

УДК 621.391.1

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ ДЛЯ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТКАХ

В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакسمан*

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассматривается адаптивная антенная решётка, формирующая большое число лучей для параллельного или последовательного обзора пространства и обеспечивающая максимальное отношение мощности сигнала к средней мощности шума на выходе. Предложен алгоритм адаптивной обработки сигнала в базе степенных векторов и получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса, которое может быть как больше, так и меньше числа элементов (случай короткой выборки). Приводятся результаты моделирования адаптивной обработки сигналов, которые показывают высокую эффективность обработки сигнала в адаптивной антенной решётке.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее важных критериев эффективности обработки сигналов в адаптивных антенных решётках является выходное отношение мощности сигнала к средней мощности внешних источников шумовых помех и собственного шума (ОСШ). Оптимальный весовой вектор, обеспечивающий максимальное ОСШ, определяется из решения уравнения [1–5]

$$\mathbf{M}\mathbf{W} = \mathbf{S}, \quad (1)$$

где $\mathbf{M}$ — корреляционная матрица входного шума, $\mathbf{S}$ — весовой вектор сигнала, задающий форму диаграммы направленности решётки в отсутствии внешних источников помех.

Свойства оптимального весового вектора $\mathbf{W}$ подробно исследованы во многих работах (см., например, [1–9]). В частности, в работах [6–9] предложен и исследован метод степенных векторов, основанный на представлении вектора $\mathbf{W}$ в виде конечного разложения по степенным векторам $\mathbf{S}, \mathbf{M}\mathbf{S}, \mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$. Из всех возможных базисных систем базис степенных векторов обладает наименьшей размерностью K , равной степени минимального многочлена корреляционной матрицы $\mathbf{M}$, аннулирующего вектор сигнала $\mathbf{S}$ [9, 10]. Следует отметить, что полное число K базисных векторов определяется числом J источников помехи ($K \leq J + 1$) и не зависит от числа N элементов адаптивной антенной решётки. Степенные векторы $\mathbf{M}\mathbf{S}, \mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$ имеют физический смысл корреляционных векторов, что позволяет использовать корреляционные устройства для их формирования [7]. Возможна также квазиоптимальная обработка сигналов за счёт уменьшения размера базиса, что позволяет снизить вычислительную сложность метода степенных векторов при относительно небольших потерях его эффективности [8].

При адаптивной обработке сигналов вместо точной корреляционной матрицы $\mathbf{M}$ обычно используется её максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{M}}$, полученная на основе L временных выборок случайных комплексных амплитуд входного процесса. Обращение выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ связано с принципиальными трудностями в случае короткой выборки входного процесса, т. е. когда число L выборок соизмеримо или меньше числа N элементов решётки. При

* vitali.semenov@gmail.com

числе выборок $L \approx N$, корреляционная матрица $\hat{\mathbf{M}}$ является плохо обусловленной, а при $L < N$ становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохо обусловленных матриц, относятся к классу некорректно поставленных задач [11], и для их решения следует использовать методы регуляризации весового вектора [11–14].

В работах [15–17] предложены два способа регуляризации весового вектора адаптивной антенной решётки с использованием степенных векторов. Решения для каждого из них получаются с помощью процедуры ортогонализации базиса стохастических степенных векторов $\mathbf{S}, \hat{\mathbf{M}}\mathbf{S}, \hat{\mathbf{M}}^2\mathbf{S}, \dots, \hat{\mathbf{M}}^K\mathbf{S}$ и ограничения размерности базиса на основе статистически корректного условия для остановки данной процедуры. Эти способы обладают высокой эффективностью при короткой выборке входного процесса ($L < N$) и имеют относительно низкую вычислительную сложность. Потери в ОСШ при адаптивной обработке по сравнению с оптимальной обработкой не превышают 3 дБ при числе выборок L не меньше удвоенного числа источников помехи ($L \geq 2J$). Число T требуемых операций комплексного умножения линейно зависит от числа выборок L , числа источников помехи J и числа элементов решётки N ($T \approx 2N LJ$).

Однако в отмеченных выше работах, связанных с исследованием эффективности метода степенных векторов, анализировалась проблема нахождения одного весового вектора, т.е. рассматривались однолучевые адаптивные антенные решётки. На практике часто необходимо формировать большой набор лучей, чтобы обеспечивать параллельный обзор пространства, или выполнять сканирование одним лучом, чтобы обеспечивать последовательный обзор пространства. В том и другом случае речь идёт о задании большого числа Q векторов $\mathbf{S}_i$, $i = 1, 2, \dots, Q$. Рассмотрим типичные режимы работы адаптивной антенной решётки.

В первом режиме адаптивная антенная решётка имеет диаграммообразующую схему и формирует набор фиксированных ортогональных лучей (например, схема Батлера [18]). В этом случае набор ортонормированных векторов задаётся в виде столбцов матрицы $\mathbf{D}$, которая является матрицей преобразования сигналов в диаграммообразующей схеме. Корреляционная матрица $\hat{\mathbf{M}}$ преобразуется на выходе схемы к виду $\mathbf{D}^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{D}$, а вектор сигнала $\mathbf{S}_i$ трансформируется в вектор $\mathbf{D}^H \mathbf{S}_i = \mathbf{q}_i$, где единичный вектор $\mathbf{q}_i$ имеет единицу в одной позиции с номером i и нули в остальных позициях, а верхний индекс «H» обозначает операцию эрмитова сопряжения. В этом случае для выполнения адаптивной обработки сигналов на выходе схемы требуется набор весовых векторов, которые определяются из решений N уравнений, аналогичных по форме уравнению (1):

$$\mathbf{D}^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{D} \mathbf{V}_i = \mathbf{q}_i. \quad (2)$$

Во втором режиме адаптивная антенная решётка имеет суммарно-разностную диаграммообразующую схему [17]. В этом случае первый столбец матрицы $\mathbf{D}$ равен вектору $\mathbf{S}_1$, а другие столбцы ортогональны вектору $\mathbf{S}_1$, но между собой могут быть взаимно неортогональными. Нетрудно видеть, что в этом случае для адаптивной обработки сигналов на выходе схемы надо применять весовой вектор $\mathbf{V}_1$, вычисленный из уравнения (2).

В третьем режиме адаптивная антенная решётка выполняет сканирование одним лучом. В этом случае вектор $\mathbf{S}$ в уравнении (1) принимает последовательно различные значения $\mathbf{S}_i$, чтобы обеспечить перемещение луча в пространстве. Таких векторов может быть значительно больше N , и для каждого из них надо решать уравнение (1). Однако если каждый из векторов $\mathbf{S}_i$ представить в виде разложения по N единичным векторам $\mathbf{q}_k$, то решение уравнения (1) получается в виде

$$\mathbf{W} = \sum_{k=1}^N s_{ik} \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{q}_k = \sum_{k=1}^N s_{ik} \mathbf{V}_k, \quad (3)$$

где s_{ik} — компонент вектора $\mathbf{S}_i$ с номером k . Отсюда видно, что для определения весового вектора надо решить только N уравнений вида $\hat{\mathbf{M}}\mathbf{V}_k = \mathbf{q}_k$. Физический смысл такой обработки сигналов заключается в том, что вначале обеспечивается подавление помех в каждом элементе решётки. Затем выполняется весовое суммирование для максимизации ОСШ на выходе решётки.

Очевидно, что во всех режимах работы адаптивной антенной решётки можно использовать один и тот же алгоритм обработки сигналов, решая одно или несколько уравнений вида

$$\mathbf{M}\mathbf{V}_i = \mathbf{q}_i. \quad (4)$$

В данной работе исследуется эффективность применения метода степенных векторов для адаптивной обработки сигналов в многоэлементных и многолучевых адаптивных антенных решётках. При этом корреляционная матрица помехи $\mathbf{M}$ и конфигурация решётки считаются произвольными. Число выборок входного процесса может быть как больше, так и меньше числа элементов решётки. Наибольшее внимание уделяется случаю короткой выборки входного процесса, когда число L выборок сравнимо или меньше числа N элементов решётки.

1. ОЦЕНКА ВЕСОВЫХ ВЕКТОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ

Все весовые векторы $\mathbf{V}_i$, $i = 1, 2, \dots, N$, будем искать одинаковым образом [15–17]. Поэтому далее будем опускать индекс i . С помощью вектора и корреляционной матрицы $\mathbf{M}$ входного процесса сформируем систему степенных векторов $\mathbf{q}$, $\mathbf{M}\mathbf{q}$, $\mathbf{M}^2\mathbf{q}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{q}$. Затем перейдём к ортонормированным степенным векторам $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$ с помощью процедуры ортогонализации, которая для степенных векторов имеет следующий вид [10]:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_0 &= \mathbf{q}, \\ \mathbf{F}_1 &= (\mathbf{f}_1^H \mathbf{f}_1)^{-1/2} \mathbf{f}_1, \quad \mathbf{f}_1 = \mathbf{M}\mathbf{F}_0 - \alpha_0 \mathbf{F}_0 \\ &\dots \\ \mathbf{F}_n &= (\mathbf{f}_n^H \mathbf{f}_n)^{-1/2} \mathbf{f}_n, \quad \mathbf{f}_n = \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1} - \alpha_{n-1} \mathbf{F}_{n-1} - \beta_{n-2} \mathbf{F}_{n-2}, \end{aligned} \quad (5)$$

где коэффициенты $\alpha_{n-1} = \mathbf{F}_{n-1}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1}$ при $n \geq 1$, $\beta_{n-2} = \mathbf{F}_{n-2}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1}$ при $n \geq 2$.

Процедура ортогонализации для степенных векторов имеет особенность, связанную с тем, что каждый ортогональный вектор, начиная с третьего, формируется с использованием только двух предыдущих векторов. Все коэффициенты α и β являются действительными числами.

Аналогично работам [15–17], вектор $\mathbf{V}$ представим в виде разложения по ортонормированным базисным векторам $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$:

$$\mathbf{V} = \mathbf{F}_0 + \sum_{n=1}^{K-1} c_n \mathbf{F}_n \quad \text{или} \quad \mathbf{V} = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C}, \quad (6)$$

где матрица $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}]$ состоит из ортонормированных векторов, $\mathbf{C} = [c_1, \dots, c_{K-1}]^T$ — вектор действительных коэффициентов разложения, индекс «Т» обозначает транспонирование.

Подставим разложение (6) в уравнение (4) и умножим полученное таким образом уравнение слева на матрицу $\mathbf{F}^H$. В результате получим уравнение

$$\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0. \quad (7)$$

Вектор $\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0$ имеет только один ненулевой элемент, равный β_0 , а матрица $\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}$ является трёхдиагональной [15–17]:

$$\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & \vdots & 0 & \vdots & 0 \\ \beta_1 & \alpha_2 & \beta_2 & \vdots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \alpha_3 & \ddots & 0 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \ddots & \beta_j & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_j & \alpha_{j+1} & \ddots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \ddots & \ddots & \beta_{K-2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_{K-2} & \alpha_{K-1} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0 = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Решение системы уравнений (7) имеет вид [14–16]:

$$c_1 = -\frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\dots - \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}}; \quad c_2 = -\frac{\alpha_1 c_1 + \beta_0}{\beta_1}; \quad c_n = -\frac{\beta_{n-2} c_{n-2} + \alpha_{n-1} c_{n-1}}{\beta_{n-1}}, \quad (9)$$

$n = 3, \dots, K-1$. Применим теперь полученное аналитическое решение для адаптивной обработки, когда точная корреляционная матрица заменяется её максимально правдоподобной оценкой $\hat{\mathbf{M}}$, полученной на основе L временных выборок случайных комплексных амплитуд $\mathbf{X}(l)$ входного процесса в виде [1–3]

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l). \quad (10)$$

Заменяем корреляционную матрицу $\mathbf{M}$ в процедуре ортогонализации (5) на её максимально правдоподобную оценку (10). Собственные числа матрицы (10) являются случайными, а их общее число равно числу N элементов решётки. Соответственно, размерность базиса стохастических степенных векторов становится равной N . Даже при отсутствии внешних источников помехи, когда в системе имеется только собственный шум, в результате процедуры (5) порождается N базисных векторов, хотя теоретически ненулевым вектором должен быть только вектор $\mathbf{F}$. Если кроме собственного шума имеется один источник помехи, то в результате процедуры (5) должны получаться два вектора $\mathbf{F}_0$ и $\mathbf{F}_1$, т.е. должен формироваться один дополнительный вектор для подавления источника помехи. Формирование других векторов будет приводить к уменьшению эффективности обработки, особенно при короткой выборке входного процесса ($L < N$). Таким образом, чтобы поддерживать ОСШ на высоком уровне, число базисных векторов должно ограничиваться статистически корректно. В этом заключается смысл процедуры регуляризации решения.

Регуляризацию решения будем проводить в два этапа. Задача первого этапа заключается в оценке наличия или отсутствия внешних источников помехи. Если принимается решение о наличии помехи, то выполняется второй этап, на котором проводится статистически корректная остановка процедуры ортогонализации (5) и, следовательно, ограничение размерности степенного базиса.

1.1. Первый этап регуляризации

Допустим, что полезный сигнал наблюдается на фоне собственного гауссова шума с нулевым средним, мощностью σ_0^2 и корреляционной матрицей $\mathbf{M} = \sigma_0^2 \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ — единичная матрица. В силу случайного характера выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ процесс ортогонализации (5) будет порождать вектор $\mathbf{F}_1$ и последующие векторы. Для регуляризации решения введём некоторое пороговое значение Th и будем сравнивать с ним квадрат модуля $|\mathbf{f}_1|^2$ вектора $\mathbf{f}_1$ в выражении (5). Если порог окажется численно больше, то вектор $\mathbf{F}_1$ принимается равным нулю, и процедура ортогонализации считается завершённой. В противоположном случае выполняется переход ко второму этапу регуляризации.

Для вычисления величины Th учтём статистические свойства вектора $\mathbf{f}_1$, обусловленные собственным шумом. Среднее значение вектора $\mathbf{f}_1$ равно нулю ($\langle \mathbf{f}_1 \rangle = 0$), а отклонение от нулевого значения характеризуется средним квадратом $\langle |\mathbf{f}_1|^2 \rangle$ модуля этого вектора. Величину порога можно выбрать различными способами, если известна функция распределения вероятностей случайной величины $|\mathbf{f}_1|^2$. Обычно порог задаётся с помощью выражения

$$\text{Th} = \langle |\mathbf{f}_1|^2 \rangle + 3 \text{STD}(|\mathbf{f}_1|^2), \quad (11)$$

где $\text{STD}(x)$ — среднеквадратическое отклонение случайной величины x .

В работах [15, 16] показано, что при отсутствии источников помехи порог (11) равен

$$\text{Th} = \sigma_0^4 \frac{N-1}{L} + \frac{3\sigma_0^4}{L} \sqrt{(N-1)(N/L+1)}. \quad (12)$$

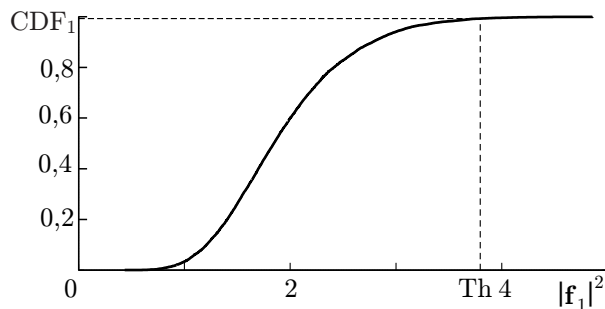


Рис. 1

Таким образом, порог увеличивается с ростом дисперсии σ_0^2 собственного шума и числа N элементов решётки и уменьшается при увеличении длины L входного процесса. На рис. 1 приведена интегральная функция распределения (CDF) случайной величины $|\mathbf{f}_1|^2$. Число элементов решётки $N = 30$, мощность собственного шума $\sigma_0^2 = 1$, число выборок входного процесса $L = 15$. Вертикальной штриховой прямой показан порог $\text{Th} = 3,80$, а горизонтальной — вероятность, что $|\mathbf{f}_1|^2 < \text{Th}$, равная 0,98.

Все векторы $\mathbf{V}_i$, $i = 1, 2, \dots, N$, должны формироваться с помощью одинакового числа ортонормированных степенных векторов. Поэтому сравнение с порогом должно выполняться для величины $(|\mathbf{f}_1|^2)_{\text{mean}}$, усреднённой по всем векторам $\mathbf{V}_i$. Если $(|\mathbf{f}_1|^2)_{\text{mean}} < \text{Th}$, то процедура (5) завершается, и считается, что источников помех нет.

1.2. Второй этап регуляризации

Статистически обоснованный выбор порогового значения Th (12) позволяет разрешить альтернативу «да» или «нет» в отношении внешних источников помехи. Однако применение данной пороговой техники для ограничения размерности базиса в случае воздействия J источников помехи является недостаточным. Это связано с тем, что сравнение порога (12) с величиной $(|\mathbf{f}_1|^2)_{\text{mean}}$ не гарантирует выполнение условия, что число вспомогательных базисных векторов не должно превышать числа источников помехи ($K - 1 < J$).

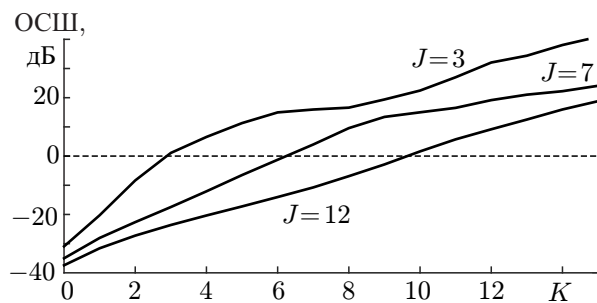


Рис. 2

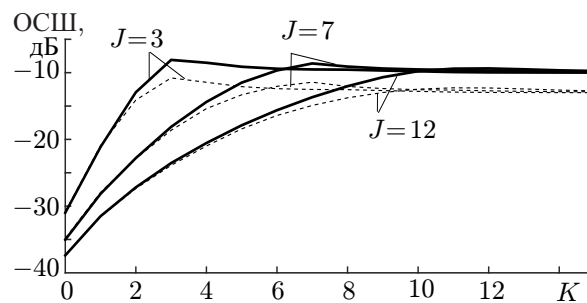


Рис. 3

Вектор $\mathbf{V}_i$ обеспечивает подавление помех на выходе i -го элемента решётки. Поскольку роль вектора $\mathbf{S}$ полезного сигнала играет вектор $\mathbf{q}_i$, то ОСШ будет равно $\eta_i = |\mathbf{V}_i^H \mathbf{q}_i|^2 / \mathbf{V}_i^H \mathbf{M} \mathbf{V}_i$. С учётом ортогональности базисных векторов имеем, что $\eta_i = 1 / \mathbf{V}_i^H \mathbf{M} \mathbf{V}_i$. Усредним ОСШ η_i по всем элементам. Процедуру ортогонализации будем обрывать тогда, когда среднее ОСШ достигнет максимального значения. Однако вычислить ОСШ η_i не представляется возможным, т.к. точная корреляционная матрица $\mathbf{M}$ является неизвестной. Поэтому заменим матрицу $\mathbf{M}$ на её оценку $\hat{\mathbf{M}}$ (10).

На рис. 2 показана зависимость оценки среднего ОСШ от числа сформированных вспомогательных векторов для разного числа источников помехи $J = 3, 7, 12$. При моделировании выборки векторы комплексных амплитуд входного процесса будем задавать в виде $\mathbf{X}(l) = \boldsymbol{\xi}(l) + a_1(l)\mathbf{S}_1 + \dots + a_J(l)\mathbf{S}_J$, где $\boldsymbol{\xi}(l)$ — вектор собственного шума, каждый элемент которого имеет нулевое среднее и единичную мощность $\sigma_0^2 = 1$, $a_j(l)$ — гауссов шум j -го источника с нулевым средним и некоторой мощностью, $\mathbf{S}$ — вектор-фазор направления на j -й источник. Число элементов решётки $N = 30$, число выборок входного процесса $L = 15$. Источники располагались случайным образом, независимо друг от друга, с равномерной плотностью вероятности угловой координаты вне главного луча j -й диаграммы направленности антенной решётки. Мощность каждого источника имела равномерное распределение вероятности в интервале от 1 до 1000. Задавалось 1000 реализаций углового положения источников помехи. Видно, что среднее ОСШ не имеет максимума и непрерывно возрастает с увеличением числа ортонормированных векторов. Более того, полученная оценка превышает теоретическое предельное значение ОСШ, которое соответствует случаю отсутствия источников помехи и равно 0 дБ (штриховая линия на рис. 2). Следовательно, полученное решение является некорректным.

Для получения корректного решения учтём априорную информацию о том, что в системе имеется собственный шум. Для оценки ОСШ будем применять регуляризованную корреляционную матрицу $\hat{\mathbf{M}}_r = \hat{\mathbf{M}} + \gamma \mathbf{I}$, где γ — параметр регуляризации, который вместе с единичной матрицей $\mathbf{I}$ имитирует собственный шум системы. В результате оценка ОСШ примет вид $\eta'_i = 1 / (\mathbf{V}_i^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{V}_i + \gamma \mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i)$. Используя выражения (6) и (9), преобразуем эту формулу к виду

$$\eta'_i = \frac{1}{\alpha_{0i} + \beta_{0i} c_{1i} + \gamma \mathbf{C}_i^H \mathbf{C}_i}. \quad (13)$$

На рис. 3 показано полученное с помощью формулы (14) среднее ОСШ $\eta' = N^{-1} (\eta'_1 + \eta'_2 + \dots + \eta'_N)$ в зависимости от числа вспомогательных базисных векторов при значениях параметров, соответствующих рис. 2. Сплошные кривые отвечают параметру регуляризации $\gamma = 4$, а штриховые иллюстрируют случай $\gamma = 10$. Видно, что средняя оценка ОСШ имеет максимум, когда число вспомогательных векторов равно числу источников помехи ($K - 1 = J$). Она не превышает предельное значение ОСШ (0 дБ), что говорит о корректности полученного решения задачи. Ма-

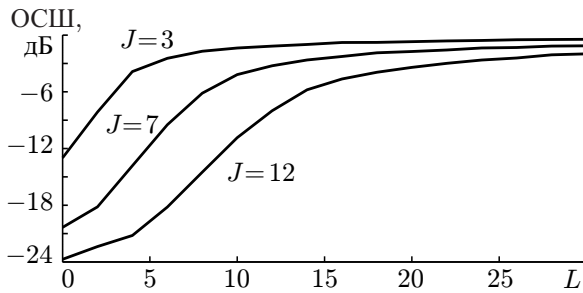


Рис. 4

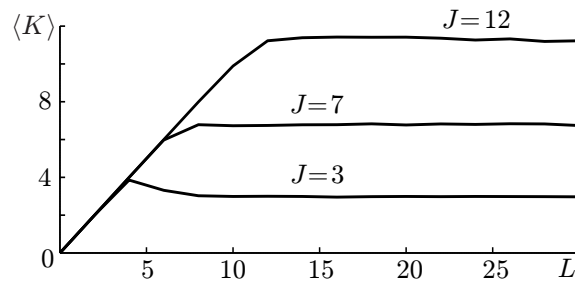


Рис. 5

тематическое моделирование показало, что положение максимума среднего ОСШ не изменяется в достаточно широком диапазоне $\gamma = 1 \div 10$.

Рассмотрим эффективность адаптивной обработки с использованием двухэтапной процедуры регуляризации при значениях параметров адаптивной антенной решётки и помеховой обстановки, соответствующих рис. 2 и 3. Результатами моделирования являются кривая адаптации (т.е. зависимость среднего ОСШ от длины входного процесса) и среднее число вспомогательных степенных векторов, сформированных в результате регуляризации полученного решения. Для удобства среднее ОСШ (которое должно вычисляться по выборкам входного процесса, получающимся после оценки весовых векторов $\mathbf{V}_i$) будем нормировать на среднее ОСШ, соответствующее случаю точно известной корреляционной матрицы входного процесса. В результате получим потери в ОСШ, обусловленные конечной длиной выборки входного процесса.

На рис. 4 приведены зависимости потерь в ОСШ для различного числа источников помех $J = 3, 7$ и 12 , а на рис. 5 показано среднее число вспомогательных весовых векторов, сформированных в результате двухэтапной процедуры регуляризации. Видно, что эффективность предложенной обработки является высокой. Например, средние потери в ОСШ не превышают 3 дБ при длине выборки $L = 5, 12$ и 20 при $J = 3, 7$ и 12 , соответственно, т.е. достаточно взять число выборок входного процесса в два раза большим числа источников помех ($L \geq 2J$). Число формируемых базисных векторов приблизительно равно числу источников помех ($K \approx J$), что соответствует теоретическому значению.

2. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены многолучевые адаптивные антенные решётки, обеспечивающие максимальное значение ОСШ на выходе каждого луча. Предложен алгоритм адаптивной обработки сигнала в базисе степенных векторов и получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса. Число выборок является произвольным, однако особое внимание уделено случаю короткой выборки, когда число выборочных векторов меньше числа элементов решётки ($L < N$). Приводятся результаты моделирования адаптивной обработки сигналов, которые показывают высокую эффективность обработки сигналов в решётке. Для обеспечения потерь в ОСШ, не превышающих 3 дБ, достаточно взять число выборок входного процесса только в два раза большим числа источников помех ($L \geq 2J$). Предложенный алгоритм может применяться в различных режимах работы адаптивной антенной решётки, например при формировании большого числа лучей для параллельного обзора пространства, вспомогательных разностных лучей или при сканировании одним лучом для последовательного обзора пространства.

Работа поддержана Минобрнауки РФ в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приори-

тетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (соглашение 14.578.21.0033 от 05.06.2014, уникальный идентификатор RFMEFI57814X0033).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
3. Stoica P., Moses R. L. Introduction to spectral analysis. New York: Prentice Hall, 1997. 426 p.
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 426 с.
5. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
6. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1982. Т. 25, № 4. С. 472.
7. Ермолаев В. Т., Краснов Б. А., Флакман А. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т. 26, № 7. С. 874.
8. Ермолаев В. Т., Краснов Б. А., Соломатин В. Я., Флакман А. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1986. Т. 29, № 5. С. 551.
9. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. // Int. J. Electron. 1993. V. 75, No. 4. P. 753.
10. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. 400 с.
11. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.
12. Абрамович Ю. И. // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 3. С. 543.
13. Ermolayev V. T., Flaksman A. G., Rodygin Yu. L. // Int. J. Electron. 1994. V. 76, No. 3. P. 497.
14. Морозов О. А., Рыжкова Т. Г., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 8. С. 772.
15. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин И. С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641.
16. Ермолаев В. Т., Сорокин И. С., Флакман А. Г. // Вестник ННГУ им. Н. И. Лобачевского. Сер. Радиофизика. 2014. № 4, ч. 1. С. 79.
17. Ермолаев В. Т., Семенов В. Ю., Сорокин И. С. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235.
18. Сколник И. Справочник по радиолокации. Кн. 1. М.: Техносфера, 2014. 671 с.

Поступила в редакцию 14 сентября 2015 г.; принята в печать 21 января 2016 г.

APPLICATION OF THE POWER-VECTOR METHOD FOR ADAPTIVE PROCESSING OF SIGNALS IN MULTIBEAM ANTENNA ARRAYS

V. T. Ermolayev, V. Yu. Semenov, I. S. Sorokin, and A. G. Flaksman

We consider an adaptive antenna array, which forms a great number of beams for the parallel or series observation of space and ensures the maximum ratio of the signal power to the mean power of output noise. The algorithm for adaptive signal processing in the basis of the power vectors is proposed and the regularized estimates of the weight vectors are obtained using the limited number of the input-process samples, which can both exceed and be smaller than the number of the elements (the case of a short sample). The results of simulation of the adaptive signal processing are given, which show the high signal-processing efficiency in an adaptive antenna array.

В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман