

ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОЙ РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ ПОДРЕШЕТОК

В.И. ВАСИЛИШИН

Рассматривается задача пеленгации источников шумового излучения с использованием линейной разреженной антенной решетки, состоящей из идентичных подрешеток. Для устранения неоднозначности, возникающей при пеленгации источников методом ESPRIT, использован принцип многошкальных измерений. Представлены результаты имитационного моделирования, подтверждающие повышение точности пеленгации источников шумового излучения с помощью предложенного подхода по сравнению с использованием линейной эквидистантной антенной решетки с таким же количеством антенных элементов, как и у разреженной антенной решетки.

Ключевые слова: разреженная антенная решетка, собственные значения, собственные векторы, метод ESPRIT.

ВВЕДЕНИЕ

Задача пеленгации источников излучения — одна из важных задач радиолокации и радионавигации [1–3]. В радиолокации особенно актуальна пеленгация источников шумового излучения.

Известно, что точность пеленгации источников излучения повышается увеличением апертуры используемой антенной системы [1–9], увеличением базы в фазовых системах пеленгации. Примеры увеличения апертуры антенны без увеличения числа антенных элементов — антенные решетки (АР) с минимальной избыточностью [8–10], разреженные АР из подрешеток [2–8, 11–14]. В целях повышения точности пеленгации в работе будем использовать разреженную АР из подрешеток. Например, такая АР имеет место в многопозиционных радиолокационных системах с разнесенными приемными пунктами (ПП), оснащенными фазированными антенными решетками (ФАР) [2–8]. Совокупность ФАР отдельных ПП при этом обычно интерпретируют как единую разреженную АР, которую называют вторичной АР [4]. Однако использование разреженной АР обуславливает возможность неоднозначности регистрации фазы в области, охватываемой ее раскрывом. Поэтому возникает потребность устранения неоднозначности измерений [11–17].

Использование ФАР сопровождается интенсивным развитием методов пеленгации шумовых излучений. Среди известных методов пространственно-временного спектрального анализа сигналов с повышенным «разрешением» особое место занимают так называемые собственно-структурные (СС) методы (Писаренко, MUSIC, Root-MUSIC, Min-Norm, ESPRIT и др.). Они используют информацию, которая содержится в собственных значениях (СЗ) и собственных векторах (СВ) корреляционной матрицы (КМ) наблюдения [1, 8] или сингулярных значений и сингулярных векторов матрицы данных [1, 8, 18].

Среди указанных методов ESPRIT (оценивание параметров сигналов посредством вращательной инвариантности) обладает наименьшей вычислительной сложностью — в отличие от методов MUSIC, Min-Norm он не требует последовательного обзора пространства путем математического сканирования.

В статистике и цифровой обработке сигналов задача поиска СЗ и СВ КМ наблюдений возникает в разложении Карунена–Лоэва, анализе главных компонент (principal component analysis — PCA), анализе независимых компонент (independent component analysis — ICA), нелинейном анализе главных компонент, факторном анализе и т.д. [19–22].

Для рассматриваемой конфигурации АР было предложено несколько подходов по пеленгации источников излучения [11–14]. Ограничение метода уменьшения ранга (RARE) [12, 13] состоит в том, что его обобщение для плоской АР не очевидно. В [11] для частного случая прямоугольной разреженной АР, состоящей из пятиэлементных крестообразных подрешеток, использован метод ESPRIT. Однако вопрос применения этого подхода для разреженных АР, состоящих из подрешеток с произвольным числом антенных элементов, форма которых отличается от использованной в [11], остается открытым. Также в [11] не раскрыт ряд вопросов — оценивание числа источников излучения в разреженных АР (в том числе в условиях малой выборки), пеленгация источников излучения в условиях малой выборки и т.д.

Цель работы — повышение точности пеленгации источников шумового излучения на основе линейной разреженной АР, состоящей из идентичных подрешеток, анализ эффективности оценивания числа источников шумовых сигналов в разреженной АР, анализ влияния малой выборки наблюдения на эффективность предложенного подхода. Некоторые вопросы статьи частично рассмотрены в [14].

МОДЕЛЬ ДАННЫХ И ДОПУЩЕНИЯ

Рассмотрим M -элементную АР, включающую N_p подрешеток – парциальных (элементарных) [4, 14] АР (рис. 1).

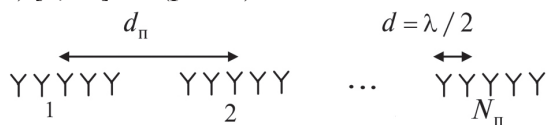


Рис. 1. Линейная разреженная АР из подрешеток

Парциальные АР – заполненные АР (линейные эквидистантные АР (ЛЭАР)) из $M_p = M / N_p$ элементов. Расстояние между элементами парциальных АР равно $d = \lambda / 2$, где λ длина волны сигнала, а расстояние между парциальными АР $- d_p \gg d$.

Форма диаграммы направленности (ДН) разреженной АР зависит от количества парциальных АР, расстояния между ними $d_p \gg d$ и т.д. [4]. ДН разреженной АР при $M_p = 3$, $N_p = 4$, $d_p = 20\lambda / 2$ показана на рис. 2.

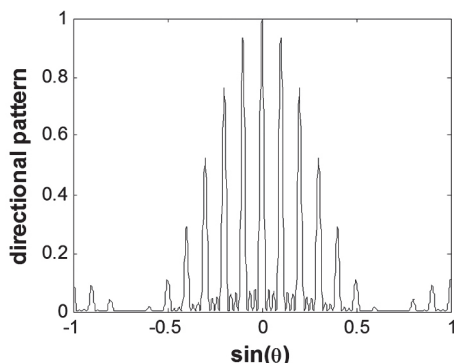


Рис. 2. ДН разреженной АР

В отличие от ДН ЛЭАР в ДН разреженной АР помимо главного лепестка присутствуют побочные лепестки (дифракционные максимумы).

Полагаем, что на разреженную АР (рис.1) поступают сигналы V источников шумового излучения, которые находятся в дальней зоне АР.

Направление на источник излучения относительно оси x , на которой расположены фазовые центры парциальных АР, характеризуется направляющим косинусом (НК) $\vartheta = \sin\theta$, где угол θ отсчитывается относительно нормали к оси x [23, 24]. Обозначим неизвестные направления на пеленгуемые источники излучения и соответствующие НК как $\{\theta_v\}_{v=1}^V$ и $\{\vartheta_v\}_{v=1}^V$, соответственно.

Выходной сигнал разреженной АР в l -й дискретный момент времени, $l=1, \dots, L$, можно представить в виде M -мерного вектора [1, 4, 11–14]

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{A}\mathbf{s}(l) + \mathbf{n}(l), \quad (1)$$

где $M \times V$ матрица $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\vartheta_1), \dots, \mathbf{a}(\vartheta_V)]$ состоит из V векторов амплитудно-фазового распределения (АФР) источников излучения на элементах АР, $\mathbf{a}(\vartheta_v)$ – M -мерный вектор АФР v -го источника излучения, $\mathbf{s}(l)$ – комплексный вектор

временных отсчетов принимаемых сигналов размерностью V , $\mathbf{n}(l)$ – вектор аддитивного шума размерностью M . M -мерный вектор АФР v -го источника излучения на элементах АР определяется выражением

$$\mathbf{a}(\vartheta_v) = \mathbf{a}_d(\vartheta_v) \otimes \mathbf{a}_{M_p}(\vartheta_v), \quad (2)$$

где $\mathbf{a}_d(\vartheta_v)$ – вектор, описывающий фазовые сдвиги, обусловленные сдвигом на d_p парциальных АР

$$\mathbf{a}_d(\vartheta_v) = [1, e^{j\omega_v^T}, \dots, e^{j(N_p-1)\omega_v^T}]^T, \quad (3)$$

где $\omega_v^T = (2\pi/\lambda)d_p\vartheta_v$, верхний индекс t указывает на использование точной шкалы, $\mathbf{a}_{M_p}(\vartheta_v)$ – $M_p \times 1$ вектор АФР v -го источника на элементах парциальной АР

$$\mathbf{a}_{M_p}(\vartheta_v) = [1, e^{j\omega_v}, \dots, e^{j(M_p-1)\omega_v}]^T, \quad (4)$$

где $\omega_v = (2\pi/\lambda)d\vartheta_v$, $(\cdot)^T$ означает транспонирование, а \otimes – кронекеровское произведение.

Предполагается, что сигналы источников излучения – комплексные гауссовские белые во времени процессы с нулевым средним и КМ $\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(l)\mathbf{s}^H(l)]$, где $E[\cdot]$ и $(\cdot)^H$ означают операции статистического усреднения по ансамблю и эрмитового сопряжения, соответственно. Шум антенных элементов $\mathbf{n}(l)$ – комплексный гауссовский процесс с нулевым средним и дисперсией σ^2 , белый по пространству и времени. При некоррелированности сигналов источников ранг \mathbf{S} равен числу источников [8].

КМ выходного сигнала АР определяется выражением

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}, \quad (5)$$

где \mathbf{I} – $M \times M$ единичная матрица. В качестве оценки \mathbf{R} используется выборочная КМ $\hat{\mathbf{R}}$, полученная по L снимкам (выборке объема L [25])

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l) = \frac{1}{L} \mathbf{X}\mathbf{X}^H, \quad (6)$$

где $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(l_1), \dots, \mathbf{x}(l_L)]$ – $M \times L$ матрица данных. Разложение по СВ и СЗ (РСЗ) выборочной КМ $\hat{\mathbf{R}}$ может быть представлено в виде

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}} \cdot \hat{\Sigma} \cdot \hat{\mathbf{U}}^H, \quad (7)$$

где $\hat{\mathbf{U}} = [\hat{\mathbf{u}}_1, \hat{\mathbf{u}}_2, \dots, \hat{\mathbf{u}}_{\hat{V}}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_M]$ – матрица СВ КМ $\hat{\mathbf{R}}$, \hat{V} – оценка числа источников [2, 15]. Первые \hat{V} СВ КМ $\hat{\mathbf{R}}$, соответствующие \hat{V} наибольшим СЗ, относят к так называемому подпространству сигналов (ППС), а последние $(M - \hat{V})$ СВ – к подпространству шума (ППШ). Матрица $\hat{\Sigma}$ – $M \times M$ диагональная матрица, первые \hat{V} максимальных элементов которой – СЗ ППС, а остальные – СЗ ППШ. Таким образом, выражение (7) можно представить в виде [1, 8]

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}}_c \hat{\Sigma}_c \hat{\mathbf{U}}_c^H + \hat{\mathbf{U}}_{ш} \hat{\Sigma}_{ш} \hat{\mathbf{U}}_{ш}^H, \quad (8)$$

где $\hat{\mathbf{U}}_c = [\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_{\hat{V}}]$, $\hat{\mathbf{U}}_{ш} = [\hat{\mathbf{u}}_{\hat{V}+1}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_M]$, $\hat{\Sigma}_c$ содержит СЗ ППС, а $\hat{\Sigma}_{ш}$ – СЗ ППШ.

Рассмотрим особенности пеленгации источников излучения на основе разреженной АР из подрешеток с использованием метода ESPRIT.

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ В ЛИНЕЙНОЙ РАЗРЕЖЕННОЙ АР ИЗ ПОДРЕШЕТОК

Реализация метода ESPRIT предполагает, что АР пеленгатора состоит из двух идентичных подрешеток, которые разнесены в пространстве на известное расстояние [11, 14, 26–28]. Возможно конструктивное упрощение пеленгатора, когда подрешетки формируются из одной решетки и имеют общие антенные элементы. Величина сдвига между подрешетками определяет сектор однозначного определения НП [16, 17, 28–31]. Особенности решения задачи устранения неоднозначности при использовании метода ESPRIT и ЛЭАР показаны в [16, 17]. Отметим, что потребность в устранении неоднозначности также возникает при измерении дальности [15, 31, 32], оценивании средней радиальной скорости метеорообразований в импульсных доплеровских метеорадиолокаторах [33], оценивании частоты сигналов [26, 27].

Будем использовать две базы, одна из которых ($d = \lambda / 2$) позволяет получать однозначные оценки НК, а вторая ($d_n \gg d$) – неоднозначные оценки НК [11, 14], применяемые для уточнения грубых оценок НК. Оцениваемый параметр ϑ на этих базах деформируется с коэффициентами, равными $2\pi d / \lambda$ и $2\pi d_n / \lambda$ [17, 25, 31].

В пределах каждой парциальной АР из M_n элементов (рис. 1) формируются две идентичные подрешетки со сдвигом $d = \lambda / 2$. Первая состоит из ее первых, а вторая – из последних $M_n - 1$ элементов.

Рассмотрим $(M_n - 1) \times M_n$ матрицы отбора $\mathbf{J}_1 = [\mathbf{I}_{(M_n-1) \times (M_n-1)} \mathbf{0}_{(M_n-1) \times 1}]$ (где $\mathbf{0}$ – матрица, все элементы которой нулевые) и $\mathbf{J}_2 = [\mathbf{0}_{(M_n-1) \times 1} \mathbf{I}_{(M_n-1) \times (M_n-1)}]$. Например, при умножении \mathbf{J}_1 (\mathbf{J}_2) на вектор АФР источника излучения получают вектор АФР источника на элементах 1-й (2-й) подрешетки.

В основе метода ESPRIT лежит так называемое соотношение инвариантности относительно сдвига [26–28]. Для одного источника излучения и одной парциальной АР оно имеет вид

$$\exp(j\omega)\mathbf{J}_1\mathbf{a}_{M_n}(\vartheta) = \mathbf{J}_2\mathbf{a}_{M_n}(\vartheta). \quad (9)$$

Обобщая выражения (9) для всех парциальных АР, получим соотношение

$$\exp(j\omega)\text{bdiag}(\mathbf{J}_1)\mathbf{a}(\vartheta) = \text{bdiag}(\mathbf{J}_2)\mathbf{a}(\vartheta), \quad (10)$$

где $\text{bdiag}(\cdot)$ – оператор формирования блочно-диагональной матрицы. Например, для матрицы отбора \mathbf{J}_1 результат применения оператора $\text{bdiag}(\mathbf{J}_1)$ имеет вид $\text{bdiag}(\mathbf{J}_1) = \mathbf{I}_{N_n} \otimes \mathbf{J}_1$.

Из выражения (10) видно, что для грубого оценивания НК используются однозначные базы в каждой из N_n парциальной АР. При этом

первая обобщенная подрешетка формируется из первых $M_n - 1$ элементов каждой парциальной АР.

Введем матрицы $\mathbf{J}_1^M = \text{bdiag}(\mathbf{J}_1)$ и $\mathbf{J}_2^M = \text{bdiag}(\mathbf{J}_2)$. Для V источников выражение (10) преобразуется к виду

$$\mathbf{J}_1^M \mathbf{A} \Phi = \mathbf{J}_2^M \mathbf{A}, \quad (11)$$

где $\Phi = \text{diag}[\exp(j\omega_v)]_{v=1}^V$. В СС методах используется справедливое при больших отношениях сигнал-шум (ОСШ) и большом числе снимков соотношение $\mathbf{U}_c = \mathbf{A}\mathbf{T}$, где \mathbf{T} – некоторая несингулярная матрица [8]. Таким образом, получим матричное уравнение

$$\mathbf{J}_1^M \mathbf{U}_c \Psi = \mathbf{J}_2^M \mathbf{U}_c, \quad (12)$$

где $\Psi = \mathbf{T}^{-1}\Phi\mathbf{T}$. В асимптотическом случае СЗ матрицы Ψ равны диагональным элементам матрицы Φ . Поэтому для определения угловых координат источников необходимо найти матрицу Ψ . Уравнение (12) может быть решено с помощью метода наименьших квадратов или метода обобщенных наименьших квадратов (TLS-total least squares). Метод TLS – один из подходов по снижению шума наблюдения [18, 32].

Порядок формирования двух обобщенных подрешеток в рамках разреженной АР также может быть объяснен на основании метода структурного взвешивания [29], адаптированного для унитарного TLS-ESPRIT в [30]. В результате применения методов TLS и структурного взвешивания для решения (12) вместо РСЗ произведения матриц вида $[\mathbf{J}_1^M \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^M \hat{\mathbf{U}}_c]^H [\mathbf{J}_1^M \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^M \hat{\mathbf{U}}_c]$ находится РСЗ произведения $[\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]^H \mathbf{G} [\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]$, где матрицы $\mathbf{J}_1^{\circ} = [\mathbf{I}_{(M-1) \times (M-1)} \mathbf{0}_{(M-1) \times 1}]$ и $\mathbf{J}_2^{\circ} = [\mathbf{0}_{(M-1) \times 1} \mathbf{I}_{(M-1) \times (M-1)}]$ – обобщенные матрицы отбора. Элементы $(M-1) \times (M-1)$ диагональной матрицы \mathbf{G} показывают, сколько раз используются антенные элементы M -элементной разреженной АР в первой обобщенной подрешетке из $(M-1)$ элементов. Например, при $M_n = 3$, $N_n = 4$ матрица $\mathbf{G} = \text{diag}[11011011011]$.

В результате РСЗ матричного произведения $[\mathbf{J}_1^M \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^M \hat{\mathbf{U}}_c]^H [\mathbf{J}_1^M \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^M \hat{\mathbf{U}}_c]$ (или, как показано в [14], произведения $[\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]^H \mathbf{G} [\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]$) получаем $\hat{\mathbf{E}}_0 \hat{\Lambda} \hat{\mathbf{E}}_0^H$, где $\hat{\Lambda}$ – матрица СЗ, а $\hat{\mathbf{E}}_0$ – матрица СВ матричного произведения. В соответствии с методом TLS находятся СЗ $\hat{\xi}_v, v=1, \dots, V$ матрицы $\Omega = (-\hat{\mathbf{E}}_{12} \hat{\mathbf{E}}_{22}^{-1})$, где $\hat{\mathbf{E}}_{12}$ и $\hat{\mathbf{E}}_{22}$ – $V \times V$ блоки матрицы $\hat{\mathbf{E}}_0$. Из этих СЗ определяется множество однозначных, но грубых оценок НК $\{\hat{\vartheta}_v\}_{v=1}^V$

$$\hat{\vartheta}_v = \arg(\hat{\xi}_v) / (2\pi d / \lambda). \quad (13)$$

Вторая база размером $d_n \gg d$ используется для получения неоднозначных оценок НК, применяемых для уточнения грубых оценок НК. В рамках предложенного подхода она рассматривается между первыми и последними ($N_n - 1$)

парциальными решетками. При этом элементы разреженной АР используются для формирования двух идентичных подрешеток из $(N_p - 1)M_p$ антенных элементов. Соотношение инвариантности (9) принимает вид

$$\exp(j\omega^T) \mathbf{J}_{n1} \mathbf{a}(\vartheta) = \mathbf{J}_{n2} \mathbf{a}(\vartheta), \quad (14)$$

где $\mathbf{J}_{n1} = [\mathbf{I}_{M_p(N_p-1) \times M_p(N_p-1)} \mathbf{0}_{M_p(N_p-1) \times M_p}]$ и $\mathbf{J}_{n2} = [\mathbf{0}_{M_p(N_p-1) \times M_p} \mathbf{I}_{M_p(N_p-1) \times M_p(N_p-1)}]$ — соответствующие $M_p(N_p - 1) \times M$ матрицы отбора. Уравнение (12) преобразуется к виду

$$\mathbf{J}_{n1} \mathbf{A} \Phi_{\tau} = \mathbf{J}_{n1} \mathbf{A}, \quad (15)$$

где $\Phi_{\tau} = \text{diag}[\exp(j\omega_v^B)]_{v=1}^V$. По аналогии с (11)

$$\mathbf{J}_{n1} \mathbf{U}_c \Psi_{\tau} = \mathbf{J}_{n1} \mathbf{U}_c, \quad (16)$$

где $\Psi_{\tau} = \mathbf{T}_{\tau}^{-1} \Phi_{\tau} \mathbf{T}_{\tau}$. При решении (16) методом TLS вычисляется РСЗ матричного произведения $[\mathbf{J}_{n1} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_{n2} \hat{\mathbf{U}}_c]^H [\mathbf{J}_{n1} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_{n2} \hat{\mathbf{U}}_c]$ (или, как показано в [14], матричного произведения $[\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]^H \mathbf{G}_p [\mathbf{J}_1^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c \mathbf{J}_2^{\circ} \hat{\mathbf{U}}_c]$). В случае $M = 12$, $M_p = 3$, $N_p = 4$ матрица $\mathbf{G}_p = \text{diag}[1111111100]$. Из СЗ $\hat{\xi}_v^T = \exp(j\omega_v^T)$ получают неоднозначные оценки НК $\hat{\vartheta}_v^T$

$$\hat{\vartheta}_v^T = \arg(\hat{\xi}_v^T) / (2\pi d_p / \lambda). \quad (17)$$

Наличие неоднозначности в $\hat{\xi}_v^T$ можно показать следующим образом. Так как $\omega_v^T = (2\pi / \lambda) d_p \vartheta_v$, $-1 \leq \vartheta_v \leq 1$, и $d_p \gg \lambda / 2$, то оценка НК $\vartheta_v = \sin \theta_v$, получаемая по $\hat{\xi}_v^T$ с помощью (17), будет неоднозначной. Точная и однозначная оценка НК ϑ_v может быть определена из ряда кандидатов $\hat{\vartheta}_v^T + \eta \frac{\lambda}{d_p}$, где η — некоторое целое число, удовлетворяющее условию $-1 \leq \hat{\vartheta}_v^T + \eta \frac{\lambda}{d_p} \leq 1$ [2, 11, 14–17]. Это условие может быть преобразовано к виду

$$\left\lfloor \frac{d_p}{\lambda} (-1 - \hat{\vartheta}_v^T) \right\rfloor \leq \eta \leq \left\lfloor \frac{d_p}{\lambda} (1 - \hat{\vartheta}_v^T) \right\rfloor, \quad (18)$$

где $\lfloor z \rfloor$ обозначает наибольшее целое, которое меньше z ; $\lceil z \rceil$ — наименьшее целое, которое больше z .

До процедуры устранения неоднозначности необходимо выполнить процедуру спаривания $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$ и $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$ [11, 14, 17, 27] (каждой точной оценке НК v -го источника должна соответствовать грубая оценка НК этого источника). Устранение неоднозначности в $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$ выполняется следующим образом [11, 14, 17]. Во-первых, определяются границы для параметра η согласно (18). Во-вторых, определяется оценка η^* , доставляющая минимум выражению

$$\eta^* = \arg \min_{\eta} \left| \hat{\vartheta}_v - \hat{\vartheta}_v^T - \frac{\lambda}{d_p} \eta \right|. \quad (19)$$

Результирующие (точные и однозначные оценки) НК получают следующим образом:

$$\hat{\vartheta}_v^p = \hat{\vartheta}_v^T + \eta^* \frac{\lambda}{d_p}. \quad (20)$$

Неправильное раскрытие неоднозначности обуславливает наличие аномальных ошибок [11–17].

Таким образом, предлагаемый метод пеленгации источников излучения состоит из нескольких фаз (этапов, ступеней). На первой находятся оценки НК по грубой и точной шкале (базе). На второй, на основании совместной обработки полученных по обеим базам оценок НК, устраняется неоднозначность в оценках НК точной базы.

Предложенный подход может быть реализован с помощью следующей последовательности шагов: 1) вычислить РСЗ матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, оценить число источников излучения \hat{V} [8, 34]; 2) найти однозначные оценки НК $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$ по формуле (13); 3) найти оценки НК $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$ по базе $d_p \gg d$ на основании (17); 4) устранить неоднозначность в оценках $\{\hat{\vartheta}_v^T\}_{v=1}^V$, используя выражения (18–20); 5) определить НП сигналов источников $\hat{\theta}_v = \text{asin}(\hat{\vartheta}_v^p)$, $v = 1, \dots, \hat{V}$.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В целях оценки эффективности предложенного метода пеленгации было проведено имитационное моделирование.

Предполагалось, что на АР из M элементов поступают сигналы от двух равномошных источников шумового излучения с направлений $\theta_1 = 32^\circ$ и $\theta_2 = 34^\circ$. Рассматривались конфигурации АР с разным числом подрешеток: $N_p = 3$ в первом случае и $N_p = 5$ во втором. При $M_p = 3$ число элементов АР равнялось $M = 9$ и $M = 15$. Таким образом, апертура АР во втором случае была больше. В ходе моделирования вычислялись среднеквадратические ошибки (RMSE) оценивания НК предложенным подходом и методом TLS – ESPRIT, использующим заполненную ЛЭАР из M элементов (число элементов разреженной и заполненной АР было одинаковым). СКО оценивания НК усреднялись по источникам [8, 17]. Для получения каждой точки графика испытания повторялись 1000 раз. Отношение сигнал-шум определялось как σ_c^2 / σ^2 , где σ_c^2 — мощность источника излучения.

Результаты моделирования для $M = 9$, $d_p = 10(\lambda / 2)$ показаны на рис. 3. Число снимков $L = 15$. Для предложенного метода отдельно показаны СКО оценок НК, полученных по грубым (coarse estimates) и точным (fine estimates) шкалам.

Для рис. 4 число подрешеток (парциальных АР) было увеличено с 3 до 5 ($M = 15$).

Из анализа рисунков видно, что эффективность предложенного подхода при рассмотренных ОСШ выше, чем у TLS-ESPRIT с ЛЭАР. При низких ОСШ СКО оценок НК, получаемых по точной базе, приближается к СКО оценок

НК, получаемых по грубой базе. Такое увеличение СКО связано с неправильным раскрытием неоднозначности.

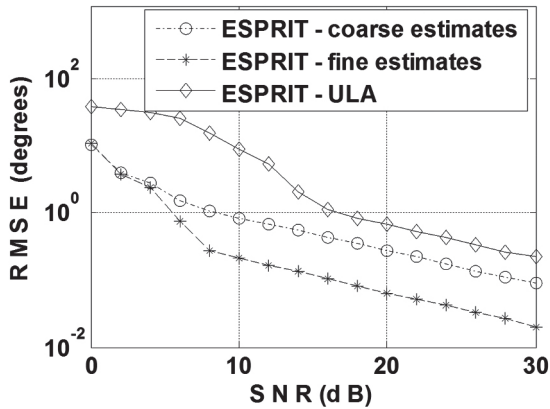


Рис. 3. Зависимости СКО оценивания НК от ОСШ $M=9, N_p=3, M_p=3, d_p=10(\lambda/2)$

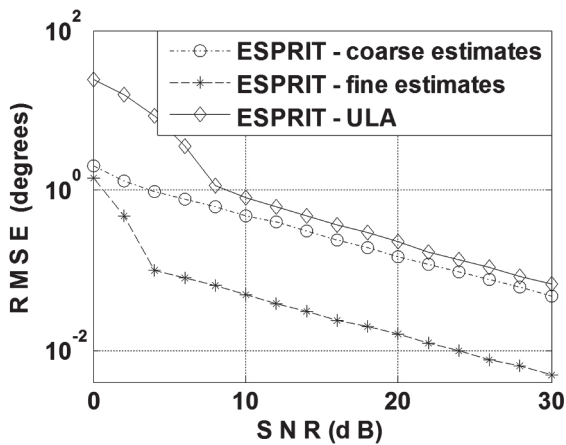


Рис. 4. Зависимости СКО оценивания НК от ОСШ. $M=15, N_p=5, M_p=3, L=15, d_p=10(\lambda/2)$

Также легко увидеть, что эффективность пеленгации источников излучения предложенным методом зависит от числа парциальных АР. Кроме того, по мере роста ОСШ эффективность обычного TLS-ESPRIT для ЛЭАР становится сравнимой с эффективностью TLS-ESPRIT для грубой шкалы.

Следует отметить, что при получении рис. 3, 4 число источников излучения предполагалось известным. Это позволило проанализировать влияние эффективности устранения неоднозначности на точностные показатели предложенного подхода.

Вместе с тем известно, что оценивание числа источников известными методами (например, MDL) сопряжено с ошибками, особенно при малых значениях ОСШ [8, 25, 34]. Поэтому представляет интерес определить вероятность правильного разрешения (правильной оценки числа) источников шумового излучения при использовании разреженной АР.

В ходе моделирования эмпирическая вероятность правильного разрешения источников шумового излучения определялась как отношение $P=Q_{\text{ист}}/Q$, где $Q_{\text{ист}}$ – число испытаний,

в котором оценка \hat{V} числа источников совпала с их истинным числом, а Q – общее число испытаний. Условия моделирования соответствовали условиям рис. 3, то есть $M=9, N_p=3, M_p=3, L=15$.

На рис. 5 показаны зависимости вероятности правильного оценивания числа источников от ОСШ, полученные обычным методом MDL при использовании ЛЭАР из $M=9$ элементов и разреженной АР указанной конфигурации.

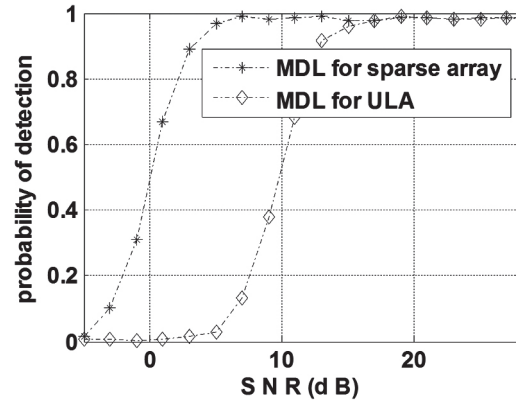


Рис. 5. Зависимости $P=Q_{\text{ист}}/Q$ от ОСШ

Из анализа рис. 5 видно, что вероятность правильной оценки числа источников методом MDL при использовании разреженной АР выше, чем при использовании ЛЭАР, при низких ОСШ (вероятность близка к 1 при ОСШ = 5 дБ). Рис. 5 также показывает допустимость предположения об известности числа источников для значений ОСШ, использованных для рис. 3.

При ОСШ, для которых $P < 1$, СКО оценивания НК предложенным методом будет зависеть не только от эффективности устранения неоднозначности, но и от эффективности оценивания числа источников. Вопрос повышения эффективности оценки числа источников в разреженных АР при низких ОСШ представляет интерес для отдельного исследования.

Проанализируем влияние размера d_p на эффективность предложенного подхода. Результаты моделирования, проведенного для условий $M=15, N_p=5, M_p=3, L=15, d_p=50(\lambda/2)$, приведены на рис. 6.

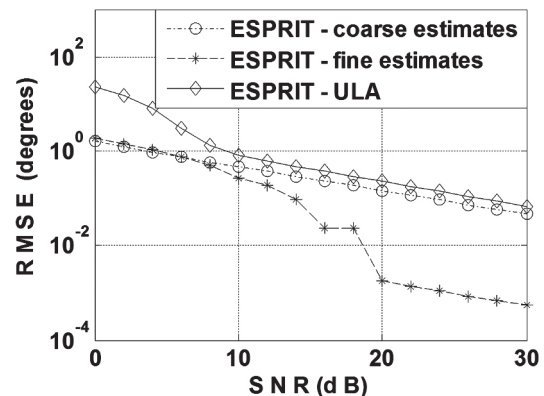


Рис. 6. Зависимости СКО оценивания НК от ОСШ. $M=15, N_p=5, M_p=3, L=15, d_p=50(\lambda/2)$

Легко увидеть, что точность оценивания НК предложенным подходом при высоких ОСШ повышается по мере увеличения расстояния между парциальными АР (размера точной базы). При этом пороговое ОСШ, связанное с неправильным раскрытием неоднозначности, выше, чем при $d_{\text{п}} = 10(\lambda/2)$ (рис. 4).

Рассмотрим случай малой выборки наблюдений, которая при использовании максимально правдоподобной (МП) оценки КМ характеризуется условием $L < M$ [1, 8, 25]. Результаты моделирования для $M = 15$, $N_{\text{п}} = 5$, $M_{\text{п}} = 3$, $L = 5$, $d_{\text{п}} = 10(\lambda/2)$, $\hat{V} = V$, приведены на рис. 7.

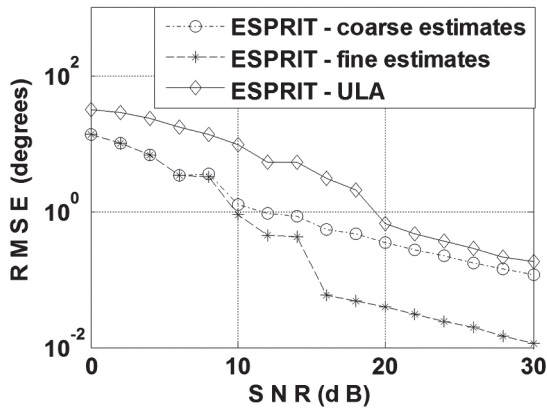


Рис. 7. Зависимости СКО оценивания НК от ОСШ $M = 15$, $N_{\text{п}} = 5$, $M_{\text{п}} = 3$, $L = 5$, $d_{\text{п}} = 10(\lambda/2)$

Из анализа рис. 4 и рис. 7 видно, что при малой выборке пороговое ОСШ увеличивается как для ЛЭАР, так и для разреженной решетки. Кроме того, результаты моделирования показывают, что в условиях малой выборки и при использовании МП оценки выборочной КМ вероятность правильной оценки числа источников излучения близка к нулю. Регуляризация выборочной КМ [1, 4, 8, 24] в этих условиях ($M = 15$, $N_{\text{п}} = 5$, $M_{\text{п}} = 3$, $L = 5$, $d_{\text{п}} = 10(\lambda/2)$) позволила оценить число источников с близкой к единице вероятностью правильной оценки при ОСШ=9 дБ. Параметр регуляризации принимался равным дисперсии шума наблюдения, которая оценивалась в результате усреднения СЗ ППШ выборочной КМ.

Следует отметить, что в ситуациях, когда размер угловой базы между источниками совпадает с положением боковых лепестков ДН разреженной АР, точность оценивания НК становится ниже, чем при использовании ЛЭАР. Пеленгация источников излучения в таких условиях представляет интерес для отдельного исследования.

ВЫВОДЫ

В работе рассмотрена задача пеленгации источников шумового излучения на основе линейной АР из нескольких разнесенных подрешеток. Для такого класса разреженных АР получен метод пеленгации источников излучения, содержащий несколько фаз (этапов). На первой с помощью метода TLS-ESPRIT находятся грубые (однозначные) и неоднозначные оценки НК, а на вто-

рой устраняется неоднозначность в оценках НК, полученных по точной шкале. С использованием метода структурного взвешивания [29, 30] пояснен принцип использования антенных элементов разреженной АР для формирования грубой и точной баз. Эффективность предложенного подхода выше по сравнению с эффективностью пеленгации методом TLS-ESPRIT с использованием ЛЭАР с таким же количеством антенных элементов. Существенное влияние на эффективность раскрытия неоднозначности имеет процедура спаривания (объединения) оценок НК, полученных по грубой и точной шкалам (для каждого источника точной оценке НК должна соответствовать грубая оценка НК этого источника).

Преимущества предложенного метода пеленгации достигаются увеличением вычислительной сложности по сравнению с методом ESPRIT для ЛЭАР. Распараллеливание вычислений (использование систолических вычислителей [2, 16-18] и др.) позволит сделать вычислительную сложность предложенного подхода и метода ESPRIT для ЛЭАР сравнимыми.

Использование разреженной АР из подрешеток позволяет повысить эффективность оценки числа источников излучения по сравнению с использованием ЛЭАР с таким же числом антенных элементов. В условиях малой выборки $L < M$ для оценивания числа источников излучения целесообразно регуляризовать выборочную КМ.

К направлениям дальнейших исследований следует отнести поиск альтернативных процедур устранения неоднозначности измерений, которые более эффективны при низком ОСШ; применение в рамках предложенного подхода методов размножения выборки [31, 35, 36], методов уменьшения шума наблюдения (метода SSA [37] и др.); обобщение полученных результатов для подрешеток разной формы [38], прямоугольной разреженной АР [39]; улучшение характеристик предложенного подхода в условиях, когда размер угловой базы источников совпадает с положением бокового лепестка ДН АР.

Литература

- [1] Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех/ Я.Д. Ширман, В.Н Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
- [2] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд. 2-е, переработанное и дополненное / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
- [3] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
- [4] Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
- [5] Петров В.М. Обработка сигналов в многопозиционных радиолокационных системах/ В.М. Петров, Т.Г. Вяткина// Радиотехника. – 1986. – №7. – С. 46–49.

- [6] Манжос В.Н. Адаптивная пеленгация источников шумового излучения в многопозиционной РЛС на базе ФАР / В.Н. Манжос // Радиоэлектроника. — 1990. — № 2. — С.82-84.
- [7] Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: МІМО РЛС / В.С. Черняк // Прикладная радиоэлектроника. — 2009. — Том 8, №4. — С. 477—488.
- [8] Караваев В.В. Статистическая теория пассивной радиолокации/ В.В. Караваев, В.В. Сазонов. — М.: Радио и связь, 1997. — 240 с.
- [9] Абрамович Ю.И. Выделение независимых источников излучения в неэквидистантных АР/ Ю.И. Абрамович, Н.К.Спенсер, А.Ю. Горохов // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. — 2001. — №12. — С. 3-18.
- [10] Василишин В.И. Линейная АР с минимальной избыточностью в режиме сверхразрешения алгоритмом TLS-ESPRIT с структурным взвешиванием/ В.И. Василишин, А.Н. Самсонкин // Авіаційна космічна техніка і технологія: зб. наукових праць. — Х.: ДАУ «ХАИ», 2001. — Вип 22. — С. 253-258.
- [11] Wong K.T. Direction-finding with sparse rectangular dual-size spatial invariance array/ K.T. Wong, M.D. Zoltowski // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. — 1998.— Vol.34, No. 4. — P.1320-1335.
- [12] Lee C.M.S. Direction of arrival estimation in partly calibrated subarray-based sensor arrays/ C.M.S. Lee, A.B. Gershman //IEEE Trans. on Signal Processing. — 2004. — Vol.52, No.2. — P.329-336.
- [13] Pesavento M. Direction finding in partly calibrated sensor arrays composed of multiple subarrays/ M. Pesavento, A.B. Gershman, K. M. Wong // IEEE Trans. Signal Processing. — 2002. — Vol. 50, No. 9. — P.2103-2115.
- [14] Vasylyshyn V.I. Direction finding using sparse array composed of multiple identical subarrays/ V.I. Vasylyshyn, O. A. Garkusha// ICATT: int.conf., 2005, Kyiv, Ukraine: proc. of conf. — 2005. — P.280—282
- [15] Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. — М.: Радио и связь, 1981.
- [16] Vasylyshyn V.I. Closed-form DOA estimation with multiscale Unitary ESPRIT algorithm/ V.I. Vasylyshyn // European Radar Conference, int.conf., 2004, Amsterdam, Netherlands: proc. of conf. — 2004. — P.317—320.
- [17] Василишин В.И. Устранение неоднозначности при оценивании угловых координат модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT/ В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. — 2009. — Т.8, №4. — С.553-560.
- [18] Vasilishin V. Uniform linear antenna array in super-resolution mode by the modified unitary ESPRIT algorithm/V. Vasilishin, A. Kolesnikov// Antenna Theory and Techniques: int. conf. — Sevastopil, 1999. — P. 254—255.
- [19] Jolliffe I.T. Principal Component Analysis /I.T. Jolliffe. —Springer, 2002. — 487 p.
- [20] Гирко В.Л. Спектральная теория случайных матриц / В.Л. Гирко. — М.: Наука, 1988. —376 с.
- [21] Ефимов В.М. Анализ и прогноз временных рядов методом главных компонент/ В.М. Ефимов, Ю.К. Галактионов, Н.Ф. Шушпанова. — Новосибирск: Наука. Сиб.отделение, 1988. — 71 с.
- [22] Principal manifolds for data visualization and dimension reduction/ Gorban B., K. D. Wunsch, A. Zinovyev (Eds.). — Berlin. — Heidelberg. — 2007.
- [23] Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем. — М.: Радио и связь, 1987. — 320 с.
- [24] Денисов В.П. Способы и алгоритмы оценивания угловых координат в многобазовых пеленгаторах/ В.П. Денисов, В.В. Дрогалин, В.И. Меркулов, О.Ф. Самарин //Успехи современной радиоэлектроники. — 2005. — № 6. — С. 3-30.
- [25] Леховицкий Д.И. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений при конечном объеме обучающей выборки/ Д.И. Леховицкий // Прикладная радиоэлектроника. —2009. — Том 8, № 4. — С. 527—540.
- [26] Zoltowski M.D. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling/ M.D. Zoltowski, C.P.Mathews // IEEE Trans. Signal Processing. — 1994. — Vol.42, No.10. — P.2781-2794.
- [27] Lemma A.N. Multiresolution ESPRIT algorithm/ A.N. Lemma, A.-J. van der Veen, E.F. Deprette // IEEE Trans. Signal Processing. — 1999. — Vol.47, No.6. — P.1722-1726.
- [28] Манжос В.Н. Многоцелевой моноимпульсный пеленгатор/ В.Н. Манжос, М.Л. Руднев// Изв. Вузов. Радиоэлектроника. — 1989. — №4. — С.69-73.
- [29] Ottersten B. Performance analysis of the TLS ESPRIT algorithm/ B. Ottersten, M. Viberg, T. Kailath // IEEE Trans. on SP. —1991. — Vol.39.— P.1122-1135.
- [30] Vasilishin V.I. DOA estimation via unitary TLS -ESPRIT algorithm with structure weighting/V.I. Vasilishin // XXVIIth URSI GA: int.conf., 2002, Maastricht, the Netherlands: proc. of conf. —2002. -CD, report 0086.
- [31] Антонов О.Е. Оценка параметров при помощи двухшкальной измерительной системы/ О.Е. Антонов, В.П. Демин, Д.В. Ильченко // Радиотехника и электроника. — 1976. — №6. — С.1242-1299.
- [32] Дудник П.И. Авиационные радиолокационные устройства / П.И.Дудник, Ю.И. Чересов. — М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1986. — 534 с.
- [33] Yanovsky F. J. Advanced Algorithm of Velocity Measurement for Modern Meteorological Radar/ F. J. Yanovsky, D. I. Lekhovytskiy, D. V. Atamanskiy// European Radar Conference, int.conf., 2012, Amsterdam, Netherlands: proc. of conf. — 2012. — P. 317—320.
- [34] Василишин В.И. Оценивание числа гармонических компонент сигнала с использованием технологии суррогатных данных // Прикладная радиоэлектроника. —2013. — Т. 12, № 4. — С. 542-552.
- [35] Костенко П.Ю. Повышение эффективности спектрального анализа сигналов методом Root-MUSIC с использованием суррогатных данных/ П.Ю. Костенко, В.И. Василишин // Радиоэлектроника. — 2014. — Том 57, №1. — С.31-39. — (Изв. Вузов).
- [36] Vasylyshyn V. Removing the outliers in root-MUSIC via pseudo-noise resampling and conventional beamformer /V. Vasylyshyn //Signal processing.— 2013.— Vol. 93. — P. 3423-3429.
- [37] Василишин В.И. Предварительная обработка сигналов с использованием метода SSA в задачах спектрального анализа // Прикладная радиоэлектроника. — 2014. — Т. 13, № 1. — С. 42-49.

[38] *Vasylyshyn V.I.* Direction finding with antenna arrays composed of hexagonal subarrays/V.I. Vasylyshyn// XXIXth URSI GA: Conf., 2008, Chicago, Illinois, USA. – P. 39–42.

[39] *Vasylyshyn V.* Eigenstructure-based estimation of directions of arrival of signals with rectangular sparse array/ V. Vasylyshyn // European Radar Conference: Conf., 2006, Manchester, UK. – P. 13-16.

Поступила в редколлегию 6.05.2014



Василишин Владимир Иванович, кандидат технических наук, доцент, докторант Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: пространственно-временная обработка сигналов в информационных системах различного назначения.

УДК 621.396.96

Пеленгація джерел шумового випромінювання на онові лінійної антенної решітки, що складається з підрешіток / В.І. Василишин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2014. – Том 13. № 2. – С. 119–126.

Розглядається задача пеленгації джерел шумового випромінювання з використанням лінійної розрідженої антенної решітки, що складається з ідентичних підрешіток. Для усунення неоднозначності, що виникає

при пеленгації джерел методом ESPRIT, використано принцип багатошкільних вимірювань. Представлені результати імітаційного моделювання, що підтверджують підвищення точності пеленгації джерел шумового випромінювання за допомогою запропонованого підходу в порівнянні з використанням лінійної еквідистантної антенної решітки з такою ж кількістю антенних елементів, як і у розрідженої антенної решітки.

Ключові слова: розріджена антенна решітка, власні значення, власні вектори, метод ESPRIT

Л.: 07. Бібліогр.: 39 найм.

UDC 621.396.96

Direction finding of noise jammers based on linear sparse array composed of subarrays / V.I. Vasylyshyn // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2014. – Vol. 13. – № 2. – P. 119–126.

The problem of direction finding of noise jammers with use of a linear sparse array composed of identical subarrays is considered. The multiscale measurement principle is used for resolution of ambiguity arising when direction finding of the sources by ESPRIT method. The simulation results are presented that confirm the accuracy enhancement of the noise jammer direction finding with using the proposed approach as compared to the case of using a uniform linear array with the same number of antenna elements as in the said sparse array.

Keywords: sparse array, eigenvalues, eigenvectors, ESPRIT method.

Fig.: 07. Ref.: 39 items.