СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ ЧАСТИЧНО-КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНОЙ ПОМЕХИ

А.И. Малеханов [1,2], А.В. Смирнов [1]

[1] *Институт прикладной физики РАН*
[2] *ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Аннотация

В этой работе проводится сравнительный анализ эффективности рассмотренных ранее методов пространственной обработки сигнала (Труды 22-ой научной конференции по радиофизике) на фоне изотропного шума с интенсивной частично-когерентной помехой, описываемой той же двухмасштабной моделью ФПК. Источники сигнала и помехи расположены в разных углах по отношению к центру АР. Показана смена "иерархии" методов обработки в зависимости от совокупности параметров задачи: длины когерентности, величины "остаточной" когерентности, среднего угла пеленга на источники сигнала и помехи, дисперсии флуктуаций углов прихода.

Постановка задачи и основные уравнения

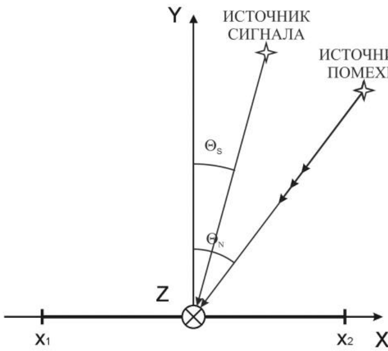

Рис. 1

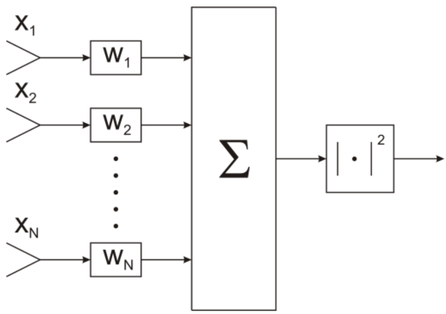

Рис. 2

Ненаправленный удаленный излучатель акустического поля находится под некоторым углом θ_{S} по отношению к нормали линейной АР. Помимо полезного сигнала приемная АР принимает также изотропный шум (белый шум) и поле интенсивной удаленной помехи размещенной в угле θ_{N} (Рис. 1). Линейная АР представляет собой эквидистантно расположенный набор (**N**) из N приемных элементов вдоль прямой линии с межэлементным расстоянием $d = \lambda/2$. Средняя мощность сигнала, белого шума, помехи на входе единичного элемента АР будет соответственно σ_{s}^2, σ_{wn}^2 и σ_{n}^2. Критерием эффективности метода пространственной обработки является коэффициент усиления антенны G (от англ. "gain" - выигрыш), который определяется как отношение выходного отношения сигнал/шум (ОСШ) на АР к входному ОСШ на отдельном элементе. Универсальное выражение для выигрыша при линейной пространственной обработке (схема на рис. 2) будет записано как:

$$G_0 = \sigma_S^{-2}\sigma_{\mathrm{Noise}}^2 \frac{\mathbf{W}^{+}\mathbf{R}_S\mathbf{W}}{\mathbf{W}^{+}\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}}\mathbf{W}},\ \sigma_{\mathrm{Noise}}^2 = \sigma_{\mathrm{wn}}^2 + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \qquad (1)$$

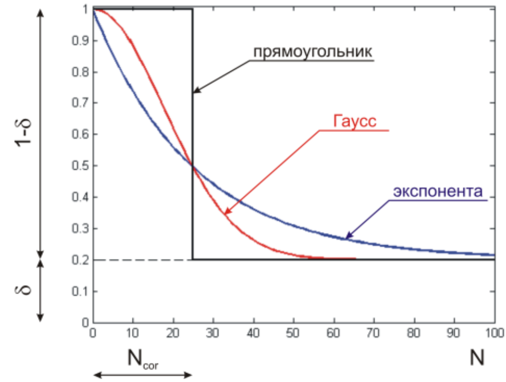

Рис. 3

где $\mathbf{R}_S = \langle \mathbf{ss}^{+} \rangle$ ($\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}} = \langle \mathbf{nn}^{+} \rangle$) – матрица пространственной когерентности сигнального $\mathbf{s}$ (шумового $\mathbf{n}$) поля на входе АР, $\mathbf{W}$ – весовой вектор, "+" – означает эрмитово сопряжение, $\langle \cdots \rangle$ – означает усреднение по времени. Эффективность стандартной обработки фазированной антенны сильно зависит от угла прихода сигнала θ_S и помехи θ_N, угла сканирования θ. Амплитудно-фазовое распределение для стандартной схемы обработки фазированной АР, которая отвечает фазированному накоплению сигнала по элементам, задается в виде распределения поля на антенне, сопряженного полю падающей плоской волны с некоторого угла θ с волновым числом k: $\mathbf{W}(\theta) = \exp\{ikd(\mathbf{N}-1)\sin\theta\}$. При дальнем распространении сигнала (помехи) сквозь случайно-неоднородную среду, матрицу пространственной корреляции можно представить как сложение матриц, отвечающих за когерентную и некогерентную компоненту поля на входе АР. Когерентная компонента поля $\mathbf{R}_{SC}$ ($\mathbf{R}_{NC}$) характеризуется уровнем "остаточной" когерентности δ_S (δ_N), зависящим от дальности трассы распространения (аналогия с рассмотренной ранее эвристической экспоненциальной моделью – рис. 3). Считаем, что угол пеленга на излучатель сигнала (помехи) меняется в некотором диапазоне, характеризующийся значением среднего угла прихода θ_S (θ_N) и дисперсией угла прихода $\sigma_{S\theta}^2$ ($\sigma_{N\theta}^2$). Используя известную модель плоской волны с флуктуирующим углом прихода, получим матрицу когерентности сигнала (помехи) описывающую рассеянную компоненту поля $\mathbf{R}_{SH}$ ($\mathbf{R}_{NH}$) и полную матрицу когерентности:

$$\begin{gathered} \mathrm{R}_S = \mathrm{R}_{SC} + \mathrm{R}_{SH} = \sigma_s^2\delta_S\mathbf{G}_S\mathbf{J}\mathbf{G}_S^{+} + \sigma_s^2(1-\delta_S)\mathbf{G}_S\widetilde{\mathbf{K}}_S\mathbf{G}_S^{+}, \\ R_{\mathrm{Noise}} = R_{\mathrm{WN}} + R_{\mathrm{N}} = \sigma_{\mathrm{WN}}^2\mathbf{I} + \mathbf{R}_{\mathrm{NC}} + \mathbf{R}_{\mathrm{NH}}, \\ \widetilde{\boldsymbol{K}}_{S(\mathrm{N})ij} = \exp\left\{-\left(k(i-j)d\sigma_{\mathrm{S(N)}\theta}\cos\theta_{\mathrm{S(N)}}\right)^2/2\right\}, \end{gathered} \qquad (2)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $\mathbf{J}$ – матрица единиц, $\mathbf{G}_{\mathrm{S}}$ ($\mathbf{G}_{\mathrm{N}}$) – диагональная матрица, элементы которой представляют вектор функции Грина $\mathbf{g}_{\mathrm{S}}$ ($\mathbf{g}_{\mathrm{N}}$), описывающей распространение поля от излучателя до элемента АР $\mathbf{g}_{\mathrm{S(N)}} = \exp\{ikd(\mathbf{N}-1)\sin\theta_{\mathrm{S(N)}}\}$.

Для определения выигрыша в случае метода фазированной решетки с аподизацией амплитудного распределения (оптимальный линейный метод) необходимо решить задачу по поиску собственных значений λ_i и собственных векторов матрицы $\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}}^{-1}\mathbf{R}_{\mathrm{S}}$:

$$G_{\mathrm{LIN}} = \lambda_1 \sigma_{\mathrm{s}}^{-2} \sigma_{\mathrm{Noise}}^{2}. \tag{3}$$

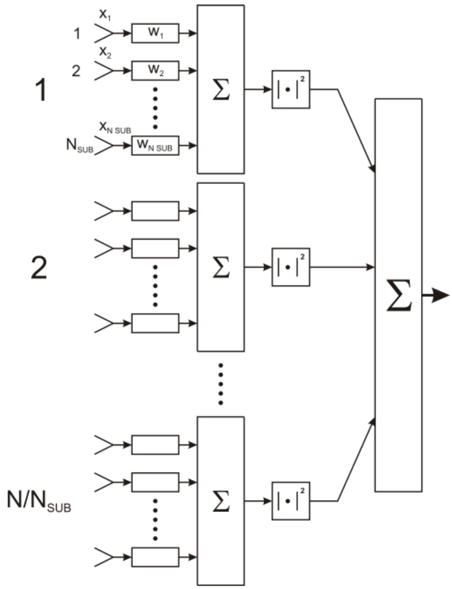

Рис. 4

Метод субапертурной обработки (метод подрешеток см. схему на рис. 4) – квадратичный метод, заключается в том, что АР делится нацело на подрешетки длиной N_{SUB}, каждая из которых фазируется в направлении угла θ, а затем вся совокупность подрешеток обрабатывается квадратично и происходит некогерентное сложение. Выражение для выигрыша при квадратичной обработке:

$$G_{\mathrm{SUB}} = \sigma_{\mathrm{s}}^{-2} \sigma_{\mathrm{Noise}}^{2} \frac{\mathrm{Sp}(\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathrm{S}})}{\mathrm{Sp}^{1/2}((\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}})^2)}, \tag{4}$$

где $\mathrm{Sp}(\cdots)$ – след матрицы; $\mathbf{A}$ – матрица обработки сигнала на АР, в случае субапертурной обработки состоит из матриц обработки сигнала на подрешетках $\mathbf{A} = \mathrm{diag}(\mathbf{A}_1, \cdots, \mathbf{A}_l, \cdots, \mathbf{A}_{N/N_{\mathrm{SUB}}})$, $\mathbf{A}_l = \mathbf{W}_{\mathrm{SUB}\,l}^{+}\mathbf{W}_{\mathrm{SUB}\,l}$, $\mathbf{W}_{\mathrm{SUB}\,l}(\theta) = \exp\{ikd(\mathbf{N}_{\mathrm{SUB}}-1)\sin\theta\}$.

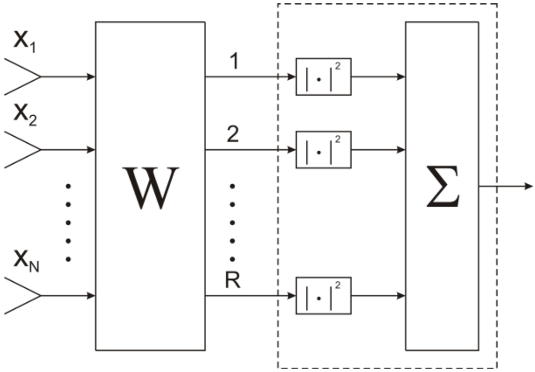

Рис. 5

Оптимальный квадратичный метод (схема на рис. 5) осуществляется путем формирования оптимальной весовой матрицы $\mathbf{A}=\mathbf{W}^{+}\mathbf{W}$. Определение выигрыша G_{OPT} достигается через решение задачи на собственные значения λ_i и собственные вектора матрицы $\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}}^{-1}\mathbf{R}_{\mathrm{S}}$. При этом выигрыш можно записать как через матрицы когерентности, так и через собственные значения:

$$G_{\mathrm{OPT}}=\sigma_{\mathrm{s}}^{-2}\sigma_{\mathrm{Noise}}^{2}\mathrm{Sp}^{1/2}\left(\left(\mathbf{R}_{\mathrm{Noise}}^{-1}\mathbf{R}_{\mathrm{S}}\right)^{2}\right) \text{ или } G_{\mathrm{OPT}}=\sigma_{\mathrm{s}}^{-2}\sigma_{\mathrm{Noise}}^{2}\sqrt{\sum_i\lambda_i^2}. \qquad (5)$$

Результаты численного моделирования и выводы

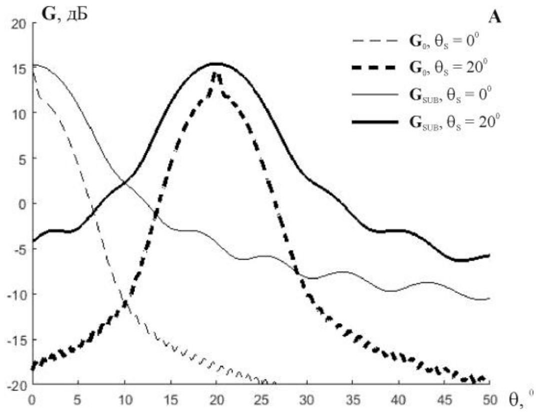

Рис. 6

Численное моделирование проведено для АР длиной $\mathrm{N}=128$ с межэлементным расстоянием $d=5$ м, при настройке АР на длину волны $\lambda=10$ м. В начале изучена "иерархия" методов обработки приемного сигнала на фоне белого шума (ОСШ $\sigma_{\mathrm{s}}^{2}\sigma_{\mathrm{wn}}^{-2}=-6$ дБ) в зависимости от углового положения источника ($\theta_{\mathrm{S}}=0^{0}$ и $\theta_{\mathrm{S}}=20^{0}$) при разных когерентных свойствах входного сигнала. На рис. 6 продемонстрированы выигрыши фазированной и субапертурной ($N_{\text{SUB}} = 16$) обработки в случае малого значения уровня когерентности ($\delta_{\text{S}} = 0.1$) и дисперсии угла $\sigma^2_{\text{S}\theta}$ прихода сигнала эквивалентной длине когерентности рассеянной компоненты $N_{\text{Scor}} = 10$. Размер подрешетки ($N_{\text{SUB}} \approx 1.5 N_{\text{Scor}}$) выбран не случайно и определен ранее нами оптимальным для такого сигнала. Масштабы когерентности сигнала влияют на $G_0(\theta)$ поразному: повышение уровня остаточной когерентности δ_{S} увеличивает значение выигрыша в направлении на источник, становятся заметны боковые максимумы диаграммы направленности (ДН); снижение эффективной длины когерентности N_{Scor} сглаживает зависимость, увеличивает ширину главного лепестка. Показано, что субапертурная обработка остается квазиоптимальной при увеличении среднего угла пеленга на сигнал, несмотря на рост длины когерентности рассеянной компоненты и уширения главного лепестка подрешеток и всей АР (эффективное уменьшение числа элементов). Выигрыш для линейной обработки с аподизацией составил примерно 14.5 дБ ($G_0 \approx G_{\text{LIN}}$), а для оптимальной квадратичной – 16.4 дБ, что лишь на 1 дБ выше субапертурной. При незначительном увеличении уровня $\delta_{\text{S}} = 0.3$ (больше порогового значения $\delta_{\text{Sпорог}} \approx 0.16$) показана смена эффективности методов (рис. 7): субапертурная обработка ($G_{\text{SUB}} \approx 15.6$ дБ) даже в случае оптимального размера подрешеток проигрывает стандартной фазированной обработке ($G_0 = 17$ дБ), которая становится практически оптимальной ($G_{\text{LIN}} \approx 17$ дБ, $G_{\text{OPT}} = 17.5$ дБ).

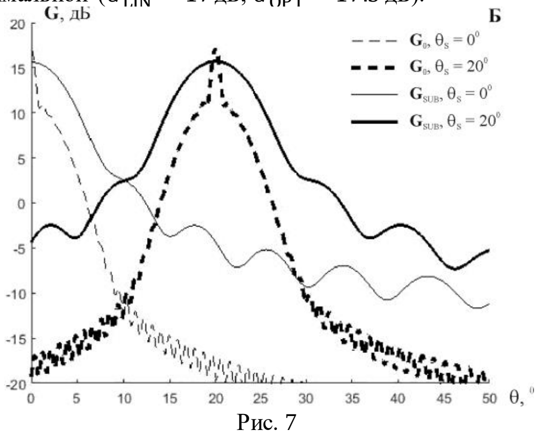

Рис. 7

При наличии сильной интенсивной помехи (ОСШ $\sigma^2_{\text{S}}\sigma^{-2}_{\text{n}} = -20$ дБ, см. рис. 8), приходящей с угла $\theta_{\text{N}} = 40^0$, зависимость выигрыша в случае малого значения когерентной компоненты качественно изменяется. Дисперсия угла флуктуации прихода помехового поля меньше ($N_{\text{Ncor}} = 30$), чем у сигнала, а уровень остаточной когерентности выбран таким же ($\delta_{\text{N}} = \delta_{\text{S}} = 0.1$). Боковые максимумы ДН помехи снижают уровень выигрыша при фазированной и субапертурной обработке, что может привести к смене иерархии квазиоптимальных методов. Тем не менее, при субапертурной обработке, несмотря на потери выигрыша при настройке подрешеток на средний угол прихода сигнала (если пеленг определить удастся), значение выигрыша в целом меньше зависит от наличия помехи, чем у выигрыша фазированной обработки. Оба метода по эффективности практически не уступают линейной обработке с аподизацией ($G_{\mathrm{LIN}} \approx 28.7$ дБ), и проигрывают оптимальной обработке на 2 дБ.

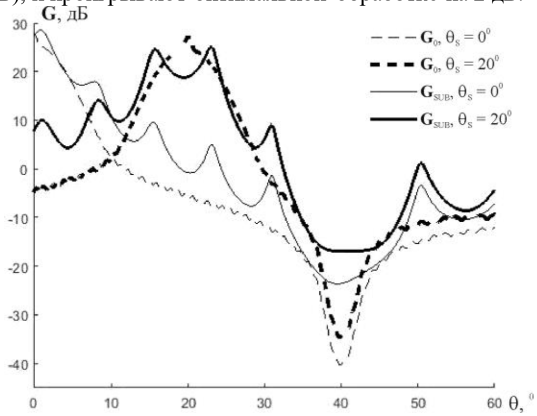

Рис. 8

Таким образом, в данной работе на примере численного моделирования показана смена иерархии эффективности рассмотренных методов пространственной обработки сигнала, описываемого двухмасштабной моделью пространственной когерентности, в зависимости от совокупности параметров, к которым относятся: параметры сигнала и помехи (длина когерентности, величина "остаточной" когерентности, средний угол пеленга на источник, дисперсия флуктуаций угла прихода), геометрические размеры АР и размер её подрешетки.