. Таким образом, задача решается для очень широкого класса возможных помех. Алгоритм обработки выводится из принципа максимального правдоподобия, что обеспечивает его асимптотическую эффективность [22].

В данной работе предложено решение ряда проблем, возникающих при практическом применении используемого метода [21]. Одной из них является незнание ранга корреляционной матрицы помехи (или эффективного числа источников помехи). Оценка этого числа представляет собой отдельную важную задачу, от решения которой зависит результат работы адаптивного алгоритма. Для её решения нами разработан специальный метод оценки числа источников помехи. Впервые демонстрируется хорошая устойчивость предложенного алгоритма по отношению к ошибкам в задании модели полезного сигнала, что является важным условием практического применения. На данных численных и натурных экспериментов проводится проверка разработанного метода выделения полезного сигнала на фоне интенсивных помех, подтверждающая высокую эффективность его применения в реальных условиях.

1. ОЦЕНКА ВРЕМЕННО́Й ФОРМЫ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ПОМЕХИ С КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЕЙ НЕПОЛНОГО РАНГА

Для обработки широкополосных сигналов будем использовать приём, основанный на разбиении принимаемых широкополосных сигналов на узкополосные, которые обрабатываются независимо (см., например, работу [23]). Будем считать, что каждый принимаемый микрофоном с номером *n* сигнал $X_n(t)$ фильтруется в полосах F_k , заполняющих исследуемую широкую полосу, т. е. $F_k = [f_k - \Delta f/2, f_k + \Delta f/2], k = 1, ..., L$ где L — количество частотных полос, Δf — ширина полосы узкополосного сигнала ². Процесс выделения полезного сигнала при таком подходе заключается в независимом получении его оценки в каждой конкретной полосе. Затем по набору полученных оценок формируется оценка широкополосного полезного сигнала. В дальнейшем при рассмотрении узкополосных сигналов для краткости индекс *k*, соответствующий номеру узкой полосы, будем опускать.

Рассмотрим модель принимаемого сигнала на выходе антенной решётки в произвольном узкополосном канале. Временной отчёт с номером *j* сигнала на выходе антенной решётки представим в виде вектора размерности $N \times 1$ (где N — число элементов решётки):

$$\mathbf{x}_j = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}) s_j^* + \boldsymbol{\xi}_j, \qquad j = 1, 2, \dots, J.$$
(1)

Здесь s_j^* — неизвестная временная зависимость полезного сигнала, $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})$ — вектор направлений полезного сигнала, зависящий от вектора неизвестных параметров с размерностью $p: \boldsymbol{\theta} =$

² Узкополосное приближение накладывает ограничение на верхнюю границу ширины полосы: $\Delta f = c/D$, где c – скорость распространения звука в среде, D – величина апертуры антенной решётки.

 $= (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p)^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{\xi}_j$ — вектор помехи, который будем считать белым гауссовым шумом с нулевым средним и неизвестной матрицей корреляции $E\{\boldsymbol{\xi}_i\boldsymbol{\xi}_j^{\mathrm{H}}\} = \mathbf{K}_n\delta_{i,j}, \delta_{i,j}$ — символ Кронекера, $E\{z\}$ — математическое ожидание, звёздочка означает комплексное сопряжение, индекс T транспонирование, индекс H — эрмитово сопряжение, J — число временны́х отсчётов. В случае точечного источника полезного сигнала неизвестными параметрами θ_i могут быть его координаты. Комплексное сопряжение временно́й формы полезного сигнала в выражении (1) введено для удобства дальнейших выкладок. Важным моментом в выводе алгоритма обработки является представление корреляционной матрицы \mathbf{K}_n в виде

$$\mathbf{K}_n = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \mathbf{K}_a,\tag{2}$$

где σ_0^2 — уровень независимой на элементах фоновой помехи, $\mathbf{K}_a = \sum_{m=1}^{M} \mathbf{a}_m \mathbf{a}_m^{\mathrm{H}}$ — часть корреляционной матрицы помехи, состоящая из M диад, образованных на основе произвольных неизвестных векторов \mathbf{a}_m . Последнюю матрицу удобнее представить в виде $\mathbf{K}_a = \mathbf{A}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}$, где $\mathbf{A} =$ $= (\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_M)$. Модель (1) удобнее записать в матричной форме:

$$\mathbf{X} = \mathbf{a}\mathbf{s}^{\mathrm{H}} + \mathbf{\Xi},\tag{3}$$

где $\mathbf{X} = (\mathbf{x}_1, \ldots, \mathbf{x}_J), \boldsymbol{\Xi} = (\boldsymbol{\xi}_1, \ldots, \boldsymbol{\xi}_J), \mathbf{s} = (s_1, \ldots, s_J)^{\mathrm{T}}$. Оценки неизвестных параметров будем находить на основе принципа максимального правдоподобия [9]. В этом случае логарифм функции правдоподобия записывается в виде [21]

$$\Lambda = -J \left(\ln[\det(\sigma_0^2 \mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{A}^{\mathrm{H}})] + \operatorname{tr}[(\sigma_0^2 \mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{A}^{\mathrm{H}})^{-1}\mathbf{K}_s] \right),$$
(4)

где $\mathbf{K}_s = J^{-1} (\mathbf{X} - \mathbf{as}^{\mathrm{H}}) (\mathbf{X} - \mathbf{as}^{\mathrm{H}})^{\mathrm{H}}$. Неизвестными величинами в (4) являются матрица **A** и вектор **s**. Максимизация (4) по неизвестной временной зависимости **s** даёт следующее выражение для её оценки:

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\mathbf{X}^{\mathrm{H}} \mathbf{P}_{a} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^{\mathrm{H}} \mathbf{P}_{a} \mathbf{a}},\tag{5}$$

где $\mathbf{P}_a = \mathbf{I} - \mathbf{A} (\sigma_0^2 \mathbf{I} + \mathbf{A}^{\mathrm{H}} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^{\mathrm{H}}$. Подстановка оценки (5) в выражение (4) и дальнейшая максимизация (4) по \mathbf{A} при этом приводят к системе уравнений, которая не разрешается в аналитическом виде. Для получения оценки матрицы \mathbf{A} в аналитическом виде рассмотрим модель, в которой отсчёты полезного сигнала s_j являются белым гауссовым шумом:

$$\mathbf{x}_j = \boldsymbol{\tau}_j + \boldsymbol{\xi}_j, \qquad j = 1, \dots, J, \tag{6}$$

где τ_j — полезный сигнал, ξ_j — помеха, $E\{\tau_i\tau_j^{\rm H}\} = {\bf K}_{\theta}\delta_{i,j}$, $E\{\xi_i\xi_j^{\rm H}\} = {\bf K}_a\delta_{i,j}$. Здесь ${\bf K}_{\theta} = \sigma_1^2 {\bf a} {\bf a}^{\rm H} + \sigma_0^2 {\bf I}$ — корреляционная матрица полезного сигнала, зависящая от вектора неизвестных параметров θ , мощностей полезного сигнала σ_1^2 и независимого на элементах шума σ_0^2 , ${\bf K}_a = \sum_{m=1}^M {\bf a}_m {\bf a}_m^{\rm H}$ — корреляционная матрица помехи. Отметим, что компонента, отвечающая за независимый на элементах шум, была отнесена нами к полезному сигналу.

В отличие от модели (1), модель (6) является более простой, т. к. вместо J неизвестных отсчётов полезного сигнала она включает в себя один неизвестный параметр — мощность полезного сигнала σ_1^2 . Логарифм функции правдоподобия для модели (6) записывается в виде

$$\Lambda = -J \left\{ \ln[\det(\mathbf{K}_{\boldsymbol{\theta}} + \sum_{m=1}^{M} \mathbf{a}_{m} \mathbf{a}_{m}^{\mathrm{H}})] + \operatorname{tr}[(\mathbf{K}_{\boldsymbol{\theta}} + \sum_{m=1}^{M} \mathbf{a}_{m} \mathbf{a}_{m}^{\mathrm{H}})^{-1} \hat{\mathbf{K}}] \right\},$$
(7)

А. С. Иваненков, А. А. Родионов

2018

где $\hat{\mathbf{K}} = J^{-1} \sum_{j=1}^{J} \mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^{\mathrm{H}}$ — выборочная корреляционная матрица принятого сигнала. Максимизируя логарифм функции правдоподобия (7) по неизвестным параметрам, получим оценки σ_0^2 и \mathbf{a}_m , которые, как показано в работе [21], определяются выражениями

$$\hat{\sigma}_0^2 = \frac{1}{N-M} \sum_{m=M+1}^N c_m(\boldsymbol{\theta}),\tag{8}$$

$$\mathbf{a}_m = \sqrt{[c_m(\boldsymbol{\theta}) - 1]/c_m(\boldsymbol{\theta})} \,\,\hat{\mathbf{K}}^{1/2} \mathbf{U}_m,\tag{9}$$

где $c_m(\boldsymbol{\theta})$ и \mathbf{U}_m — собственные числа и собственные векторы матрицы

$$\mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1} = \hat{\mathbf{K}}^{1/2} [\mathbf{I} + \beta \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})^{\mathrm{H}}]^{-1} \hat{\mathbf{K}}^{1/2}, \qquad \beta = \sigma_1^2 / \sigma_0^2.$$
(10)

Параметры β и θ , входящие в оценки (8) и (9), как показано в работе [21], находятся путём максимизации выражения

$$\Lambda(\beta, \boldsymbol{\theta}) = -J\left[(N - M) \ln \sum_{m=M+1}^{N} c_m(\boldsymbol{\theta}) - \sum_{m=M+1}^{N} \ln c_m(\boldsymbol{\theta}) + M + \ln(\det \hat{\mathbf{K}}) \right].$$
(11)

Заметим, что вектор $\boldsymbol{\theta}$ может быть исключён из выражения (11), например в случае заранее известных или найденных пространственных параметров источника полезного сигнала.

Таким образом, мы получили выражения для совместного нахождения оценок величин θ , $\mathbf{A} = (\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \ldots, \mathbf{a}_M)$ и σ_0^2 . Теперь для решения основной задачи, поставленной в данной работе, используем выражение (5), подставив в него полученные оценки неизвестных параметров. Следует отметить, что использование такой подстановки выходит за рамки строгого максимально правдоподобного подхода, поскольку оценка параметров помехи, полученная для одной модели (6), используется для получения оценки параметров в другой модели (1). Тем не менее, есть основания полагать, что реализация этой идеи может быть весьма эффективна в большинстве практических приложений, в которых принимаемые сигналы хорошо описываются слабо коррелированными стационарными гауссовскими процессами. Основные этапы предложенного метода оценки временной формы узкополосного процесса можно сформулировать в следующем виде.

1) Вычисляется выборочная корреляционная матрица узкополосного процесса $\hat{\mathbf{K}} = J^{-1} \sum_{j=1}^{J} \mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^{\mathrm{H}} = J^{-1} \mathbf{X} \mathbf{X}^{\mathrm{H}}.$

2) Для фиксированного числа источников ³ M находится оценка β :

$$\hat{\beta} : \Lambda(\hat{\beta}, \boldsymbol{\theta}) = \max_{\beta} \Lambda(\beta, \boldsymbol{\theta}),$$

где $\Lambda(\beta, \boldsymbol{\theta}) = -J \Big[(N - M) \ln \sum_{m=M+1}^{N} c_m(\boldsymbol{\theta}) - \sum_{m=M+1}^{N} \ln c_m(\boldsymbol{\theta}) + M + \ln(\det \hat{\mathbf{K}}) \Big].$ 3) Находятся величины

$$\hat{\sigma}_0^2 = \frac{1}{N-M} \sum_{m=\hat{M}+1}^N c_m(\boldsymbol{\theta}), \qquad \hat{\mathbf{a}}_m = \sqrt{[c_m(\boldsymbol{\theta})-1]/c_m(\boldsymbol{\theta})} \ \hat{\mathbf{K}}^{1/2} \mathbf{U}_m,$$

где $c_m(\boldsymbol{\theta})$ и \mathbf{U}_m — собственные числа и собственные векторы матрицы $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1} = \hat{\mathbf{K}}^{1/2}[\mathbf{I} + \hat{\beta}\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})^{\mathrm{H}}]^{-1}\hat{\mathbf{K}}^{1/2}.$

А. С. Иваненков, А. А. Родионов

 $^{^3}$ Следует отметить, что на практике значение M может быть неизвестно, в этом случае возникает задача его оценки. Данный вопрос рассматривается в следующем разделе, где приводятся результаты апробации предложенного метода.

4) Формируется матрица $\mathbf{P}_a = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} (\hat{\sigma}_0^2 \mathbf{I} + \hat{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}} \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}$, где $\hat{\mathbf{A}} = (\hat{\mathbf{a}}_1, \hat{\mathbf{a}}_2, \dots, \hat{\mathbf{a}}_{\hat{M}})$.

5) Вычисляется оценка временно́й формы полезного сигнала $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{X}^{\mathrm{H}} \mathbf{P}_{a} \mathbf{a} / (\mathbf{a}^{\mathrm{H}} \mathbf{P}_{a} \mathbf{a})$.

Отметим, что в случае неизвестного вектора $\boldsymbol{\theta}$ его оценка может быть найдена путём максимизации выражения (11) по параметрам θ и β . Основную вычислительную сложность данного алгоритма составляют вычисления собственных значений $c_m(\boldsymbol{\theta})$ матрицы (10) при решении оптимизационной задачи оценки числа $\hat{\beta}$ в пункте 2. В терминах количества комплексных умножений вычислительную сложность представленного алгоритма можно оценить следующим образом. Для нахождения собственных значений матрицы (10) при фиксированном числе источников Mтребуется $O(N^3)$ комплексных умножений. При решении оптимизационной задачи на шаге 2 вычисляется L_{β} значений функции (11), т. е вычислительная сложность увеличивается в L_{β} раз. При обработке широкополосных сигналов, когда сигнал в каждой узкой полосе обрабатывается отдельно, вычислительная сложность возрастает в L раз. Таким образом, объём вычислений для реализации предложенного алгоритма можно оценить как $O(N^3 L L_\beta)$. Несмотря на сравнительно высокую вычислительную сложность предложенного метода, он может быть реализован на обычных современных компьютерах в режиме, близком к режиму реального времени. Следует отметить, что предложенный алгоритм может быть существенно оптимизирован с помощью применения алгоритма нахождения собственных чисел и собственных векторов матриц специального вида [24]. Однако в данной работе не ставилась задача оптимизации. Таким образом, мы получили метод выделения полезного сигнала; перейдём далее к изучению его эффективности.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Для апробации предложенного метода на данных численного моделирования будем рассматривать следующую модель сигналов, принимаемых решёткой микрофонов. Сигналы излучаются точечными источниками, реверберация отсутствует. Микрофоны считаются идеальными и всенаправленными с линейными фазочастотными характеристиками. В качестве сигналов точечных источников будем использовать записанную речь (монологи) в полосе от 100 до 3 200 Гц. Сигнал, принимаемый *n*-ым микрофоном после фильтрации в исследуемой широкой полосе частот, может быть представлен в виде:

$$X_n(t) = \sum_{i=1}^M r_{in}^{-1} S_i(t - r_{in}/c) + \eta_n(t), \qquad (12)$$

где $S_i(t)$ — сигнал от *i*-го источника, r_{in} — расстояние от *i*-го источника до *n*-го микрофона, c — скорость распространения звука в воздухе, принимаемая равной 348 м/с, $\eta_n(t)$ — собственный шум *n*-го микрофона, M — количество источников. Будем считать собственный шум микрофонов $\eta_n(t)$ белым гауссовым шумом с нулевым средним. На рис. 1 представлена рассматриваемая конфигурация микрофонов и источников. Решётка микрофонов составлена из двух перпендикулярных подрешёток, каждая из которых включает в себя 16 микрофонов, отстоящих друг от друга на расстояние 0,2 м и расположенных на высоте 2,5 м, как показано на рис. 1. Хотя исчерпывающее исследование вопроса об оптимальном расположении приёмников в рамках данной работы не проводилось, такое размещение решёток было выбрано не случайно. Как показали результаты моделирования, данная конфигурация микрофонов позволяет наиболее эффективно обеспечить необходимое разрешение антенны в горизонтальной плоскости, например по сравнению с используемыми планарными конфигурациями, состоящими из такого же числа элементов (пример такой системы описан в работе [8]). Считается, что источники сигнала (в том числе и

А. С. Иваненков, А. А. Родионов



Рис. 1. Взаимное расположение микрофонов (крестообразные маркеры) и источников (квадратные маркеры), вид сверху

полезного) располагаются в ближней зоне решётки микрофонов в горизонтальной плоскости на высоте 1,5 м.

В качестве критерия качества выделения сигнала отдельных источников использовалась частотная зависимость модулей коэффициентов корреляции оценок (5) и точных временны́х зависимостей узкополосных сигналов. На рис. 2 в качестве результата выделения сигнала первого источника приведён коэффициент корреляции выделенного сигнала с истинным сигналом в зависимости от центральной частоты узкой полосы (от 100 Гц до 3,2 кГц) для разных методов обработки. Длина временной последовательности бралась равной T = 15 с, частота дискретизации узкополосного сигнала была равна 3,8 Гц. Координаты источника полезного сигнала, а также количество источников помехи М считались известными. Средняя мощность полезного источника была на 30 дБ меньше мощности каждого

из четырёх остальных источников (их средняя мощность была одинаковой), а мощность независимого на элементах шума была в среднем на 20 дБ ниже мощности первого источника. Сплошной толстой линией показан результат оптимальной обработки, когда корреляционная матрица помехи известна. Оценка временной последовательности узкополосного сигнала при оптимальной обработке (следует из метода максимального правдоподобия) имеет вид [9]

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{X}^{\text{H}} \mathbf{K}_{\text{int}}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^{\text{H}} \mathbf{K}_{\text{int}}^{-1} \mathbf{a}},$$
(13)

где **K**_{int} — известная корреляционная матрица помехи, **a** — вектор направлений на полезный источник. Очевидно, что такую обработку нельзя реализовать на практике и её результат следует рассматривать как некоторую предельную границу. Тонкой сплошной линией показан результат, полученный с помощью метода на основе обращения выборочной корреляционной матрицы принятого сигнала. Получаемая при этом временная зависимость узкополосного сигнала имеет вид [9]

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{SMI}} = \frac{\mathbf{X}^{\text{H}}\hat{\mathbf{K}}^{-1}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^{\text{H}}\hat{\mathbf{K}}^{-1}\mathbf{a}},\tag{14}$$

где $\hat{\mathbf{K}} = J^{-1}\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}}$ — выборочная корреляционная матрица принятого сигнала. Для обработки (14) коэффициент корреляции является всё ещё довольно большим, хотя он уже́ заметно меньше, чем для оптимальной обработки (13). Такая неоптимальность связана с упоминавшимся во введении эффектом деградации полезного сигнала. Наихудший результат получается при применении суммирования с задержками (на рис. 2 тонкая линия с маркерами в виде точек), для которого оценка временной формы сигнала представляется выражением [9]

$$\hat{\mathbf{s}}_{dsb} = \frac{\mathbf{X}^{H}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^{H}\mathbf{a}}.$$
(15)

Это связано с тем, что данный метод становится неэффективным при наличии мощных источников помехи. В дальнейшем нас будут интересовать именно такие сценарии. Пунктирной линией

А. С. Иваненков, А.А. Родионов



Рис. 2. Модуль коэффициента корреляции *R* истинной временной зависимости полезного сигнала и выделенного сигнала, полученного с помощью различных методов, для случая, когда положение источника и число помех *M* известны точно. Толстая сплошная линия соответствует известной матрице помехи, тонкая сплошная линия — выборочной корреляционной матрице, линия с точками — суммированию с задержками, пунктирная линия — предложенному методу. Показаны результаты для набора узких полос (ширина полосы 3,8 Гц) из диапазона 100÷3 200 Гц

показан результат работы метода, основанного на выражениях (5) и (8)–(11). Как видно из рис. 2, предложенный метод позволяет получить результат, достаточно близкий к теоретическому пределу, без каких-либо предположений или эвристических приёмов.

Таким образом, рассмотренный сценарий дал возможность провести сравнительный анализ основных методов выделения сигнала и предложенного метода. На практике, однако, точное число источников помехи M неизвестно. В связи с этим возникает задача его оценки. В данной работе предлагается использовать следующий подход. Для набора значений $M = 0, \ldots, N - 1$ вычисляется параметр $\beta(M) = \sigma_1^2/\sigma_0^2$, при котором функция (11) принимает максимальное значение. Таким образом, оценка числа M берётся в виде

$$\hat{M}: \beta(\hat{M}) = \max_{M} \beta(M).$$
(16)

При таком выборе эффективного числа помех предполагается, что оценка отношения мощности полезного сигнала к мощности независимого шума β при использовании модели (6) будет максимальной. Теоретическое обоснование такого выбора числа источников пока отсутствует, однако, как будет видно, такой интуитивный подход позволяет добиться приемлемых результатов.



Рис. 3. Панель *a*: результат оценки числа эффективных источников помехи *M*. Панель *б*: модуль коэффициента корреляции истинной зависимости полезного сигнала и выделенного сигнала, полученного с помощью предложенного метода (пунктирной линией показан результат, когда *M* равно истинному числу источников помехи, чёрной сплошной линией — когда в качестве параметра *M* используется его оценка). Показаны результаты для набора узких полос (ширина полосы 3,8 Гц) из диапазона 100÷3 200 Гц

В качестве примера на рис. За приведены результаты оценки числа источников помехи для набора частотных полос в рассмотренном ранее сценарии. При этом брался наиболее показательный случай, когда средние мощности всех источников одинаковы. Фаза принимаемого сигнала

А. С. Иваненков, А. А. Родионов



Рис. 4. Модуль коэффициента корреляции истинной зависимости полезного сигнала и выделенного сигнала, полученного с помощью различных методов. Рассмотрен случай, когда имеется рассогласование используемой модели и реальных условий. Средняя мощность полезного источника была на 30 дБ меньше мощности каждого из четырёх остальных источников (их средняя мощность была одинаковой). Толстая сплошная линия соответствует выборочной корреляционной матрице, пунктирная линия — суммированию с задержками, тонкая сплошная линия — предложенному методу. Показаны результаты для набора узких полос (ширина полосы 3,8 Гц) из диапазона 100÷3 200 Гц

в каждой из полос для каждого приёмника была искусственно искажена случайной добавкой от -10° до 10°. Такая добавка вносит отличие используемой модели сигнала от принимаемого решёткой сигнала. Истинное число источников помехи равнялось 4. Как видно из зависимости, в некоторых частотных полосах оценка числа источников помехи была ниже истинного числа источников. Это связано, прежде всего, с тем, что эффективное число источников в некоторых полосах может быть меньше из-за разного уровня их сигналов в этих полосах. На рис. 36 приводится коэффициент корреляции истинного сигнала с выделенным сигналом для случаев, когда параметр M равен числу источников помехи (пунктирная линия) и когда в качестве числа M используется его оценка по предложенному выше способу (сплошная линия). Как видно из результатов, неправильный выбор числа эффективных источников ведёт к сильному снижению модуля коэффициента корреляции, а значит и эффективности оценки временной формы полезного сигнала. Данный эффект можно объяснить следующим образом. При наличии рассогласования в используемой модели, как это часто бывает на практике, истинный вектор направлений на источник полезного сигнала $\tilde{\mathbf{a}}$ отличается от предполагаемого вектора направлений \mathbf{a} . Если в качестве значения M будет использоваться число, превышающее число эффективных источников помехи (которое может быть разным для разных частотных полос), то возможно подавление источника полезного сигнала. Это демонстрируется результатами на рис. 36.

На рис. 4 приводятся результаты для коэффициента корреляции выделенного сигнала с ис-

ходным сигналом, аналогичные результатам на рис. 2. В отличие от предыдущего сценария (результаты обработки для которого приведены на рис. 3), мощности источников помехи превышали мощность полезного источника на 30 дБ. Такой сценарий позволяет продемонстрировать эффективность предложенного метода при наличии мощных помех и при неточном задании вектора направления на источник полезного сигнала **a**. Для подбора числа источников использовался предложенный метод (16). Как видно из приведённых графиков, рассогласование модели с реальными условиями приводит к катастрофическому снижению эффективности метода на основе использования выборочной корреляционной матрицы (14) (толстая сплошная линия). При наличии мощных помех метод суммирования с задержками (15) (пунктирная линия) также становится неэффективным. Результаты применения предложенного метода (тонкая сплошная линия), в свою очередь, демонстрируют наилучшее качество выделения сигнала.



Рис. 5. Акустический портрет источников (интенсивность сигнала I) относительно максимального значения, полученный в горизонтальной плоскости с помощью метода Кейпона. Чёрной окружностью обозначено положение источника, сигнал которого оценивается (его средняя мощность в 25 раз меньше средних мощностей других источников)

апробации предложенного Для метода в натурных условиях был проведён следующий эксперимент. Две линейные микрофонные решётки, состоящие из 14 элементов каждая (межэлементное расстояние 0,2 м) располагались вдоль осей X и Y на высоте 1 м от плоскости источников. Эксперимент проводился в безэховой камере, позволяющей исключить отражение от стен и внешний шум. В качестве источников использовались три динамика, излучающих речевые сигналы в диапазоне от 100 до 3 200 Гц. Для определения координат источников применялся метод Кейпона, который заключается в нахождении локальных максимумов функции F(x, y) = $= (\mathbf{a}^{\mathrm{H}}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{a})^{-1}$, зависящей в нашем случае от координат х и у. На рис. 5 представлен в логарифмическом масштабе результат локализации источников: акустический портрет, полученный при фокусировке с помощью метода Кейпона [9] в точки горизонтальной плоскости, в которой находились источники. Видно, что все источники

локализуются, но оценка их положения по данному акустическому портрету имеет достаточно большу́ю погрешность. Тем не менее, в качестве выделяемого источника использовался слабый источник, координаты которого определялись по приведённому акустическому портрету (обозначен на рис. 5 чёрной окружностью). На рис. 6 приведены зависимости модуля коэффициента корреляции выделенного сигнала с исходным сигналом, аналогичные показанным на рис. 2. Коэффициенты корреляции выделенного разными методами обработки широкополосного сигнала и исходного сигнала представлены в табл. 1. Из приведённых результатов видно, что предложенный метод позволяет эффективно выделять сигнал от заданного источника на фоне мощных помех. Это также подтверждается высокой разборчивостью выделенной речи при прослушивании полученного сигнала.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача выделения сигнала широкополосного источника, принимаемого набором приёмников, при наличии пространственно распределённых помех и независимого на

А. С. Иваненков, А. А. Родионов



Рис. 6. Модуль коэффициента корреляции истинной зависимости полезного сигнала и выделенного сигнала, полученного с помощью различных методов. Выделение сигнала проводилось из данных натурного эксперимента. Толстая сплошная линия соответствует выборочной корреляционной матрице, пунктирная линия — суммированию с задержками, тонкая сплошная линия — предложенному методу. Показаны результаты для набора узких полос (ширина полосы 3,8 Гц) из диапазона 100÷3 200 Гц

Габлица	1

2

Используемый метод	Коэффициент корреляции выделенного широ-
	кополосного сигнала с истинным сигналом
Сигнал с одного микрофона	0,05
Применение суммирования с задержками	0,37
Применение выборочной корреляционной	0,18
матрицы	
Предложенный метод	0,92

приёмных элементах шума. Для её решения было предложено использовать полученный ранее метод оценки параметров сигнала [21], который основан на применении модели корреляционной матрицы помехи, включающей набор неизвестных диад. Предложенный метод был апробирован на данных натурных и численных экспериментов, целью которых было выделение речевого сигнала одного из источников на фоне мощных помех, также представляющих собой речевые сигналы. Кроме этого, был предложен оригинальный метод оценки числа эффективных источников помехи, которая необходима при использовании предложенного метода выделения полезного сигнала в случае наличия рассогласования модели принимаемого сигнала с реальным. Одним из суще-

А. С. Иваненков, А. А. Родионов

ственных достоинств предложенного метода, по сравнению с известными методами, является его высокая эффективность при наличии различного рода несоответствий используемой модели реальным условиям. При этом, в отличие от известных методов, нет необходимости привлечения каких-либо априорных сведений о характере несоответствий.

Исследование выполнено при поддержке Российского научного фонда (проект 17-79-10378).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Brandstein M., Ward D. Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications. Berlin: Springer, 2001. 398 p.
- 2. Michel U. // Proc. Berlin Beamforming Conf. Berlin, Germany, 21–22 November, 2006. Art. no. 1.
- Wal H., Sijtsma P. // Proc. Int. Conf. Acoustics. Rotterdam, Netherlands, 23–26 March, 2009. P. 1043.
- Siller H., Drescher M., Saueressig G., Lange R. // Proc. Berlin Beamforming Conf. Berlin, Germany, 24–25 February, 2010. Art. no. 13.
- Heilmann G., Meyerb A., Döbler D. // Proc. Berlin Beamforming Conf. Berlin, Germany, 19–20 February, 2008. Art. no. 20.
- 6. Möser M. // Proc. Berlin Beamforming Conf. Berlin, Germany, 21–22 November, 2006. Art. no. 10
- 7. Артельный В. В., Артельный П. В., Коротин П. И., Суворов А. С. // Акуст. журн. 2013. Т. 58, № 6. С. 667.
- Weinstein E., Steele K., Agarwal A., Glass J. // Proc. ICSV. Cairns, Australia, 9–12 July, 2007. P. 571.
- 9. Van Trees H. L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing. N.Y.: Wiley, 2002. 1472 p.
- 10. Ермолаев В. Т., Флаксман А. Г., Сорокин И. С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С.641.
- 11. Ермолаев В. Т., Семёнов В. Ю., Сорокин И. С. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235.
- 12. Ермолаев В. Т., Семёнов В. Ю., Сорокин И. С., Флаксман А. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 2016. Т. 59, № 10. С. 948.
- 13. Lorenz R., Boyd S. // IEEE Trans. Signal Processing. 2005. V. 53, No. 5. P. 1684.
- 14. Li J., Stoica P. Robust Adaptive Beamforming. N.Y.: John Wiley & Sons, 2006. 440 p.
- Guancheng L., Yaan L., Beili J. // Int. Conf. Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE). Changchun, China, 24–26 August, 2010. P. 104.
- Vorobyov S. A., Gershman A. B, Zhi-Quan Luo. // IEEE Trans. Signal Processing. 2003. V. 51, No. 2. P. 313.
- Vorobyov S. A., Gershman A. B, Zhi-Quan Luo, Ma Ning. // IEEE Signal Processing Lett. 2004. V. 11, No. 2. P. 108.
- 18. Li J., Stoica P., Wang Z. // IEEE Trans. Signal Processing. 2003. V. 51, No. 7. P. 1702.
- Tang T., Wu Y. // IEEE 10th Int. Conf. Signal Processing (ICSP). Beijing, China, 24–28 October, 2010. P. 303.
- 20. Rubsamen M., Gershman A. B. // IEEE Trans. Signal Processing. 2012. V. 60, No. 2. P. 740.
- 21. Родионов А.А., Турчин В.И. // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 1. С. 60.
- 22. Kay S. M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Eng-lewood Cliffs: Prentice Hall, 1993, 625 p.
- 23. Wang Z., Li J., Stoica P., et al. // J. Acoust. Soc. Am. 2004. V. 116, No. 3. P. 1621.

24. Gu M., Eisenstat S. C. // SIAM J. Matrix Analysis Appl. 1994. V. 15, № 4. P. 1266.

Поступила в редакцию 22 декабря 2017 г.; принята в печать 30 марта 2018 г.

ADAPTIVE EXTRACTION OF SIGNALS USING MICROPHONE ARRAYS AGAINST A SET OF THE INTENSE-INTERFERENCE SOURCES

A. S. Ivanenkov and A. A. Rodionov

We consider the problem of extracting an acoustic signal of an individual source in the presence of a set of the spatially separated sources when reception is performed using the microphone array. In this case, it is assumed that the extracted-signal source is located in the preliminary known limited spatial domain. Such a problem is of applied value, e.g., for estimating speech in crowded areas, extracting signals from individual sources in the problems of acoustic diagnostics of various mechanical systems, etc. An adaptive spatial-processing algorithm, which is based on using the interference model in the form of a set of sources with arbitrary unknown direction vectors is proposed to independently solve the above-mentioned problem for each narrow band of the received signal. The advantage of the proposed method is its robustness to the model inconsistency under real environment. Such a robustness is reached without using *a priori* data on the character of the errors in the used model. We show the results of the speech-signal extraction using numerical simulation and the experimental data for the scenarios, which involve the presence of the high-power interference sources, as well as the errors when specifying the direction vector. The obtained results demonstrate the higher efficiency of using the proposed method under the actual conditions compared with other available techniques.