

АДАПТАЦИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ К ИСКАЖЕНИЯМ АМПЛИТУДНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ СРЕДОЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

к.т.н. У.Р. Лиепинь, Л.В. Головина, В.Н. Куприй
(представил д.т.н., проф. В.Д. Карлов)

Показана возможность компенсации искажений амплитудного распределения (АР) обусловленных средой распространения радиоволн, В качестве алгоритма адаптации к искажениям АР использован метод Ньютона. Приведены результаты имитационного моделирования предлагаемого алгоритма.

В радиолокационных станциях (РЛС) с антенными решетками, функционирующими в среде с флуктуирующими электродинамическими параметрами, существует проблема адаптации к искажениям амплитудно-фазового распределения (АФР) сигналов средой и элементами решетки. Особенно актуальна эта проблема в РЛС, реализующих алгоритмы углового сверхразрешения [1-3]. По этой причине в последнее время опубликовано ряд работ, посвященных методам адаптации антенных решеток к искажениям АФР сигналов.

Алгоритмы, предназначенные для компенсации искажений АФР сигналов элементами решетки, названы алгоритмами калибровки (автокалибровки) решеток [4]. В [4] аккумулировано множество идей, высказанных за последние годы по проблеме калибровки решеток. Все они сводятся к решению задач оценки искажений АФР контрольных сигналов (КС), вносимых решеткой, методом наименьших квадратов. Координаты и параметры источников контрольных сигналов считаются известными или определяются в процессе калибровки. В [4] основное внимание уделено алгоритму, решающему практически две задачи: измерения координат и параметров источников КС и измерения искажений АФР сигналов элементами решетки. Показана сходимость алгоритма при функционировании в однородной среде распространения радиоволн. Применение этих алгоритмов в среде с флуктуирующими (по пространству и времени) параметрами, особенно в сочетании с алгоритмами сверхразрешения, практически невозможно. Причина в том, что крайне затруднено решение первой задачи – измерения координат и параметров источников КС. Это ограничение отмечали и сами авторы [4].

Целью статьи является синтез и анализ алгоритма, решающего частную задачу измерения и компенсации искажений АР информационных сигналов, подлежащих в дальнейшем угловому сверхразрешению.

Допущения, используемые при синтезе: источники разрешаемых сигналов расположены так, что флуктуации АР этих сигналов, вызванные средой,

практически одинаковы, флуктуации фазового распределения сигналов отсутствуют или устранены другими методами [5].

Комплексную амплитуду смеси сигналов и шума, принятую i -м каналом N канальной линейной эквидистантной антенной решетки (ЛЭАР), учитывая допущения, запишем в виде

$$\dot{y}_i = \sum_u \dot{x}_u \exp(ji\psi_u) \exp(\mathbf{b}_i) + \dot{n}_i; \quad i \in 0, N-1; \quad u \in 1, U, \quad (1)$$

где $\psi_u = 2\pi d\lambda^{-1} \sin\theta_u$ - обобщенный угол; d, λ - межэлементное расстояние и длина волны; \dot{x}_u, θ_u - комплексная амплитуда и угол прихода u -го сигнала; u, U - номера и количество разрешаемых сигналов; \mathbf{b}_i - описывают искажения уровня сигналов средой и элементами решетки; \dot{n}_i - комплексная амплитуда шума в i -м канале.

Введем обозначение X_i , характеризующее амплитудное распределение смеси сигналов вдоль апертуры решетки в условиях отсутствия искажений

$$X_i = \left| \sum_u \dot{x}_u \exp(ji\psi_u) \right|, \quad u \in 1, U. \quad (2)$$

Амплитудное распределение сигналов, прошедших реальную среду, с учетом (2) и шума наблюдения может быть представлено в виде

$$y_i = X_i \exp(\mathbf{b}_i) + |\dot{n}_i|. \quad (3)$$

Для вычисления оценок \mathbf{b}_i воспользуемся методом Ньютона [6].

Распределение амплитуд y_i на каждом шаге итерационной процедуры представим в виде

$$y_i[s] = \{X_i \exp(\mathbf{b}_i) + |\dot{n}_i|\} \exp(-\mathbf{g}_i[s]), \quad s \in \overline{0, S-1}, \quad (4)$$

где $\mathbf{g}_i[s]$ - оценка \mathbf{b}_i формируемая на s -м шаге; S - количество шагов.

В качестве функционала, анализируемого в процессе поиска $\mathbf{g}_i[s]$ и минимизирующего разность $\mathbf{e}_i[s] = \mathbf{b}_i - \mathbf{g}_i[s]$, выберем квадрат суммы амплитуд принимаемых сигналов

$$P[s] = \left| \sum_i y_i[s] \right|^2. \quad (5)$$

В [5] показано, что рациональным способом реализации процедур Ньютона является представление искомым величин рядом Уолша

$$\mathbf{g}_i[s] = \sum_r \alpha_r[s] \mathbf{w}(\mathbf{r}, i), \quad \mathbf{r} \in 0, N-1, \quad (6)$$

где $\mathbf{w}(\mathbf{r}, i)$ - функции Уолша, упорядоченные по Адамару [7].

Процедуры Ньютона поиска $\alpha_r[s]$, минимизирующих $\mathbf{e}_i[s]$, формально записываются в виде [6]:

$$\alpha[s+1] = \alpha[s] - H^{-1}[s]G[s], \quad (7)$$

где $\alpha[s]$ – $N \times 1$ вектор искоемых коэффициентов α_r ; $H[s]$ – $N \times 1$ матрица Гессе, вычисленная на s -м шаге; $G[s]$ – $N \times 1$ вектор градиентов $P[s]$ по α_r .

Элементы вектора градиентов G имеют вид

$$G_p[s] = \partial P[s] / \partial \alpha_p = -2Y_p[s]Y_0[s], \quad p \in \overline{0, N-1}, \quad (8)$$

где $Y_p[s] = \sum_i y_i[s]w(p, i)$; $Y_0[s]$ – соответствует $Y_p[s]$ при $p = 0$.

Элементы матрицы Гессе

$$H_{r,p}[s] = \partial^2 P[s] / \partial \alpha_p \alpha_r = 2Y_{p,r}[s]Y_0[s] + 2Y_p[s]Y_r[s], \quad (9)$$

где $Y_{p,r}[s] = \sum_i y_i[s]w(p, i)w(r, i)$, $i \in \overline{0, N-1}$.

Решение (7) в идеализированном случае (при отсутствии шума) можно найти, приравняв нулю $G_p[s = \infty]$ и решив эти уравнения относительно $g_i[s]$

$$|G_p[s] = -2 \left[\sum_i X_i \exp(b_i - g_i[s]) w(p, i) \right] \left[\sum_i X_i \exp(b_i - g_i[s]) \right] = 0. \quad (10)$$

Из (10) видно, что $G_p = 0$ при выполнении условия $X_i \exp(b_i - g_i) = 1$, так как при этом $\sum_i X_i \exp(b_i - g_i) w(p, i) = \sum_i w(p, i) = 0$ при $p \neq 0$, из-за свойств функций Уолша [7].

Проведенный анализ выражения (10) позволяет сделать выводы:

– в обратном преобразовании Уолша, при восстановлении $g_i[s]$ по вычисленным значениям $\alpha_r[s]$, суммирование можно проводить в пределах $r \in \overline{1, N-1}$ (исключая $r = 0$);

– алгоритм формирует оценку b_i с ошибкой

$$e_i = \exp(b_i - g_i) = X_i; \quad (11)$$

– устранить ошибку e_i , можно вычисляя градиенты по формуле

$$G_p[s] = -2 \left[Y_p[s]Y_0[s] - Y_0[s] \sum_i X_i \right], \quad (12)$$

так как в этом случае градиент равен нулю при $b_i = g_i$.

Однако, для реализации (12) необходимо определить X_i , что, согласно (2), возможно только при наличии информации о направлениях прихода и

комплексных амплитудах разрешаемых сигналов. В режиме сверхразрешения получить \mathbf{X}_i практически невозможно. По этой причине представляет интерес оценка величины \mathbf{e}_i и определение приложений и ситуаций, когда этой ошибкой можно пренебречь.

Если $\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{u}}$ - стационарный гауссовский процесс со средним значением, равным нулю и дисперсией $\mathbf{x}_{\mathbf{u}}^2$, то

$$\sigma_{\mathbf{x}}^2 = \left[\sum_{\mathbf{u}} \mathbf{x}_{\mathbf{u}}^2 + 2 \sum_{\mathbf{u} \neq \mathbf{v}} \mathbf{x}_{\mathbf{u}} \mathbf{x}_{\mathbf{v}} \rho_{\mathbf{u},\mathbf{v}} \cos(\mathbf{i}(\Psi_{\mathbf{u}} - \Psi_{\mathbf{v}})) \right], \quad (13)$$

где $\rho_{\mathbf{u},\mathbf{v}} = \rho_{\mathbf{v},\mathbf{u}}$ - коэффициенты корреляции между $\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{u}}$, $\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{v}}$; $\mathbf{x}_{\mathbf{u}} = \sqrt{\mathbf{x}_{\mathbf{u}}^2}$.

На качество функционирования алгоритмов сверхразрешения влияние оказывают только отклонения \mathbf{X}_i от постоянного для всей апертуры уровня (считая, что величина \mathbf{X}_i достаточна для решения задач обнаружения сигналов). Поэтому, удалив из (13) постоянную составляющую, получим, что

$$\sigma_{\mathbf{e}}^2 = \left[2 \sum_{\mathbf{u} \neq \mathbf{v}} \mathbf{x}_{\mathbf{u}} \mathbf{x}_{\mathbf{v}} \rho_{\mathbf{u},\mathbf{v}} \cos(\mathbf{i}(\Psi_{\mathbf{u}} - \Psi_{\mathbf{v}})) \right]. \quad (14)$$

В (14) принято, что дисперсию отклонения оценок уровня амплитуд от постоянного значения можно считать дисперсией ошибок адаптации к искажениям амплитудного распределения, т. е. к отклонению АР от постоянного уровня. Из анализа (14) следует, что:

- дисперсия ошибок адаптации $\sigma_{\mathbf{e}}^2$ к флуктуациям АР алгоритмом (7) зависит от разности обобщенных углов прихода $\Psi_{\mathbf{u}}$ и статистических характеристик разрешаемых сигналов;
- при разрешении некоррелированных сигналов ($\rho_{\mathbf{u},\mathbf{v}} = \rho_{\mathbf{v},\mathbf{u}} = 0$) уровень амплитуд имеет постоянный вдоль апертуры уровень;
- при разрешении коррелированных сигналов ($\rho_{\mathbf{u},\mathbf{v}} \neq 0$) или в ситуациях, когда время усреднения (количество выборок сигналов) недостаточно для декорреляции разрешаемых сигналов [1-3], дисперсия ошибок (при $\mathbf{U} = 2$) имеет спадающее к краям косинусоидальное распределение;
- чем ближе источники разрешаемых сигналов друг к другу, тем ошибки адаптации по алгоритму (7) меньше при любых характеристиках сигналов.

Известно, что алгоритмы сверхразрешения типа MUSIC успешно функционируют только в условиях разрешения некоррелированных (слабо коррелированных) сигналов. Это означает, что для улучшения сверхразрешения этими алгоритмами (и их модификациями) может быть рекомендован алго-

ритм адаптации к флуктуациям АР, описанный соотношением (7).

Точность и скорость сходимости этого алгоритма зависит от величины шага в итерационных процедурах, определяемого элементами матрицы, обратной матрице Гессе. Из (9) следует, что по мере завершения переходных процессов, когда $\mathbf{g}_i[s] \approx \ln \mathbf{X}_i + \mathbf{b}_i$, величины $\mathbf{H}_{r,r} = 2\mathbf{Y}_0^2[s]$, а $\mathbf{H}_{r,p} \approx 0$. Это позволяет считать матрицу Гессе диагональной, имеющей одинаковые элементы. Последнее существенно упрощает реализацию алгоритма (7). Учитывая, что $\mathbf{H}_{r,r}^{-1}[s] \approx [2\mathbf{Y}_0^2[s]]^{-1}$, алгоритм (7) можно записать в виде

$$\alpha[s+1] = \alpha[s] + [2\mathbf{Y}_0^2[s]]^{-1} \mathbf{G}[s]. \quad (15)$$

Для подтверждения достоверности сформулированных выводов было произведено имитационное моделирование решения (7). Результаты испытаний алгоритма показаны на рис. 1. Испытания проводились для ЛЭАР с $\mathbf{N} = 16$, на которую падает смесь сигналов и шума от двух симметрично расположенных относительно центра антенной решетки равномоощных источников радиоизлучений. Угол между направлениями соответствует 0,4 ширины диаграммы направленности решетки. Число выборок \mathbf{M} равнялось 8 и 16; отношение сигнал/шум (ОСШ) в каналах решетки менялось от 5 до 30 дБ. Усреднение проводилось по серии из 500 испытаний. Величина \mathbf{b} считалась распределенной по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением (СКО), равным 1, 3 и 5. Обозначения на рисунке: \mathbf{e}_1 , \mathbf{e}_3 и \mathbf{e}_5 – СКО остаточных флуктуаций уровня амплитуды при начальных флуктуациях имеющих СКО 1, 3 и 5 соответственно.

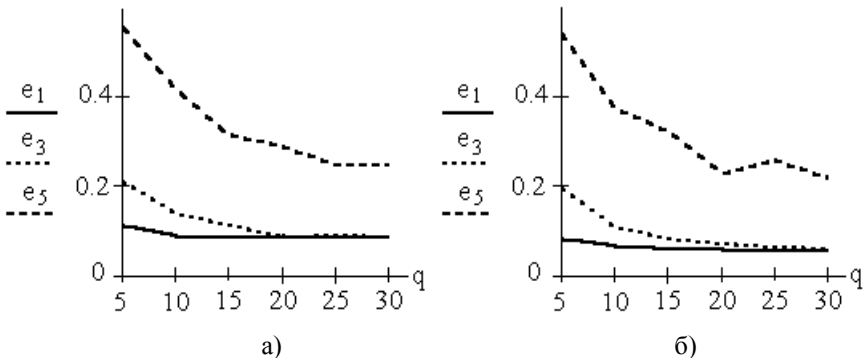


Рис. 1. Среднеквадратические отклонения остаточных флуктуаций уровня амплитуды

Для наглядности на рис. 2 представлены графики флуктуаций АР до компенсации – \mathbf{b} и после компенсации – \mathbf{e} . По оси абсцисс отложены номера

элементов антенной решетки. $\sigma_b = 5$, ОСШ = 15 дБ.

Из рисунка видно, что СКО остаточных флуктуаций мало зависят от объема выборки, а также, что с увеличением ОСШ они стремятся к одной и той же величине.

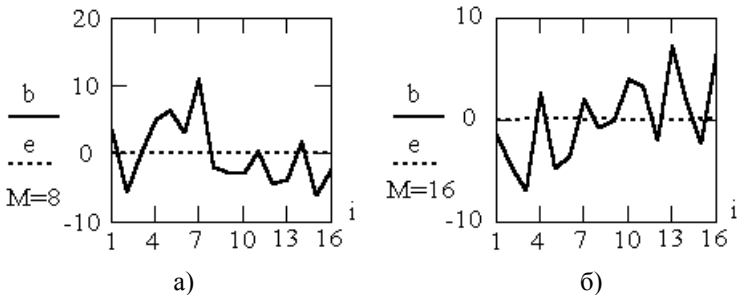


Рис. 2. Графики флуктуаций AP до и после компенсации

Таким образом, в данной работе авторами разработан алгоритм компенсации искажений амплитудного распределения, обусловленных средой распространения радиоволн. Эффективность алгоритма подтверждается имитационным моделированием.

ЛИТЕРАТУРА

1. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao, Bound // IEEE Trans on Acoustics. Speech., Sign. Proc. – 1989. – Vol. 37, № 5. – P. 720 - 741.
2. Swindlehurst A. L. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors // IEEE Trans on Sign. Proc. – 1992. – Vol. 40, № 7.
3. Li Fu, Vaccaro R. J. Sensitivity Analysis of DOA Estimation Algorithms to sensor Errors // IEEE Trans. An Aerosp. And Electr. Systems. – 1992. – Vol. 28, № 3. – P. 708 - 717.
4. Solomon I.S.D., Gray D.A., Abramovic Y.I., Anderson S. I. Reciver Array calibration using disparate sources // IEEE Trans. Ant. Prop. – 1999. – Vol. 47, № 3. – P. 496 - 505.
5. Лиепинь У. Р., Головина Л. В., Куприй В. М. Адаптация ФАР к искажениям распределения сигналов // Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2000. – Вип 2 (8). – С. 90 - 95.
6. Репин В. Г., Татарковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
7. Хармут Х. Теория секвентного анализа. Основы и применение. – М.: Мир., 1980. – 574 с.

