

УДК 621.396.965

Е.А. Маврычев

**ПРОСТРАНСТВЕННОЕ СГЛАЖИВАНИЕ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ
КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В АНТЕННЫХ ПОДРЕШЕТКАХ
С ЧАСТИЧНОЙ КАЛИБРОВКОЙ**

ОАО НПО «ЛЭМЗ»

Рассматривается антенная решетка, состоящая из идентичных линейных эквидистантных подрешеток одинаково ориентированных в пространстве. Предлагается метод, основанный на использовании проекционного алгоритма RARE для частично калиброванных антенных решеток и пространственного сглаживания корреляционной матрицы, позволяющий разрешать и измерять направления прихода коррелированных сигналов.

Ключевые слова: антенная решетка, проекционный алгоритм, пространственное сглаживание.

Введение

Антенные решетки (АР) находят широкое применение в различных областях, таких как радиосвязь, гидро- и радиолокация, сейсмология, радиоастрономия и др. Применение современных методов обработки сигналов в АР позволяет повысить разрешающую способность систем обработки информации. Точная калибровка АР необходима при использовании многих хорошо известных методов оценивания угловых направлений источников сигналов, принимаемых АР. К таким методам относятся метод максимального правдоподобия, Кейпона, MUSIC, MODE и т.д. [1-3]. Во многих практических задачах возникают трудности при калибровке АР. Особенно это касается больших антенных систем, состоящих из пространственно разнесенных подрешеток. В связи с этим получили распространение методы оценивания параметров сигналов, использующие частичное знание геометрии АР [4-7].

Метод RARE (rank reduction) [8-9] позволяет разрешать и оценивать параметры сигналов с помощью АР, состоящей из подрешеток, без знания взаимного расположения подрешеток и их амплитудно-фазовой калибровки. Этот алгоритм можно отнести к классу параметрических проекционных методов, основанных на использовании проектора на подпространство собственного шума, ортогональное сигнальному подпространству. Размерность сигнального подпространства определяется числом источников сигналов, что справедливо для случая некоррелированных сигналов. Прием сигналов с высокой корреляцией приводит к уменьшению размерности сигнального подпространства и невозможности разрешения таких сигналов с помощью метода RARE.

Известно, что применение процедуры пространственного сглаживания корреляционной матрицы (КМ) в проекционных методах, позволяет достичь разрешения сигналов с высокой корреляцией [10-12]. В данной работе рассматривается задача оценивания угловых координат когерентных источников сигналов с помощью АР, состоящей из линейных подрешеток, на основе метода RARE в сочетании с пространственным сглаживанием КМ. Приводятся результаты математического моделирования, подтверждающие возможность разрешения и оценивания параметров коррелированных источников.

Модель антенной решетки

Рассмотрим модель сигналов, принимаемых N элементной АР, состоящей из K идентичных линейных эквидистантных подрешеток, имеющих по M элементов каждая ($N=KM$). Полагаем, что все подрешетки одинаково ориентированы в пространстве. Взаимное расположение подрешеток является произвольным и неизвестным.

Если АР принимает сигнал с направления θ , то комплексные амплитуды в элементах АР представим в виде вектора

$$\mathbf{a}(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = \mathbf{V}(\theta)\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha}). \quad (1)$$

Матрица $\mathbf{V}(\theta)$ размерности $N \times K$, являющаяся функцией информационного параметра θ , зависит от известных геометрических параметров АР и может быть записана в виде

$$\mathbf{V}(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}(\theta) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{v}(\theta) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \mathbf{v}(\theta) \end{bmatrix} = \mathbf{v}(\theta) \otimes \mathbf{I}_K, \quad (2)$$

где $\mathbf{v}(\theta) = [1, \exp(-jkd\sin\theta), \dots, \exp(-jkd(M-1)\sin\theta)]^T$ – вектор комплексных амплитуд сигнала, принимаемого линейной эквидистантной подрешеткой; k – волновое число; d – расстояние между элементами подрешетки; \mathbf{I}_K – единичная матрица размерности $K \times K$, символ \otimes – Кронекерово произведение матриц.

Вектор $\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha})$ размерности $K \times 1$ зависит от информационного параметра θ и вектора неизвестных параметров $\boldsymbol{\alpha}$, определяющих взаимные положения подрешеток и их взаимную амплитудно-фазовую калибровку. Вектор $\boldsymbol{\alpha}$ содержит неизвестные параметры подрешеток, начиная со второй, относительно первой подрешетки, включая координаты подрешеток $\xi_{x2}, \xi_{y2}, \xi_{x3}, \xi_{y3}, \dots, \xi_{xK}, \xi_{yK}$, разности фаз $\varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_K$ и амплитудные калибровки $\gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_K$. Тогда вектор $\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha})$ можно записать как

$$\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = [1, \gamma_2 \exp(-j\psi_2(\theta)), \dots, \gamma_K \exp(-j\psi_K(\theta))]^T, \quad (3)$$

$$\psi_k(\theta) = \varphi_k + k\xi_{xk} \sin \theta - jk\xi_{yk} \cos \theta.$$

Таким образом, вектор сигнала $\mathbf{a}(\theta, \boldsymbol{\alpha})$ представляется в виде произведения матрицы $\mathbf{V}(\theta)$ и вектора $\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha})$, в котором матрица $\mathbf{V}(\theta)$ зависит от известных параметров АР, а вектор $\mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha})$ зависит от неизвестных параметров АР.

Пусть АР принимает сигналы от J источников, приходящих с направлений $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_J$. Вектор сигнала $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$, принимаемого АР, запишем в виде

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (4)$$

где \mathbf{A} – матрица размерности $N \times J$, состоящая из векторов фазового распределения принимаемых сигналов в АР, т.е. $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \boldsymbol{\alpha}), \mathbf{a}(\theta_2, \boldsymbol{\alpha}), \dots, \mathbf{a}(\theta_J, \boldsymbol{\alpha})]$; $\mathbf{s}(t)$ – вектор комплексных амплитуд размерности $J \times 1$; $\mathbf{n}(t)$ – вектор собственных шумов АР размерности $N \times 1$. КМ входного сигнала представим следующим образом:

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_0^2\mathbf{I}_N, \quad (5)$$

где $E\{\}$ – статистическое усреднение; σ_0^2 – дисперсия собственного шума; \mathbf{R}_{ss} – матрица взаимной корреляции сигналов различных источников размерности $J \times J$.

Разложение КМ в базис собственных векторов запишем как

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}_s\boldsymbol{\Lambda}_s\mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n\boldsymbol{\Lambda}_n\mathbf{U}_n^H, \quad (6)$$

где \mathbf{U}_s – матрица размерности $N \times J$, состоящая из собственных векторов сигнального подпространства; \mathbf{U}_n – матрица размерности $N \times (N-J)$, состоящая из собственных векторов шумового подпространства; $\boldsymbol{\Lambda}_s$ – диагональная матрица размерности $J \times J$, состоящая из собственных чисел сигнального подпространства; $\boldsymbol{\Lambda}_n$ – диагональная матрица размерности $(N-J) \times (N-J)$, состоящая из собственных чисел шумового подпространства, равных мощности собственного шума σ_0^2 .

Выборочная КМ и ее разложение в базис собственных векторов

$$\widehat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t), \quad (7)$$

$$\widehat{\mathbf{R}}_{xx} = \mathbf{U}_s \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_s \widehat{\mathbf{U}}_s^H + \widehat{\mathbf{U}}_n \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_n \widehat{\mathbf{U}}_n^H.$$

Метод RARE

Рассмотрим проекционный метод RARE, предложенный в [8, 9], полагая, что матрица взаимной корреляции сигналов \mathbf{R}_{ss} имеет полный ранг, равный числу источников J . Проектор на шумовое подпространство ортогонален векторам-фазорам принимаемых сигналов $\mathbf{a}(\theta_1, \boldsymbol{\alpha}), \mathbf{a}(\theta_2, \boldsymbol{\alpha}), \dots, \mathbf{a}(\theta_J, \boldsymbol{\alpha})$, т.е.

$$\mathbf{a}^H(\theta, \boldsymbol{\alpha}) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = 0, \quad \theta \in \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_J\}. \quad (8)$$

Введем обозначение

$$\mathbf{B}(\theta) = \mathbf{V}^H(\theta) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{V}(\theta) \quad (9)$$

и перепишем уравнение (8) в виде

$$\mathbf{h}^H(\theta, \boldsymbol{\alpha}) \mathbf{B}(\theta) \mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = 0. \quad (10)$$

В общем случае при выполнении условия $K < N - J$ матрица $\mathbf{B}(\theta)$ имеет полный ранг. Тогда выражение (10) будет равно нулю при понижении ранга матрицы $\mathbf{B}(\theta)$ или при условии

$$\det \mathbf{B}(\theta) = 0. \quad (11)$$

Таким образом, направления на источники сигналов будут являться корнями уравнения (11). Оценивание параметров сигналов осуществляется по выборке конечного размера с использованием выборочной КМ $\widehat{\mathbf{R}}_{xx}$. Псевдоспектр, полученный на основе метода RARE, записывается в виде

$$f_{RARE}(\theta) = \frac{1}{\det \widehat{\mathbf{B}}(\theta)}, \quad (12)$$

где матрица $\widehat{\mathbf{B}}(\theta)$ вычисляется на основе оценки КМ:

$$\widehat{\mathbf{B}}(\theta) = \mathbf{V}_1^H(\theta) \widehat{\mathbf{U}}_n \widehat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{V}_1(\theta). \quad (13)$$

Максимумы псевдоспектра (12) соответствуют направлениям на источники сигналов. Оценивание угловых направлений на основе пространственного псевдоспектра (12) называют спектральной разновидностью метода RARE.

Алгоритм RARE для линейных эквидистантных подрешеток может быть представлен в полиномиальной форме [8]. Вектор сигнала линейной эквидистантной подрешетки, приходящего с направления θ , можно записать как $\mathbf{v}(z) = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T$, который является параметром комплексной переменной $z = \exp(-jkd \sin \theta)$. Для нахождения оценок угловых направлений на источники необходимо решить уравнение

$$\det \widehat{\mathbf{B}}(z) = 0. \quad (14)$$

Комплексные корни уравнения (14), лежащие внутри окружности единичного радиуса ($|z| \leq 1$), наиболее близкие к границе окружности соответствуют направлениям на источники сигнала [8]. Применение стандартных подпрограмм вычисления корней полиномов позволяет снизить вычислительные затраты на оценивание параметров сигналов.

Метод RARE с пространственным сглаживанием

Разрешение сигналов с помощью проекционных методов зависит от степени их корреляции [11, 12]. При полной корреляции сигналов матрица взаимной корреляции имеет ранг, равный единице, и разрешение с помощью проекционных методов становится невозможным. Для разрешения коррелированных источников применяется процедура пространственного сглаживания КМ [10, 12]. Суть этого метода состоит в том, что АР разбивается на перекрывающиеся подрешетки, для каждой из них вычисляется КМ. Сглаженная КМ равна сумме КМ сигналов отдельных подрешеток. Подрешетки, образуемые для сглаживания КМ, будем называть виртуальными, в отличие от физических подрешеток, из которых непосредственно состоит АР. Образование виртуальных подрешеток показано на рис. 1.

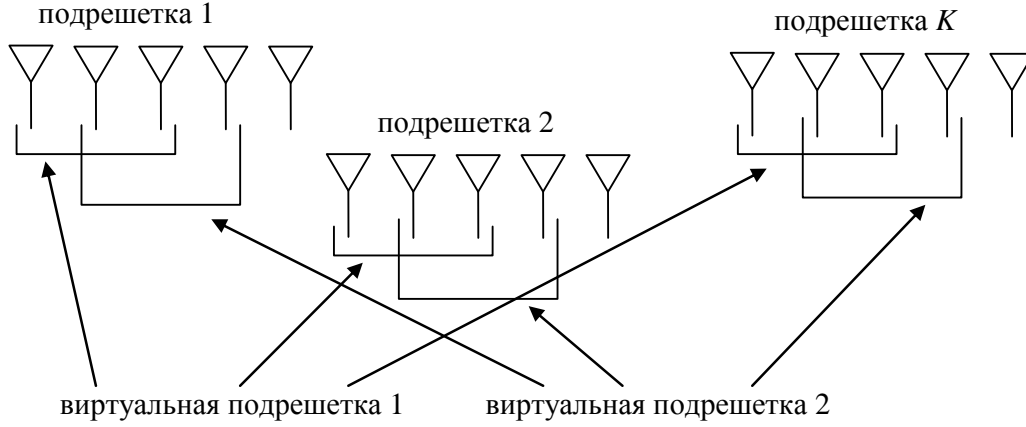


Рис. 1

Пусть Q – число элементов одной физической подрешетки, образующих виртуальную, тогда общее число элементов одной виртуальной подрешетки равно KQ . В результате может быть образовано $P=(M-Q+1)$ виртуальных подрешеток. Вектор сигнала p -й виртуальной подрешетки формируется в виде

$$\mathbf{x}_p(t) = \mathbf{T}_p \mathbf{x}(t), \quad p = 1 \dots P, \quad (15)$$

где $\mathbf{T}_p = \mathbf{E}_p \otimes \mathbf{I}_K$ – матрица селекции для p -й виртуальной подрешетки, в которой матрица \mathbf{E}_p представляется в виде блочной матрицы следующей структуры:

$$\mathbf{E}_p = [\mathbf{0}_{Q \times (p-1)} \quad \mathbf{I}_Q \quad \mathbf{0}_{Q \times (M-Q-p+1)}], \quad (16)$$

где $\mathbf{0}_{nm}$ – нулевая матрица размерности $n \times m$.

Для первой виртуальной подрешетки вектор комплексных амплитуд сигнала, принимаемого с направления θ , записывается в виде, аналогичном (1):

$$\mathbf{a}_1(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = \mathbf{V}_1(\theta) \mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha}), \quad (17)$$

где матрица $\mathbf{V}_1(\theta)$ зависит от информационного параметра θ и не зависит от вектора неизвестных параметров геометрии AP $\boldsymbol{\alpha}$:

$$\mathbf{V}_1(\theta) = \mathbf{v}_1(\theta) \otimes \mathbf{I}_K, \quad (18)$$

$$\mathbf{v}_1(\theta) = [1, \exp(-jkd \sin \theta), \dots, \exp(-jkd(Q-1) \sin \theta)]^T.$$

Вектор принимаемого сигнала для p -й виртуальной подрешетки можно записать

$$\mathbf{x}_p(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_p(t), \quad (19)$$

где матрица векторов-фазоров принимаемых сигналов, которую можно представить в виде

$$\mathbf{A}_p = \mathbf{A}_1 \mathbf{F}^{p-1}, \quad (20)$$

($\mathbf{A}_1 = [\mathbf{a}_1(\theta_1, \boldsymbol{\alpha}), \mathbf{a}_1(\theta_2, \boldsymbol{\alpha}), \dots, \mathbf{a}_1(\theta_J, \boldsymbol{\alpha})]$ – матрица размерности $KQ \times J$, состоящая из векторов-фазоров сигналов, принимаемых первой виртуальной подрешеткой; $\mathbf{F} = \text{diag}\{\exp(-jkd \sin \theta_1), \exp(-jkd \sin \theta_2), \dots, \exp(-jkd \sin \theta_J)\}$ – диагональная матрица, связывающая векторы сигналов двух соседних виртуальных подрешеток).

КМ входного процесса после пространственного сглаживания

$$\tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P E\{\mathbf{x}_p(t) \mathbf{x}_p^H(t)\} = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{R}}_{ss} \mathbf{A}_1^H + \sigma_0^2 \mathbf{I}_N, \quad (21)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{ss} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \mathbf{F}^{p-1} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{F}^{1-p}.$$

Чтобы после пространственного сглаживания можно было применить метод RARE, сглаженная матрица взаимной корреляции сигналов $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ должна иметь полный ранг, для это-

го число подрешеток должно быть не меньше числа сигналов $P \geq J$. Тогда общая размерность AP должна быть в два раза больше числа источников $N \geq 2J$. Разложение сглаженной КМ в базис собственных векторов запишем как

$$\tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \tilde{\mathbf{U}}_s \tilde{\mathbf{\Lambda}}_s \tilde{\mathbf{U}}_s^H + \tilde{\mathbf{U}}_n \tilde{\mathbf{\Lambda}}_n \tilde{\mathbf{U}}_n^H, \quad (22)$$

где $\tilde{\mathbf{U}}_s$ - матрица размерности $KQ \times J$, состоящая из собственных векторов, принадлежащих сигнальному подпространству; $\tilde{\mathbf{U}}_n$ - матрица размерности $KQ \times (KQ - J)$, состоящая из собственных векторов шумового подпространства; $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_s$ - диагональная матрица размерности $J \times J$, состоящая из собственных чисел сигнального подпространства; $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_n$ - диагональная матрица размерности $(KQ - J) \times (KQ - J)$, состоящая из собственных чисел шумового подпространства.

Выборочная КМ после пространственного сглаживания и ее разложение в базис собственных векторов

$$\hat{\tilde{\mathbf{R}}}_{xx} = \frac{1}{LP} \sum_{p=1}^P \sum_{t=1}^L \mathbf{x}_p(t) \mathbf{x}_p^H(t), \quad (23)$$

$$\hat{\tilde{\mathbf{R}}}_{xx} = \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_s \hat{\tilde{\mathbf{\Lambda}}}_s \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_s^H + \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_n \hat{\tilde{\mathbf{\Lambda}}}_n \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_n^H.$$

Рассмотрим проекционный метод RARE с использованием сглаженной КМ. При этом полагаем, что сглаженная матрица взаимной корреляции сигналов $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ имеет полный ранг, равный числу источников J . Аналогично (10), запишем

$$\mathbf{h}^H(\theta, \boldsymbol{\alpha}) \tilde{\mathbf{B}}(\theta) \mathbf{h}(\theta, \boldsymbol{\alpha}) = 0, \quad (24)$$

где матрица $\tilde{\mathbf{B}}(\theta)$ выражается через проектор на шумовое подпространство сглаженной КМ:

$$\tilde{\mathbf{B}}(\theta) = \mathbf{V}_1^H(\theta) \tilde{\mathbf{U}}_n \tilde{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{V}_1(\theta). \quad (25)$$

В общем случае при выполнении условия $K < KQ - J$ матрица $\tilde{\mathbf{B}}(\theta)$ имеет полный ранг. Тогда выражение (24) будет равно нулю при условии

$$\det \tilde{\mathbf{B}}(\theta) = 0. \quad (26)$$

Таким образом, направления на источники сигналов будут являться корнями уравнения (26). Псевдоспектр, полученный на основе метода RARE с пространственным сглаживанием (smoothing RARE), запишем в виде

$$f_{S-RARE}(\theta) = \frac{1}{\det \tilde{\mathbf{B}}(\theta)}, \quad (27)$$

где матрица $\tilde{\mathbf{B}}(\theta)$ вычисляется на основе сглаженной оценки КМ:

$$\tilde{\mathbf{B}}(\theta) = \mathbf{V}_1^H(\theta) \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_n \hat{\tilde{\mathbf{U}}}_n^H \mathbf{V}_1(\theta). \quad (28)$$

Максимумы псевдоспектра (27) соответствуют направлениям на источники сигналов. Наряду со спектральным методом RARE, может быть использован полиномиальный алгоритм, аналогичный (14).

Результаты моделирования

В качестве примера рассмотрим AP, состоящую из трех одинаково ориентированных подрешеток. Каждая подрешетка имеет 6 элементов, расположенных друг от друга на расстоянии половины длины волны. Координаты второй подрешеткой в длинах волн относительно первой $\xi_{x2}=5,23$, $\xi_{y2}=19,8$ и координаты третьей подрешетки относительно первой $\xi_{x3}=0,67$, $\xi_{y3}=-7,3$. Антенная решетка принимает сигналы от двух источников шумовых сигналов одинаковой мощности, находящихся в направлениях $\theta_1=5^\circ$ и $\theta_2=11^\circ$. Усреднение оценок и вычисление среднеквадратического отклонения (СКО) выполняются по 1000 независимым экспериментам. На рисунках, приведенных ниже, представлены результаты моделиро-

вания, полученные с помощью трех различных методов. Кривая 1 соответствует методу RARE с пространственным сглаживанием КМ, кривая 2 – методу RARE без сглаживания, кривая 3 – методу MUSIC с пространственным сглаживанием для одной подрешетки и кривая 4 соответствует методу MUSIC с пространственным сглаживанием и с усреднением оценок по всем трем подрешеткам.

Рассмотрим случай некоррелированных источников, результаты моделирования для которого приведены на рис. 2, 3. На рис. 2 приведены зависимости СКО ошибки измерения угловых координат от отношения сигнал/шум (ОСШ). При этом КМ оценивалась по 100 выборкам входного процесса. На рис. 3 показаны зависимости СКО ошибки измерения угловых координат от числа выборок, по которым оценивается КМ входного процесса, при ОСШ равном 20 дБ. Как видно, метод RARE с пространственным сглаживанием незначительно уступает в точности методу RARE без сглаживания КМ. В то же время применение алгоритма RARE позволяет значительно повысить точность оценивания по сравнению с MUSIC.

Теперь рассмотрим случай полностью коррелированных источников (рис. 4, 5). На рис. 4 приведены зависимости СКО ошибки измерения угловых координат от ОСШ при оценке КМ по 100 выборкам входного процесса. На рис. 5 показаны зависимости СКО от числа выборок, по которым оценивается КМ входного процесса, при ОСШ, равном 20 дБ. В данном примере алгоритм RARE без пространственного сглаживания не позволяет разрешать источники сигналов.

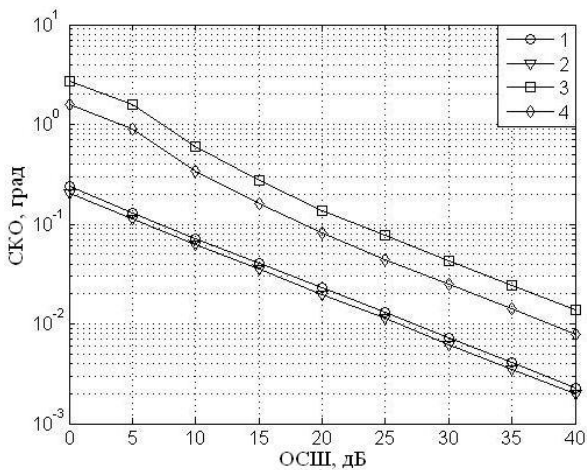


Рис. 2

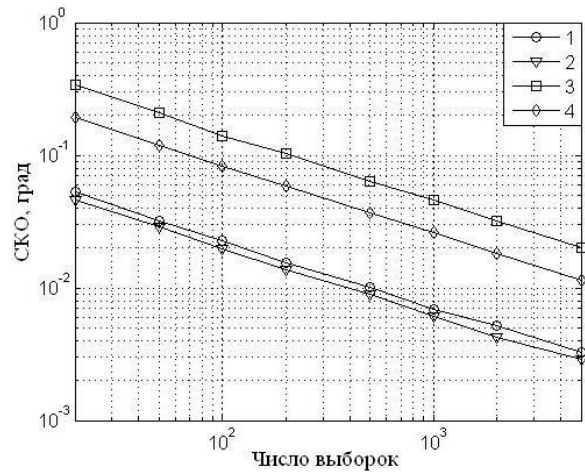


Рис. 3

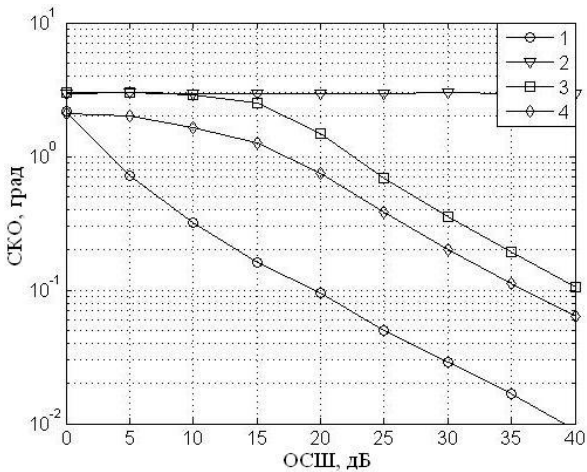


Рис. 4

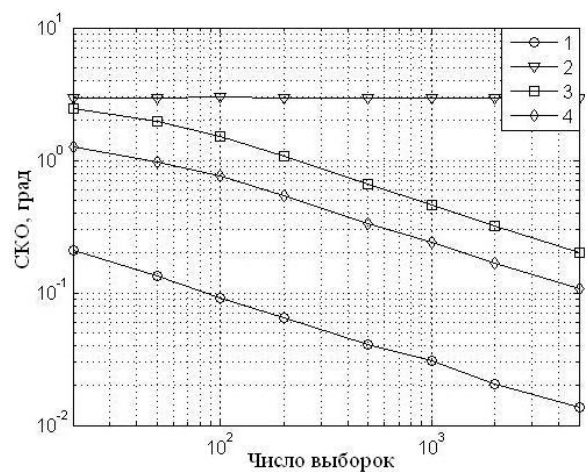


Рис. 5

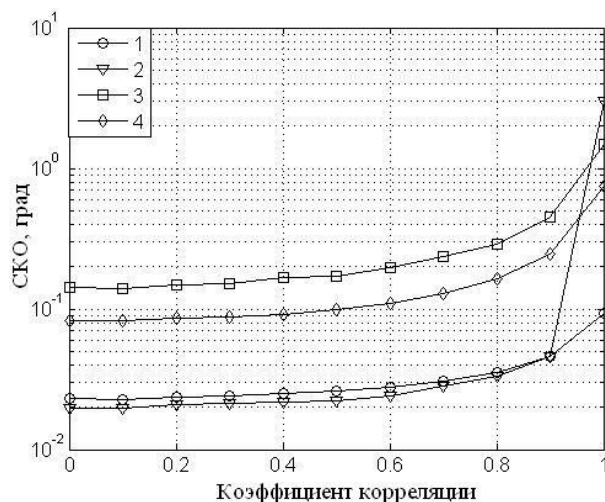


Рис. 6

В последнем примере рассмотрена точность оценивания угловых положений в зависимости от корреляции источников. Результаты моделирования приведены на рис. 6 для ОСШ 20 дБ и оценке КМ по 100 выборкам. Как видно из рис. 6, характеристики метода RARE без пространственного сглаживания начинают значительно ухудшаться при высокой корреляции источников, когда коэффициент корреляции больше 0,9.

Заключение

В работе предложен метод оценивания угловых координат источников коррелированных сигналов с помощью антенных решеток, состоящих из линейных эквидистантных подрешеток с частичной калибровкой. Данный метод основан на использовании проекционного алгоритма RARE, являющегося обобщением хорошо известного метода спектрального оценивания MUSIC, и применением пространственного сглаживания КМ, что позволяет разрешать когерентные сигналы. Представлены результаты моделирования, показывающие эффективность рассмотренного алгоритма.

По полученным результатам можно сделать следующие выводы. Метод RARE без пространственного сглаживания не позволяет разрешать сигналы с высокой корреляцией, в то время как процедура пространственного сглаживания дает возможность разрешения коррелированных сигналов. Метод RARE с пространственным сглаживанием дает значительное преимущество в точности измерения координат по сравнению с методом MUSIC. Это связано с тем, что в методе RARE используется вся апертура AP, а в MUSIC используется только одна подрешетка.

Библиографический список

1. **Barabell, A.J.** Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction finding algorithms // Proc. ICASSP, Boston, MA. 1983. P. 336-339.
2. **Stoica, P.** MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound / P. Stoica, A.Nehorai // IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing. 1989. V. 37. P. 720-741.
3. **Stoica, P.** Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation / P. Stoica, K. Sharman // IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing. 1990. V. 38. P. 1132-1143.
4. **Swindlehurst, A. L.** Multiple invariance ESPRIT / A. L. Swindlehurst // IEEE Trans. Signal Processing. 1992. V. 40. P. 867-881.
5. **Sidiropoulos, N. D.** Parallel factor analysis in sensor array processing / N. D. Sidiropoulos, R. Bro, G. B. and Giannakis // IEEE Trans. Signal Processing. 2000. V. 48. P. 2377-2388.
6. **Stoica, P.** Maximum-likelihood bearing estimation with partly calibrated arrays in spatially correlated noise fields / P. Stoica // IEEE Trans. Signal Processing. 1996. V. 44. P. 888-899.

7. **Swindlehurst, A. L.** Exploiting arrays with multiple invariances using MUSIC and MODE / A. L. Swindlehurst, P. Stoica, M. and Jansson // IEEE Trans. Signal Processing. 2001. V. 49. P. 2511-2521.
8. **Pesavento, M.** Direction finding in partly calibrated sensor arrays composed of multiple subarrays / M. Pesavento, A.B. Gershman, K.M. and Wong // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. V. 50. P. 2103-2115.
9. **See, C.M.S.** Direction-of-arrival estimation in partly calibrated subarray-based sensor arrays / C.M.S. See, A.B. and Gershman // IEEE Trans. Signal Processing. 2004. V. 52. P. 329-338.
10. **Shan, T.J.** New adaptive processing for coherent signals and interference / T.J. Shan, T. and Kailath // Proc. ICASSP. 1984. P. 335-338.
11. **Коробко, О.В.** Анализ пространственного спектра поля когерентных источников излучения из алгебраических свойств корреляционной матрицы сигналов антенной решетки / О.В. Коробко, Б.И. Таурогинский // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. № 7. – С. 1403-1408.
12. **Гершман, А.Б.** Анализ собственных чисел корреляционной матрицы входных колебаний адаптивной антенной решетки и возможности углового сверхразрешения в условиях коррелированных внешних источников излучения / А.Б. Гершман, В.Т. Ермолаев // Изв. вузов. Радиофизика. 1988. Т. 31. № 10. – С. 1236-1240.

*Дата поступления
в редакцию 02.02.2010*

Е.А. Mavrychev

SPATIAL SMOOTHING METHOD FOR PARAMETERS ESTIMATION OF CORRELATED SIGNALS IN PARTLY CALIBRATED SUBARRAYS

An antenna array consisting of a linear uniform partly calibrated subarrays with identical orientation is considered. A method based on subspace RARE algorithm for partly calibrated arrays and spatial smoothing of correlation matrix is proposed. This method enables to resolution and direction of arrival estimation of correlated signals.

Key words: antenna array, subspace algorithm, spatial smoothing.