

УДК 621.37.037

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА

А.О. БЕЗДЕЛЬ, канд. техн. наук, доц. В.Ф. ЯНУШКЕВИЧ, В.М. ЧЕРТКОВ
(Полоцкий государственный университет)

Рассматриваются методы цифровой обработки сигналов, позволяющие получить лучшие характеристики и обеспечивающие высокое качество обработки радиолокационных сигналов. Представлены результаты теоретического анализа сверхразрешения источников излучения с использованием метода «теплового шума». Демонстрируются исследования для одного и двух источников излучения. Проанализированы функции углового разрешения объектов. Даны рекомендации по уменьшению вычислительной сложности алгоритмов обработки.

В задачах радиопеленгации в ряде случаев необходимо путём обработки исследуемого сигнала на конечном интервале наблюдения определить количество источников излучения (или переизлучения), образующих принятый и исследуемый сигнал, и оценить угловые координаты источников.

Актуальность исследования обусловлена тем, что к современному оборудованию предъявляют жесткие ограничения по массе, габаритным размерам и энергопотреблению. Налагаемые ограничения, а также исключительная сложность электромагнитной обстановки приводят к новой, требующей детального исследования задаче синтеза на базе «малозлементной» антенны алгоритмов цифровой обработки, обеспечивающих эффективные характеристики подавления различного рода помех и высокое качество обработки радиолокационных сигналов.

Теоретический анализ. С ростом степени n разрешающая способность адаптивной антенной решетки с выходной характеристикой $\eta_n(\varphi) = [S^H(\varphi)M^{-n}S(\varphi)]^{-1}$ монотонно возрастает, а сама разрешающая функция $\eta_n(\varphi)$ при неограниченном увеличении параметра n стремится к величине $[S^H(\varphi)DS(\varphi)]^{-1}$, где $D = \left(E - \sum_{k=1}^J U_k U_k^H \right)$ – матрица проектирования на шумовое подпространство.

Такой метод можно назвать проекционным и обозначить разрешающую функцию как $N - J$.

Чтобы воспользоваться этим методом, надо уметь оценивать размерность шумового подпространства и строить проекционную матрицу, используя входные сигналы. Оценивание размерности шумового подпространства равносильно оцениванию числа J внешних сигналов, принимаемых антенной решеткой, поскольку размерность шумового подпространства равно $N - J$. Нетрудно понять, что это обстоятельство принципиально отличает проекционный метод от методов Кейпона и «теплового шума», где размерность шумового подпространства не оценивается.

Пусть N -элементная антенная решетка произвольной геометрии принимает сигналы от J источников с угловыми координатами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_J$ и мощностями $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_J$, а также аддитивные собственные шумы приемных каналов. Проекционный метод можно использовать только в случае, когда число источников меньше числа приемных каналов антенной решетки ($J < N$). Будем также считать, что сигналы и аддитивные шумы представляют собой случайные, нормально распределенные комплексные величины с нулевым средним значением.

Рассмотрим вначале **идеальный случай**, когда число выборок бесконечно ($L \rightarrow \infty$), т.е. известна точная корреляционная матрица M входного процесса. Векторное N -мерное пространство разбивается на два подпространства: сигнальное и шумовое. Первое из них имеет размерность J и соответствует сигнальным собственным числам данной матрицы ($\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_J \geq 1$). Второе подпространство является ортогональным первому, имеет размерность $N - J$ и соответствует шумовым собственным числам корреляционной матрицы ($\mu_{j+1} = \mu_{j+2} = \dots = \mu_N = 1$).

Корреляционную матрицу можно представить в виде разложения по собственным векторам U_k ($k = 1, 2, \dots, N$). Так как эта матрица имеет кратные собственные числа, то её удобнее представить в другом эквивалентном виде:

$$M = \sum_{k=1}^{N'} \mu_k P_k, \tag{1}$$

где P_k – матрица-проектор на собственное подпространство, соответствующее собственному числу μ_k ; N' – число неравных между собой собственных чисел ($N' \leq J + 1$).

Число неравных между собой собственных чисел N' равно степени минимального многочлена корреляционной матрицы M . Минимальным многочленом матрицы называют многочлен минимальной степени с коэффициентом при старшем члене, равном единице, который является делителем характеристического многочлена [1]. Это значит, что собственные числа матрицы являются простыми корнями минимального многочлена. Таким образом, минимальный многочлен можно записать в виде

$$\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2) \dots (\mu - \mu_{N'}). \quad (2)$$

Минимальный многочлен матрицы обладает следующим интересным свойством. Он аннулирует собственную матрицу, т.е. матрица $\psi(M)$ является нулевой матрицей. Чтобы доказать этот факт, подставим в (2) в качестве аргумента матрицу M , и тогда мы получаем следующее выражение:

$$\psi(M) = (M - \mu_1 E)(M - \mu_2 E) \dots (M - \mu_{N'} E). \quad (3)$$

Первый сомножитель $(M - \mu_1 E)$ способен аннулировать (занулить) любые векторы первого собственного подпространства. Это значит, что любой вектор из этого собственного подпространства, будучи умноженным на матрицу $(M - \mu_1 E)$, дает нулевой вектор. Поскольку в (2) присутствуют все N' сомножителей, то матрица $\psi(M)$ аннулирует любой вектор N -мерного пространства. Это возможно только тогда, когда $\psi(M) = [0]$.

Если в (3) уменьшить число сомножителей до $N'' (N'' < N')$, получим ненулевую матрицу: $\psi_0(M) \neq [0]$. Эта матрица будет аннулировать любой вектор Φ_0 , который принадлежит совокупности выбранных собственных подпространств, т.е. $\psi_0(M)\Phi_0 = [0]$. В частности, если исключить из (2) только один i -й сомножитель, получим матрицу $\psi_{N'}^{(i)}(M)$, которая будет проектировать любой вектор на i -е собственное подпространство. Таким образом, можно построить входящие в (1) матрицы-проекторы $\Pi_k (k = 1, 2, \dots, N')$ в виде матричных многочленов:

$$\Pi_k = \left[\prod_{p=1, p \neq k}^{N'} (M - \mu_p E) \right] \left[\prod_{p=1, p \neq k}^{N'} (\mu_k - \mu_p) \right]^{-1}. \quad (4)$$

Отметим, что соответствующее k -му подпространству собственное число матрицы Π_k равно единице, а ее остальные $(N' - 1)$ собственных чисел равны нулю.

Построение матриц-проекторов $\Pi_k (k = 1, 2, \dots, N')$ в принципе решает поставленные выше задачи обработки сигналов. При этом важную роль играет матрица-проектор Π_{noise} на шумовое подпространство, которую можно получить из (4), полагая $k = N'$ и $\mu_{N'} = 1$.

В результате будем иметь

$$\Pi_{noise} = \left[\prod_{p=1}^{N'-1} (M - \mu_p E) \right] \left[\prod_{p=1, p \neq k}^{N'-1} (1 - \mu_p) \right]^{-1}. \quad (5)$$

В этом выражении матрица проектирования на шумовое подпространство выражена через корреляционную матрицу и ее собственные числа. Таким образом, мы избежали сложной с вычислительной точки зрения процедуры вычисления собственных векторов корреляционной матрицы.

Теперь, зная матрицу проектирования на шумовое подпространство, можно определить число источников по формуле

$$J = N - Sp(\Pi_{noise}), \quad (6)$$

где $Sp(\cdot)$ – след матрицы. Значение $Sp(\Pi_{noise})$ совпадает с размерностью шумового подпространства.

Направления на источники сигналов отождествляются согласно проекционному методу с максимумами функции:

$$\eta_z(\varphi) = [S^H(\varphi)\Pi_{noise}S(\varphi)]^{-1}. \quad (7)$$

Выражение в квадратных скобках (7) имеет физический смысл части выходной мощности антенной решетки, соответствующей подпространству собственного шума. Если текущий угол φ у вектора $S(\varphi)$ совпадает с направлением на любой источник сигнала $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_j)$, то этот вектор будет принадлежать сигнальному подпространству, а его проекция на шумовое подпространство будет равна нулю. Поэтому в этой точке функция $\eta_\infty(\varphi)$ имеет особенность типа 0^{-1} . По пикам функции $\eta_\infty(\varphi)$ определяются угловые положения на источники сигналов.

В случае одного источника сигналов ($J=1$) корреляционная матрица M имеет два собственных числа $\mu_1 > 1$ и $\mu_2 = 1$. Проектор Π_{noise} на шумовое подпространство и функция $\eta_\infty(\varphi)$ будут равны:

$$\Pi_{noise} = (M - \mu_1 E)(1 - \mu_1), \quad (8)$$

$$\eta_\infty(\varphi) = (1 - \mu_1) [S^H(\varphi)MS(\varphi) - \mu_1]^{-1}. \quad (9)$$

Здесь проекционный метод полностью эквивалентен согласованной обработке, которая является оптимальной и сводится к измерению выходной мощности $S^H(\varphi)MS(\varphi)$ при сканировании лучом антенны. При наличии двух и более источников сигналов ($J > 2$) метод согласованной обработки перестает быть оптимальным и отличается от проекционного метода, который дает точные значения параметров сигналов.

Рассмотрим теперь случай, когда число выборок входного процесса конечно и равно L . Тогда вместо точной корреляционной матрицы мы должны использовать ее максимально правдоподобную оценку $\hat{M} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L Z_j Z_j^H$. Элементы оценочной корреляционной матрицы являются случайными величинами и имеют совместное распределение плотности вероятности Уишарта [2; 3].

В силу случайного характера вероятность появления кратных собственных чисел ничтожно мала. Поэтому при $L \geq N$ матрица \hat{M} имеет N случайных положительных собственных чисел $\mu_1 > \mu_2 > \dots > \mu_N > 0$. Шумовое собственное число, равное единице и имеющее кратность $N - J$ для точной корреляционной матрицы, расщепляется на $N - J$ простых собственных чисел оценочной корреляционной матрицы \hat{M} . Разброс шумовых собственных чисел возрастает с уменьшением числа выборок L . Они могут принимать значения, существенно меньшие единицы. При $L < N$ выборочная матрица \hat{M} является вырожденной и имеет L положительных собственных чисел, а количество $N - L$ ее собственных чисел равно нулю. Подпространство, соответствующее нулевым собственным числам, ортогонально подпространству выборочных векторов $Z(l)$ и называется ядром матрицы \hat{M} .

Теперь многочлен (2) состоит из N сомножителей и имеет вид

$$\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2) \dots (\mu - \mu_N), \quad (10)$$

то есть является характеристическим многочленом корреляционной матрицы \hat{M} степени N . Отсюда следует, что $\psi(M) = [0]$, и линейно независимыми будут N степенных матриц $E, \hat{M}, \hat{M}^2, \dots, \hat{M}^{N-1}$.

Таким образом, при переходе от точной корреляционной матрицы M к ее оценке \hat{M} число линейно независимых матриц увеличивается от N' до N . Это обусловлено влиянием собственного шума и появлением множества шумовых собственных чисел вместо одного. Поэтому для оценки числа и параметров источников сигналов нельзя использовать выражения (5) – (7), основанные на проекционных матрицах (4), а необходимо сначала оценить степень минимального многочлена корреляционной матрицы \hat{M} .

Для оценки степени минимального многочлена в [4] предложено использовать статистику вида

$$I^{(m)} = \min \left\| I^{(m)}(\hat{M}) \right\|^2; \quad I^{(m)}(\hat{M}) = E - \sum_{n=1}^m b_n \hat{M}^n. \quad (11)$$

Степень минимального многочлена находится из решения пороговой задачи с использованием априорной информации о статистических свойствах собственного шума. Если собственный шум имеет единичную корреляционную матрицу, то априори можно утверждать, что при отсутствии внешних сигналов степень минимального многочлена $N' = 1$. Полагая в (11) $m = 1$ и считая, что выборки берутся только из собственного шума, находится среднее $\langle I^{(1)} \rangle$ и дисперсия σ_1 для статистики $I^{(1)}$.

Определяется порог p_{target} , который можно принять равным, например, $p_{target} = \langle I^{(1)} \rangle$ или $p_{target} = \langle I^{(1)} \rangle + \sigma_1$. Величина порога зависит от числа выборок L и числа N элементов антенной решетки. При $L \rightarrow \infty$ значение $p_{target} \rightarrow \infty$.

При наличии не только собственного шума, но и сигналов статистика $I^{(1)}$ будет превышать значение порога. Так как с ростом m от 1 до N функционал (11) убывает до нуля, то всегда существует такое значение $N = \hat{N}'$, при котором $I^{(1)} < p_{target}$. Оценка \hat{N} принимается за оценку степени минимального многочлена, так как дальнейшее уменьшение $I^{(m)}$ будет обусловлено влиянием шумовых собственных чисел. Получаемая при этом матрица $I^{(m)}(\hat{M})$ будет наиболее близкой к нулевой матрице.

Теперь, используя оценку степени минимального многочлена, можно построить алгоритм для оценки числа источников сигналов и их параметров. Матрица $I^{(m)}(\hat{M})$ представляет собой матричный многочлен степени m . Соответствующий ему алгебраический многочлен имеет вид

$$\psi^{(m)}(\mu) = 1 - \sum_{n=1}^m b_n \mu_n = \prod_{n=1}^m (1 - \zeta_n \mu), \quad (12)$$

где ζ_n – величина, обратная корню многочлена $\psi^{(m)}(\mu)$.

Многочлен такого типа получается из минимального многочлена (2) путем его деления на не равное нулю число $(-1)^n \mu_1 \mu_2 \dots \mu_m$. В соответствии с (12) статистику (11) запишем в другом виде:

$$I^{(m)} = \min_{\zeta_n} \left\| I^{(m)}(\hat{M}) \right\|^2, \quad I^{(m)}(\hat{M}) = \prod_{n=1}^m (E - \zeta_n \hat{M}), \quad (13)$$

где минимизация $I^{(m)}$ достигается за счет выбора чисел ζ_n .

Аналогично (3) $I^{(m)}(\hat{M})$ имеет ряд сомножителей и будет аннулировать любой вектор при $m = N$, так как $I^{(m)}(\hat{M}) = [0]$. При $m < N$ векторы будут аннулироваться в некоторую сферу минимального размера. Минимальными будут и значения собственных чисел $I^{(m)}(M)$, так как критерий (13) можно записать в виде

$$I^{(m)} = \min_{\zeta_n} \sum_{i=1}^N \prod_{n=1}^m (1 - \zeta_n \mu_i)^2. \quad (14)$$

Условия минимума этого функционала можно записать как

$$dI^{(m)} / d\zeta_n = 0, \quad n = 1, 2, \dots, m. \quad (15)$$

Отсюда получим следующую систему нелинейных уравнений для коэффициентов ζ_n $n = 1, 2, \dots, m$ [4]:

$$\zeta_n = Sp \left[\hat{M} \prod_{i=1, i \neq n}^m (E - \zeta_i \hat{M})^2 \right] \left\{ Sp \left[\hat{M}^2 \prod_{i=1, i \neq n}^m (E - \zeta_i \hat{M})^2 \right] \right\}^{-1}. \quad (16)$$

Эта система решается итерационным путем для каждого m . Причем m значений ζ_n , вычисленных для функционала $I^{(m)}$, являются начальными приближениями для $I^{(m)}$ вычисления $(m+1)$ чисел ζ_n для функционала $I^{(m+1)}$. При $m=1$ итераций не требуется, и из (16) сразу имеем, что $\zeta_1 = Sp(\hat{M}) / Sp(\hat{M}^2)$.

Полученный таким образом набор чисел ζ_n дает оценки величин, обратных собственным числам корреляционной матрицы M . Поэтому оценками собственных чисел будут величины ζ_n^{-1} . Наименьшее из них дает оценку шумового собственного числа, а другие дают оценки сигнальных собственных чисел.

Теперь аналогично (4) построим оценки матриц-проекторов в виде

$$P_k = \left[\prod_{p=1, p \neq k}^N (E - \zeta_k \hat{M}) \right] \left[\prod_{p=1, p \neq k}^N \left(1 - \frac{\zeta_p}{\zeta_k} \right) \right]^{-1}. \quad (17)$$

Выражение (17) перейдет в (5) при $L \rightarrow \infty$, если учесть, что $\hat{N}' \rightarrow N'$, $\hat{M} \rightarrow M$, $\zeta_p \rightarrow \mu_p^{-1}$, $\zeta_k \rightarrow \mu_k^{-1}$, и сделать простые алгебраические преобразования.

Оценка проектора $\hat{\Pi}_{noise}$ на подпространство собственного шума получается при подстановке в (17) в качестве ζ_k наибольшего из полученных чисел ζ_n .

Теперь число действующих источников J можно оценить по формуле

$$J = N - \left[Sp(\hat{\Pi}_{noise}) \right], \tag{18}$$

где $[\cdot]$ обозначает округление до целого числа.

Выражение (18) является аналогом точного выражения (6).

Угловые координаты источников сигналов будут отождествляться с максимумами функции

$$\hat{\eta}_\infty(\varphi) = \left[S^H(\varphi) \hat{\Pi}_{noise} S(\varphi) \right]^{-1}. \tag{19}$$

Выражение (19) является аналогом точной формулы (7). Максимум функции $\hat{\eta}_\infty(\varphi)$ совпадает с минимумом функции $S^H(\varphi) \hat{\Pi}_{noise} S(\varphi)$. В свою очередь, глубина минимума этой функции зависит от того, насколько близки к нулю сигнальные собственные числа матрицы $I^{(m)}(\hat{M})$. Так как в соответствии с критерием (13) эта матрица выбирается наиболее близкой к нулевой матрице, то ее собственные числа будут также наиболее близки к нулю. Поэтому матрица $\hat{\Pi}_{noise}$ наиболее эффективно аннулирует векторы сигнального подпространства.

Пример 1. Допустим, что в пространстве имеется один источник. Этот пример полезно рассмотреть, хотя в случае одного источника вопрос об угловом разрешении не имеет смысла.

На рисунке 1 изображена функция (19). Расчеты выполнялись для линейной эквидистантой антенной решетки с числом элементов $N=16$ и полуволновым расстоянием между элементами, длина выборки входного процесса $L=100$. Предполагалось, что плоская волна от источника приходит по направлению нормали к антенной решетке, т.е. $\varphi_1 = 0$.

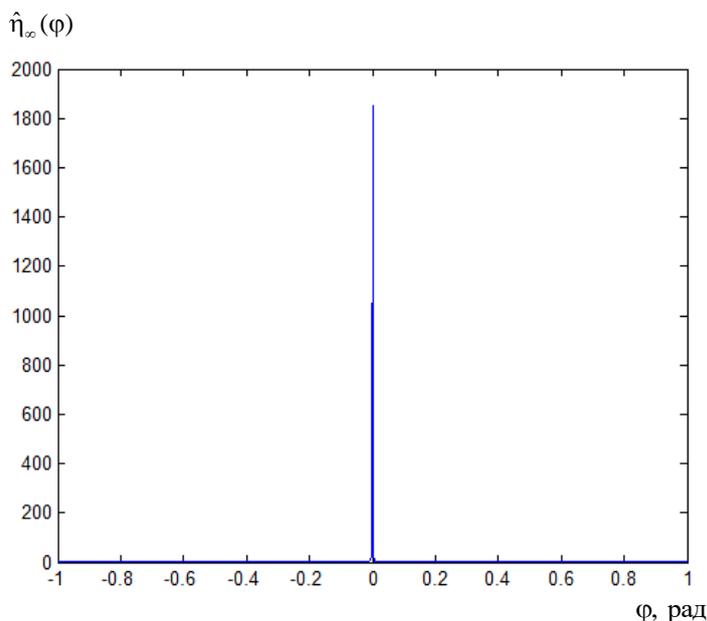


Рис. 1. Зависимость $\hat{\eta}_\infty(\varphi) = \psi(\varphi)$ при наличии одного источника

Пример 2. Допустим теперь, что в пространстве имеются два источника. Мы предполагаем, что оба источника имеют одинаковые средние мощности в каждом элементе антенной решетки. Углы прихода волн полагаем равными: $\varphi_1 = \pi/64$, $\varphi_2 = -\pi/64$.

Как и прежде, предположим, что измерение углов прихода волн выполняется с помощью линейной эквидистантной антенной решетки из 16 элементов ($N = 16$) и полуволновым межэлементным расстоянием ($d/\lambda = 0,5$). Результаты моделирования приведены на рисунке 2.

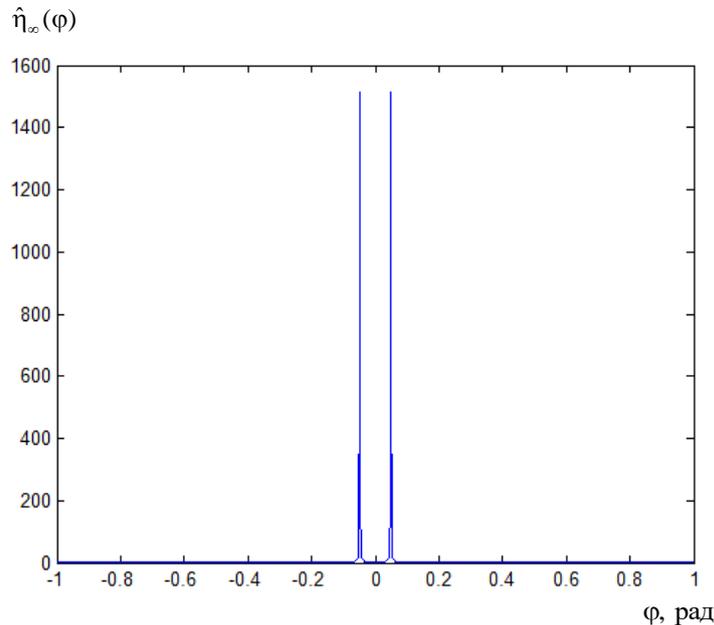


Рис. 2. Зависимость $\hat{\eta}_\infty(\varphi) = \psi(\varphi)$ при наличии двух источников

Проекционный метод, так же как и метод Кейпона, и метод «теплового шума», не требует априорного знания числа источника излучения. Однако проекционный метод является более сложным с вычислительной точки зрения, чем метод Кейпона и метод «теплового шума». Проекционный метод имеет малую чувствительность к точности аппроксимации фоновых шумов. В отличие от вышеприведенных методов, данный метод позволяет определить и количество источников излучения.

Проекционный метод имеет следующие преимущества:

- не требует априорного знания количества источников излучения;
- намного большая разрешающая способность, чем у метода «теплового шума»;
- лучшие точностные показатели, чем у метода «теплового шума»;
- меньшее влияние случайных амплитудно-фазовых ошибок.

Данный метод позволяет оценить количество источников излучения.

Проекционный метод отличается большей вычислительной сложностью алгоритма, чем у метода Кейпона и метода «теплового шума».

Для уменьшения вычислительной сложности данного алгоритма можно воспользоваться симметричностью корреляционной матрицы. Также можно воспользоваться симметричностью матрицы проецирования на шумовое подпространство (рис. 3), что позволит уменьшить количество вычислений вдвое.

1	0.8207	-0.1505	-0.1399	-0.1278	-0.1133	-0.0943	-0.0742	-0.0523	-0.0279	-0.0038	0.0205	0.0444	0.0674	0.0881	0.1083	0.1229
2	-0.1505	0.8575	-0.1409	-0.1315	-0.1197	-0.1031	-0.0855	-0.0657	-0.0427	-0.0200	0.0035	0.0265	0.0493	0.0705	0.0911	0.1073
3	-0.1399	-0.1409	0.8485	-0.1296	-0.1210	-0.1074	-0.0928	-0.0780	-0.0553	-0.0348	-0.0131	0.0081	0.0297	0.0506	0.0707	0.0876
4	-0.1278	-0.1315	-0.1296	0.8663	-0.1211	-0.1108	-0.0994	-0.0857	-0.0676	-0.0496	-0.0299	-0.0108	0.0095	0.0297	0.0493	0.0668
5	-0.1133	-0.1197	-0.1210	-0.1211	0.8948	-0.1123	-0.1044	-0.0942	-0.0791	-0.0640	-0.0467	-0.0299	-0.0114	0.0079	0.0265	0.0443
6	-0.0943	-0.1031	-0.1074	-0.1108	-0.1123	0.8912	-0.1050	-0.0985	-0.0870	-0.0753	-0.0610	-0.0473	-0.0313	-0.0138	0.0030	0.0205
7	-0.0742	-0.0855	-0.0928	-0.0994	-0.1044	-0.1050	0.9087	-0.1021	-0.0942	-0.0862	-0.0752	-0.0646	-0.0513	-0.0357	-0.0208	-0.0039
8	-0.0523	-0.0657	-0.0760	-0.0857	-0.0942	-0.0985	-0.1021	0.9268	-0.0996	-0.0954	-0.0879	-0.0808	-0.0704	-0.0571	-0.0444	-0.0285
9	-0.0279	-0.0427	-0.0553	-0.0676	-0.0791	-0.0870	-0.0942	-0.0996	0.8991	-0.0994	-0.0957	-0.0925	-0.0857	-0.0753	-0.0655	-0.0513
10	-0.0038	-0.0200	-0.0348	-0.0496	-0.0640	-0.0753	-0.0862	-0.0954	-0.0994	0.8975	-0.1032	-0.1038	-0.1004	-0.0929	-0.0861	-0.0736
11	0.0205	0.0035	-0.0131	-0.0299	-0.0467	-0.0610	-0.0752	-0.0879	-0.0957	-0.1032	0.8778	-0.1115	-0.1117	-0.1074	-0.1037	-0.0934
12	0.0444	0.0265	0.0081	-0.0108	-0.0299	-0.0473	-0.0646	-0.0808	-0.0925	-0.1038	0.8968	-0.1132	-0.1232	-0.1221	-0.1213	-0.1132
13	0.0674	0.0493	0.0297	0.0095	-0.0114	-0.0313	-0.0513	-0.0704	-0.0857	-0.1004	-0.1117	-0.1232	0.8937	-0.1325	-0.1349	-0.1294
14	0.0881	0.0705	0.0506	0.0297	0.0079	-0.0138	-0.0357	-0.0571	-0.0753	-0.0929	-0.1074	-0.1221	-0.1325	0.8624	-0.1435	-0.1406
15	0.1083	0.0911	0.0707	0.0493	0.0285	0.0030	-0.0208	-0.0444	-0.0655	-0.0861	-0.1037	-0.1213	-0.1349	-0.1435	0.8806	-0.1519
16	0.1229	0.1073	0.0876	0.0668	0.0443	0.0205	-0.0039	-0.0285	-0.0513	-0.0736	-0.0934	-0.1132	-0.1294	-0.1406	-0.1519	0.8275

Рис. 3. Пример матрицы проецирования на шумовое подпространство

Для увеличения быстродействия можно уменьшить точность определения собственных чисел корреляционной матрицы, однако это приведёт к ухудшению точности оценивания количества источников излучения и точности определения направления на источники излучения.

Увеличения точности определения количества источников излучения и направления на источники излучения можно достигнуть увеличением точности определения собственных чисел корреляционной матрицы, но это приведет к большему числу итераций нахождения собственных чисел и, как следствие, увеличению вычислительной сложности алгоритма.

Для увеличения быстродействия также можно использовать оценку степени минимального многочлена от прошлого оценивания: если количество источников не изменилось, нам необходимо вычислить только m собственных чисел для функционала I^m .

Для устранения ошибки неправильного оценивания числа источников излучения можно сравнить оценку числа источников излучения со степенью минимального многочлена. Минимальный многочлен имеет j сигнальных собственных чисел и одно шумовое число, равное 1 (при бесконечном числе выборок), следовательно, число источников должно быть на единицу меньше, чем степень минимального многочлена.

Также степень минимального многочлена от прошлого оценивания можно использовать для корректировки его оценивания при резком изменении его значения, что может быть обусловлено появлением, например, импульсных помех большой амплитуды или кратковременного попадания некоторого числа источников излучения за преграду.

Заключение. Проведен анализ проекционного метода для получения сверхразрешения. Разработаны рекомендации, основанные на симметричности матриц, позволяющие уменьшить вычислительную сложность алгоритмов, что дает возможность упростить цифровую реализацию данных алгоритмов. Результаты исследований могут быть использованы в радиопеленгации и радиолокации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воеводин, В.В. Линейная алгебра / В.В. Воеводин. – М.: Наука, 1980. – 400 с.
2. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
4. Ермолаев, В.Т. Оценивание параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.А. Анулин // Изв. вузов. Радиофизика. – 1996. – Т. 39, № 9. – С. 1144 – 1160.

Поступила 16.04.2013

COMPUTER SIMULATION OF SUPERRESOLUTION OF LIGHT SOURCES ON THE BASIS OF PROJECTION METHOD

A. BEZDEL, V. YANUSHKEVICH, V. CHERTKOV

The results of theoretical analysis of superresolution light sources with the help of “thermal noise” method have been presented. The studies for one or two light sources are given. Recommendations are given to reduce the computational complexity of algorithms. The function of the angular resolution of authorization objects is analyzed. The results of the research can be used in radio position finding and radiolocation.