

Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решётках

В. П. Петров, А. К. Шауэрман

В данной статье рассматриваются алгоритмы определения параметров принимаемых сигналов в адаптивных цифровых антенных решётках, в частности, количества источников и их направления. Рассмотрены алгоритмы Бартлетта, Кэйпона и алгоритмы MUSIC и ESPRIT, которые имеют разрешающую способность по пространству большую, чем разрешающую способность по апертуре антенны.

Ключевые слова: пространственное разделение, MUSIC, ESPRIT, направление источника сигнала.

1. Введение

В обычной сотовой системе связь между базовой станцией (БС) и находящимися в соте подвижными станциями (ПС) устанавливается при помощи ненаправленной или секторной антенны. Большая часть энергии, излучаемой антенной БС, тратится впустую, поскольку в данный момент времени ПС находятся в строго определённых местах. Если бы сигнал, предназначенный конкретной ПС, посылался только в её направлении, а угол излучения уточнялся и изменялся бы в соответствии с перемещением ПС, то это позволило бы сэкономить много энергии. Это можно было бы реализовать с помощью формирования в направлении нужной ПС направленного луча диаграммы направленности антенны (ДНА) БС, используя пространственные свойства радиообмена. Очевидно, что отдельные сигналы в определённый момент времени можно идентифицировать не только по частоте и коду, но и по направлению. Адаптивные цифровые антенные решетки (АЦАР) являются техническим решением этого вопроса.

Используя АЦАР, можно увеличить отношение сигнал/шум при передаче данных между ПС и БС или увеличить зону радиопокрытия БС. Также можно ограничивать эффект многолучевого распространения исключением ненужных путей распространения сигнала, получаемых при отражении его от препятствия, формированием минимумов в ДНА в направлении помех.

Обработка принятых сигналов в адаптивных цифровых антенных решетках делится на два этапа: входение в связь и приём данных. В каждом из указанных режимов должны применяться свои алгоритмы обработки. В режиме входения в связь вначале анализируется окружающая обстановка. Антенна получает данные, обрабатывает их и выдаёт решение об источниках помех и желаемых сигналах, которых может быть несколько. В режиме приёма данных система вычисляет весовые коэффициенты, которые формируют желаемую ДНА с максимумами лучей в направлении требуемых источников и минимумами в направлении помех. Цикл периодически повторяется с целью слежения за подвижными объектами. Поэтому алгоритмы определения количества желаемых сигналов и помех, и направления на их источники являются важной частью работы АЦАР.

2. Теория

2.1. Спектральные методы оценки параметров сигналов

Для оценки применимости алгоритмов можно смоделировать взаимодействие источников сигналов и данных, принимаемых антенной решёткой. Элемент антенной решётки представляется как точечный приёмник, расположенный в пространстве. Сигнал, генерируемый на l -ом элементе из L датчиков, можно описать как [1]

$$x_l = \sum_{i=1}^M s_i(t) \exp(j2\pi f_0(t - \tau_l(\varphi_i, \theta_i))) + n_l(t), \quad (1)$$

где $s_i(t)$ – сигнал от i -го источника из всего множества M источников, $n_l(t)$ – шум на l -ом элементе, $\tau_l(\varphi_i, \theta_i)$ – задержка сигнала i -го источника на l -ом элементе относительно опорного (первого) элемента.

Для простоты будем рассматривать линейную эквидистантную антенную решётку из L элементов. Такая антенна может наблюдать сигнал либо в азимутальной, либо в вертикальной плоскости. Таким образом, задержка i -го сигнала на l -ом элементе представляется в виде $\tau_l(\theta_i)$. Тогда уравнение (1) в матричном виде для всего массива датчиков примет вид:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$, $(L \times M)$ – матрица направления всех M источников, $\mathbf{a}(\theta_i) = [a_1(\theta_i), \dots, a_L(\theta_i)]^T$ – вектор направления i -го источника, оператор $[\cdot]^T$ – транспонирование матрицы, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$ – вектор сигналов, $\mathbf{n}(t)$ – вектор аддитивного шума размерности L .

Для реализации алгоритмов определения количества и направлений источников сигналов необходимо найти функцию ковариации входных сигналов [3]:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\}, \quad (3)$$

где оператор $[\cdot]^H$ – комплексно-сопряжённое транспонирование матрицы, $E\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания между различными элементами, т.е. $R_{i,j} = E[x_i(t)x_j^*(t)]$.

Метод оценки параметров входящих сигналов делится на две категории [3]:

- спектральный подход;
- параметрический подход.

В спектральном подходе оценивается спектр сигнала, затем по количеству и расположению максимумов находят направления источников сигналов. Параметрический подход требует синхронного поиска всех интересующих параметров – количества и направлений источников сигналов. Спектральный метод оценки параметров сигналов подразделяется на лучеобразующий и подпространственный методы.

Несмотря на то что параметрические методы дают лучшую разрешающую способность, для их реализации требуются несравненно большие вычислительные ресурсы, что усложняет работу алгоритмов в реальном масштабе времени. Поэтому в ближайшей перспективе использование спектральных методов является предпочтительным.

Первые оценки направления источника желаемого сигнала с помощью антенных решёток проводились лучеобразующими способами. Идея заключается в том, что оценивается пространственная мощность $P(\theta)$ по всем направлениям θ в горизонтальной плоскости (т.е. при ненаправленной ДНА), и направлением источника сигнала является направление с максимальной мощностью [3]. Количество источников сигналов будет соответствовать количеству максимумов в пространственном спектре. После построения и нахождения максимумов определяются направления (углы θ), соответствующие этим максимумам.

Выразим ответный отклик на выходе линейных датчиков:

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l^* x_l(y) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t), \quad (4)$$

где $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_L]^T$ – весовые коэффициенты, формирующие диаграмму направленности антенны.

Выходная мощность

$$P(\mathbf{w}) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |y(t)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (5)$$

Традиционный лучеформирователь (или формирователь Бартлетта) работает на базе расширения спектрального анализа, с помощью преобразования Фурье для решетки датчиков. Для решетки произвольной формы этот алгоритм выделяет максимум мощности на выходе формирователя с заданными входными данными. Допустим, мы желаем определить максимум выходной мощности в нескольких направлениях θ , где выходные данные искажаются аддитивным шумом. При поиске наибольшего значения мощности для того, чтобы решение оказалось ненулевым, воспользуемся нормированием $|\mathbf{w}|=1$. Решение будет такое [3]:

$$\mathbf{w}_{\text{BF}} = \frac{A(\theta)}{\sqrt{A^H(\theta)A(\theta)}}. \quad (6)$$

Весовой вектор может быть интерпретирован как вектор коэффициентов пространственного фильтра. Весовое умножение элементов решетки выравнивает задержки (и возможно, затухания) сигнала на отдельных датчиках, чтобы максимально комбинировать их относительный сдвиг по фазе.

Подставляя уравнение (6) в формулу (5), получим пространственный спектр по методу Бартлетта:

$$P(\mathbf{w}) = \frac{A^H(\theta) \mathbf{R} A(\theta)}{A^H(\theta) A(\theta)}. \quad (7)$$

Для линейной эквидистантной антенной решетки (ЛАР) с изотропными элементами вектор направления имеет вид

$$\mathbf{a}_{\text{ЛАР}} = [1 \ e^{j\varphi} \ \dots \ e^{j(L-1)\varphi}]^T, \quad (8)$$

где $\varphi = -kd \cos \theta = -\frac{\omega}{c} d \cos \theta$ – электрический угол, d – расстояние между элементами антенны, c – скорость распространения сигналов, ω – несущая частота сигнала.

К сожалению, пространственный спектр такого метода имеет те же ограничения по разрешению, что и классический спектральный анализ с помощью временных рядов [3]. Известно, что стандартная ширина луча для линейной антенной решетки вычисляется по формуле $\Delta\varphi_{\text{ст}} = \frac{2\pi}{L}$, где L – количество элементов в решетке. Поэтому сигналы, которые отстоят друг от друга на угол $\Delta\varphi_{\text{ст}}$ или меньший, не будут распознаны как отдельные, независимо от качества сигнала. Так, линейная антенная решетка с количеством элементов $L=8$ с расстоянием между элементами, равным половине длины несущей волны, имеет ширину главного лепестка, равную $2\pi/8 * (180/\pi) = 45^\circ$, что значит, что два источника должны быть разнесены друг от друга хотя бы на $22,5^\circ$.

В попытках расширить ограничения, указанные выше, такие как различие двух источников, находящихся ближе разрешающей способности ЛАР, был разработан ряд методов. Хорошо известный метод, предложенный Кэйпоном [1], был сформулирован как оптимизация по условию:

$$\min_{\mathbf{w}} P(\mathbf{w}) \text{ при условии } \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\theta) = 1, \quad (9)$$

где $P(\mathbf{w})$ определяется, как и в формуле (5). Отсюда видно, что формирователь Кэйпона пытается свести к минимуму мощность, наведённую шумом и любым другим сигналом с ненужной стороны, одновременно удерживая постоянной отношение сигнал/шум в нужном направлении θ . Весовые коэффициенты находятся по формуле

$$\mathbf{w}_{\text{Cap}} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}(\theta)}{\mathbf{A}^H(\theta)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}(\theta)}. \quad (10)$$

Подставляя формулу (10) в уравнение (5), получим следующий пространственный спектр:

$$P_{\text{Cap}}(\mathbf{w}) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}(\theta)}. \quad (11)$$

Таким образом, алгоритм работы лучеобразующих методов будет следующий:

1. Находим оценку ковариационной матрицы входных значений:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \hat{\mathbf{x}}(t)\hat{\mathbf{x}}^H(t).$$

2. Вычисляем пространственную мощность $P(\theta)$.
3. По максимумам $P(\theta)$ находим направления источников сигналов $\theta_i, i = 1, \dots, M$.

Использование технологии разрежённых матриц позволяет выйти за ограничения разрешающей способности, обусловленной апертурой антенны [2]. Такие матрицы были использованы для оценки параметров наблюдаемых процессов. Этот подход включает в себя принципиальный факторный анализ и анализ с помощью временных рядов.

2.2. Определение количества источников сигналов

Параметры сигналов, снимаемых с элементов антенны, не зависят от конструкции антенной решётки и взаимного расположения элементов в пространстве. Это влияет лишь на значения $\tau_i(\varphi_i, \theta_i)$ из уравнения (1), т.е. на матрицу направления, но алгоритмы будут работать так же. Используя метод Грэмма – Шмидта, преобразуем ковариационную матрицу входных значений из уравнения (3) к виду [3]:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} = \mathbf{A}E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\mathbf{A}^H + E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}, \quad (12)$$

где $E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} = \mathbf{P}$ – ковариационная матрица сигнала источника, $E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma^2\mathbf{I}$ – ковариационная матрица шума, отображающая шум с дисперсией σ^2 на всех элементах антенной решётки. Такой шум обычно называется пространственным белым шумом [3]. Однако некоторые шумы могут быть не пространственными и не белыми. Такие шумы нужно предварительно привести к белому шуму, чтобы можно было применить для них соответствующие алгоритмы.

Если матрица источника \mathbf{P} вырожденная, то сигналы от разных источников не могут быть разделены и антенная система не способна реализовать эффективную работу в системе пространственного разделения каналов. В этом случае производится новый набор данных от сигналов. Когда же матрица ковариации \mathbf{P} невырожденная, допустимо применение алгоритмов цифровой обработки.

Для нахождения собственных значений матрицы \mathbf{R} выражение (3) перепишем следующим образом:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} = \mathbf{U}\mathbf{L}\mathbf{U}^H, \quad (13)$$

где \mathbf{U} – единичная матрица и $\mathbf{L} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ – диагональная матрица с положительными собственными значениями матрицы \mathbf{R} , определенными как $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > 0$. Заметим, что любой вектор, ортогональный \mathbf{A} , является собственным вектором \mathbf{R} с собственным значением σ^2 . Так как остальные собственные значения больше чем σ^2 , мы можем отделить собственные вектора сигналов и шума: $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ – собственные значения вектора шума и $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \sigma^2$ – собственные значения вектора сигнала. Таким образом, определяя количество собственных значений \mathbf{L} , больших значения σ^2 , можно узнать количество источников. На практике мы имеем лишь оценки входных данных и условие $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ выполняется не точно, т.е. некоторые значения могут быть с отклонениями. Поэтому требуется порог принятия решения. Этот порог зависит от конструкции ан-

тенны и максимального количества источников, которое может обслуживать данная система. Таким образом, алгоритм выглядит следующим образом:

1. Находим оценку ковариационной матрицы входных данных:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \hat{\mathbf{x}}(t) \hat{\mathbf{x}}^H(t).$$

2. Вычисляем собственные значения оценки $\hat{\mathbf{R}}$: $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$.
3. Считаем количество собственных значений, превышающих значение σ^2 (или значение установленного порога), это и будет количество источников сигналов.

Этот алгоритм определения количества источников является общим для всех подпространственных методов определения направлений источников этих сигналов.

3. Алгоритм MUSIC

Наиболее интересным подпространственным методом определения направления источника сигнала является алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification – многофакторный анализ сигнала) [3]. Следует отметить, что алгоритм MUSIC сразу разрабатывался как алгоритм для оценки направления прихода сигнала для решёток датчиков.

Разделяя матрицу \mathbf{A} из уравнения (13) на подматрицы с собственными значениями сигналов и шума, получим:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (14)$$

где $\mathbf{\Lambda}_n = \sigma^2 \mathbf{I}$, а диагональная матрица $\mathbf{\Lambda}_s$ содержит M наибольших собственных значений матрицы \mathbf{R} . Так как все собственные вектора шума ортогональны к \mathbf{A} , столбцы \mathbf{U}_s должны охватывать диапазон пространства \mathbf{A} , тогда как \mathbf{U}_n охватывает его ортогональное дополнение (нулевое пространство \mathbf{A}^H). Операторы проекции на эти подпространства сигнала и шума определяются следующим образом [3]:

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H, \quad (15)$$

$$\mathbf{\Pi}^\perp = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H,$$

при условии, что инверсия $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ в выражении (15) существует, $\mathbf{\Pi}$ содержит информацию о возможных направлениях источников сигналов, тогда как $\mathbf{\Pi}^\perp$ – информацию о направлениях, где нет источников сигналов.

Выразим это в уравнении:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{A}(\theta) = 0 \text{ при } \theta \in \{\theta_1, \dots, \theta_M\}. \quad (16)$$

Чтобы получить оценки направления прихода сигнала, любое собрание M векторов, соответствующих отдельным направлениям прихода сигналов θ_i , формирует линейно независимый набор. Если $\mathbf{A}(\theta)$ удовлетворяет этому условию и \mathbf{P} имеет полный ранг, то $\mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H$ также имеет полный ранг. Из этого следует, что $\theta_1, \dots, \theta_M$ являются единственными решениями уравнения (16).

На практике есть оценка ковариационной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ и её собственные векторы разделяются на шум и полезный сигнал, как в уравнении (14). Ортогональная проекция в подпространство шума оценивается как

$$\mathbf{\Pi}^\perp = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H. \quad (17)$$

Пространственный спектр алгоритма MUSIC затем определяется как [1]

$$P_M(\theta) = \frac{\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{A}(\theta)}{\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{\Pi}^\perp \mathbf{A}(\theta)}. \quad (18)$$

Хотя $P_M(\theta)$ является не настоящим спектром в любом случае (это просто расстояние между двумя подпространствами), он показывает максимумы около расположения настоящего направления прихода сигнала.

В отличие от оценщика Бартлетта, алгоритм MUSIC имеет более высокую разрешающую способность и точность определения направления источника сигнала. Это будет показано при моделировании.

4. Алгоритм ESPRIT

Алгоритм ESPRIT был предложен в 1989 [5]. ESPRIT является вычислительно эффективным и надежным методом оценки направления прихода сигнала.

При выполнении алгоритма ESPRIT возможно разделить матрицу антенных элементов на две подматрицы. Эти подматрицы должны быть друг от друга на том же расстоянии, что и элементы антенной решётки.

Например, линейную антенную решетку из четырёх одинаковых элементов с интервалом d между элементами можно рассматривать как два массива из трёх элементов: одна матрица состоит из первых трёх элементов и другая – из трёх последних элементов. Две матрицы получаются на расстоянии d . Эти две матрицы идентичны во всех отношениях несмотря на то, что они физически смещены друг от друга на известный вектор Δ :

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \Phi, \quad (19)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где матрицы \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 должны удовлетворять условию (19), матрица Φ является диагональной матрицей фазовых сдвигов размерностью $M \times M$ между элементами:

$$\Phi = \text{diag}\{\varphi_1, \dots, \varphi_M\}, \quad (21)$$

где $\varphi_i = \exp(j\omega_0 \Delta \sin \theta_i / c)$. Задача сводится к тому, чтобы найти Φ , т.е. все θ_i , находящиеся в его элементах.

Учитывая уравнения (14) и (15), должна существовать единственно возможная невырожденная матрица \mathbf{T} , размерностью $M \times M$, такая что

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{A}\mathbf{T}. \quad (22)$$

Учитывая (19) и (22), получим:

$$\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{A}_1 \mathbf{T}, \quad (23)$$

$$\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{A}_2 \mathbf{T}.$$

Тогда $\mathbf{A}_1 = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{T}^{-1}$, $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{A}_1 \Phi \mathbf{T} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T}$.

Необходимо это уравнение привести к виду:

$$\mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T} = \mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2}, \quad (24)$$

где оператор $[\cdot]^\dagger$ $[\cdot]^\dagger$ – псевдоинверсия, т.е. $\mathbf{X}^\dagger = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$.

Собственные значения $\mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T}$ будут значениями матрицы Φ , в элементах которой есть информация о направлениях источников сигналов. Таким образом, алгоритмы высокого разрешения имеют следующие последовательные операции:

1. Вычисляем оценку ковариационной матрицы входных значений:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \hat{\mathbf{x}}(t) \hat{\mathbf{x}}^H(t).$$

2. Выполняем разложение по собственным значениям матрицы $\hat{\mathbf{R}}$.
3. Основываясь на собственных значениях $\{\lambda_i\}$, определяем количество источников сообщений.
4. Используем понравившийся алгоритм оценки направления источника сигнала:
 - а. MUSIC:
 - Находим максимумы в $P_M(\theta)$ для $\theta = 0^\circ - 180^\circ$.

- Определяем $\{\hat{\theta}_i\}_{i=1}^M$, соответствующие максимумам $P_M(\theta)$.
- в. ESPRIT:
- Вычисляем собственные значения выражения $\mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2} \{\varphi_i\}_{i=1}^M$:

$$\hat{\theta}_i = \arcsin \frac{\varphi_i c}{2\pi f_0 \Delta} \mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2}.$$

Алгоритмы с высокой разрешающей способностью заранее определяют количество источников сигналов в отличие от лучеобразующих методов. Это позволяет избежать неопределенности в определении направления источников сигналов в пространственном спектре, ведь количество максимумов в спектре может быть больше, чем количество реальных источников. А более высокая разрешающая способность по различению близко находящихся источников позволяет в десятки раз точнее определить местонахождение источника сигнала.

5. Результаты моделирования

Рассмотрим моделирование некоторых алгоритмов оценки направления прихода сигналов. Начнём с самого простого метода – метода Бартлетта, описанного выше для линейной антенной решётки с количеством элементов $L = 8$ с расстоянием между элементами, равным половине длине несущей волны.

На рис. 1 приведены графики для антенной решётки, описанной выше, в случае одного источника сигнала. Максимум значения спектра определяет направление источника. Как видно, максимумы спектра совпадают с заданными источниками. На рис. 2 приведён случай с двумя источниками. Как видно, в случае trace 2 источники разнесены всего на 13° , в спектре они разнесены, но определяются с ошибкой, т.е. вместо 30° мы получим 25.8° , абсолютная ошибка $\Delta\theta = 30^\circ - 25.8^\circ = 4.2^\circ$, а вместо 43° получим 49.3° , абсолютная ошибка $\Delta\theta = 49.3^\circ - 43^\circ = 6.3^\circ$.

Ширина главного максимума по уровню 0.7 для метода Бартлетта, по результатам моделирования, равна около 14° .

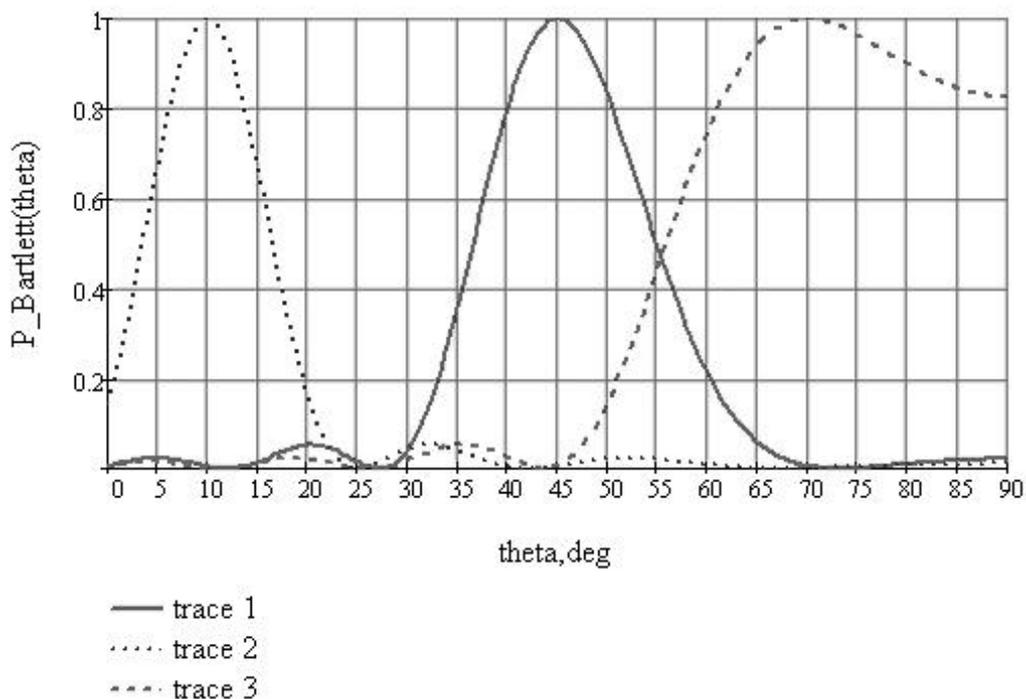


Рис. 1 – Нормированный спектр для оценки направления источника сигнала от одного источника по методу Бартлетта, где trace 1 (сплошной линией) соответствует моделированному направлению источника 45° , trace 2 (точечной линией) – 10° и trace 3 (штриховой линией) – 70°

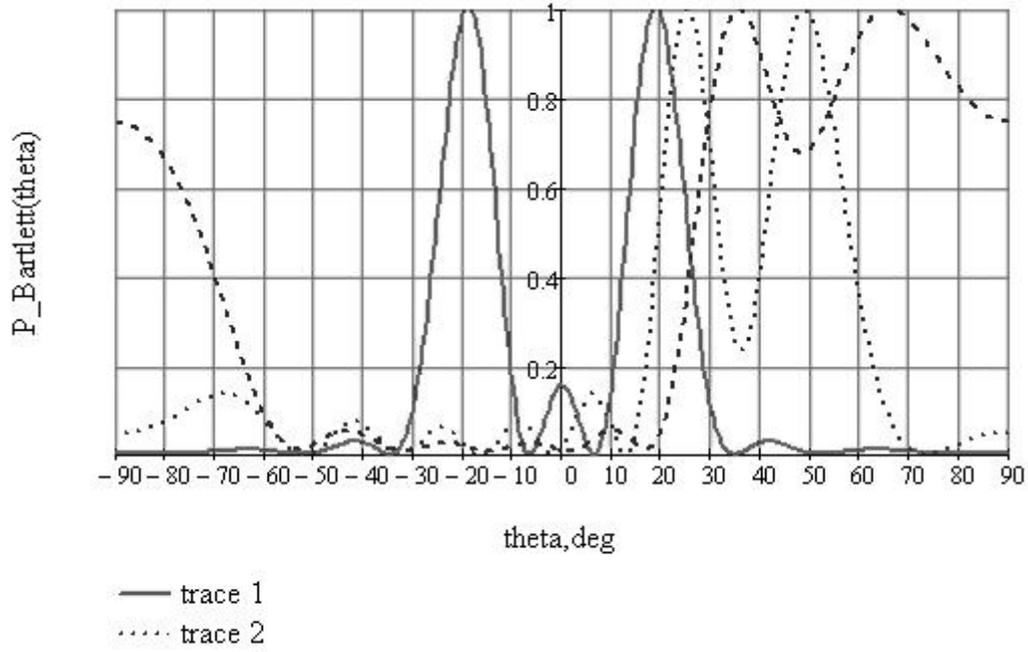


Рис. 2 – Нормированный спектр для оценки направления источника сигнала от двух источников по методу Бартлетта, где trace 1 (сплошной линией) соответствует моделированному направлению прихода ($20^\circ - 20^\circ$), trace 2 (точечной линией) – ($30^\circ, 43^\circ$) и trace 3 (штриховой линией) – ($35^\circ, 67^\circ$)

На рис. 3 и 4 представлено моделирование по алгоритму MUSIC. Из рисунка видно, что разрешающая способность по определению направлений источников этого алгоритма лучше лучеобразующих методов. Моделирование по алгоритму MUSIC проводилось для такой же антенной решётки, что и в методе Бартлетта. Ширина главного максимума по уровню 0.7 при двух источниках сообщений равна примерно 2° .

Таким образом, для двух источников пространственная разрешающая способность алгоритма MUSIC в 7 раз больше, чем у метода Бартлетта.

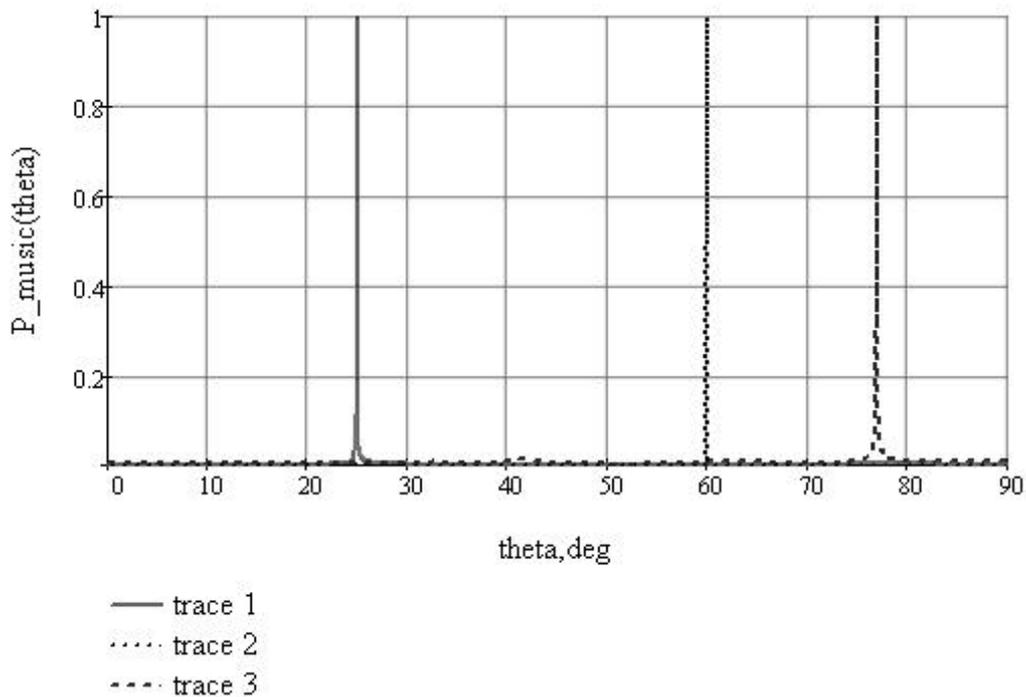


Рис. 3 – Нормированный спектр для оценки направления источника сигнала от одного источника по алгоритму MUSIC, где trace 1 (сплошной линией) соответствует моделированному направлению источника 25° , trace 2 (точечной линией) – 60° и trace 3 (штриховой линией) – 77°

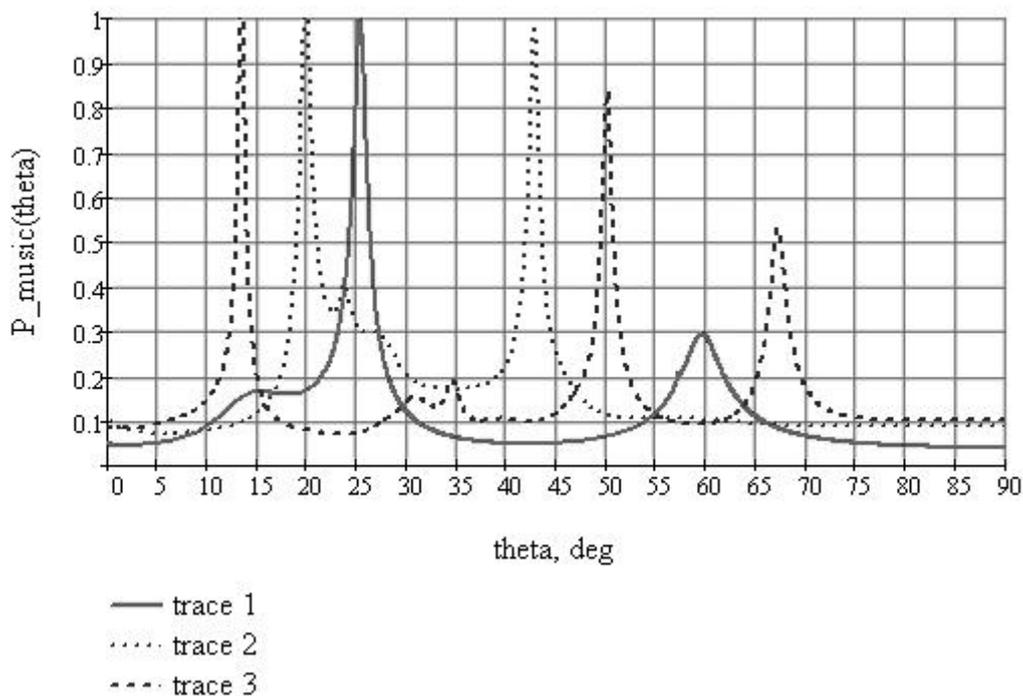


Рис. 4 – Нормированный спектр для оценки направления источника сигнала от двух источников по алгоритму MUSIC, где trace 1 (сплошной линией) соответствует моделированному направлению прихода ($25^\circ - 60^\circ$), trace 2 (точечной линией) – ($20^\circ, 43^\circ$) и trace 3 (штриховой линией) – ($14^\circ, 50^\circ$)

На рис.4 можно наблюдать три ярко выраженных максимума в пространственном спектре trace 3. Но мы заранее определили по собственным значениям ковариационной матрицы входных сигналов, что количество источников сигналов равно двум, соответственно, алгоритм определяет лишь первые два максимума, игнорируя остальные локальные максимумы. Если бы такой спектр был при лучеобразующих методах, третий локальный максимум был бы принят как одна из оценок направления источника сигнала, который затем идентифицировался бы как помеха. Далее ДНА антенны сформировалась бы с минимумов в этом направлении, что добавило бы лишние вычисления. Поэтому подпространственные методы предпочтительнее лучеобразующих методов.

6. Заключение

Существующие алгоритмы и их моделирование в данной статье показывают, что алгоритмы работают даже при малом количестве антенных элементов и несложной геометрии антенн, что весьма важно при применении указанных алгоритмов на практике. Современные технические возможности позволяют производить необходимые вычисления матриц в цифровых сигнальных процессорах или программируемых логических интегральных схемах.

Литература

1. Andre GM Lima, Leonardo Menezes. Smart antennas as an approach to instantaneous air interface with software-defined radios. IEEE antennas & propagation magazine vol. 49, No. 3, June 2007.
2. Писсанецки С. Технология разреженных матриц: пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 410 с.
3. Hamid Krim, Mats Viberg. Two decades of array signal processing research. The parametric approach.// IEEE signal processing magazine. July 1996.
4. Godara C. Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beamforming and direction-of-arrival consideration.1997.

5. R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-37, pp. 984–995, 1989.

Статья поступила в редакцию 01.04.2011.

Петров Виктор Петрович

д.т.н., профессор кафедры беспроводных информационных систем и сетей (БИСС) СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86)
тел. (383) 2-698-351, e-mail: petrov@mbit.ru.

Шаурман Айнур Куанышбек кызы

аспирант кафедры БИСС СибГУТИ, e-mail: aykuli@ya.ru.

Spectral Method to Estimate Signal Source Direction in Adaptive Arrays

V. P. Petrov, A. K. Shaurman

Spectral-based algorithms of estimating receiving signal parameters in adaptive arrays, particularly the number of sources and direction-of-arrival (DOA) are described in this paper. This paper provides Bartlett and Capon algorithms that are directly dependent upon physical size of the array, MUSIC and ESPRIT algorithms with the resolution capability not limited by the array aperture.

Keywords: Adaptive antenna array, MUSIC, ESPRIT, direction-of-arrival.