

文章编号:1001-506X(2006)06-0834-03

# 一种基于 OBE 的智能天线波束形成算法

刘 辉<sup>1</sup>, 邢富领<sup>1</sup>, 左继章<sup>2</sup>, 刘智萌<sup>1</sup>

(1. 空军工程大学工程学院, 陕西 西安 710038; 2. 中国人民解放军 95972 部队, 甘肃 酒泉 735000)

**摘要:** 根据 OBE 算法原理, 提出一种智能天线自适应波束形成盲算法。首先建立自适应算法的信号模型, 讨论了算法的结构, 该算法是建立在解扩、重扩判决指导下, 对均方误差准则下的最优权值进行迭代估计; 然后分析了 OBE 算法的原理, 在此基础上构建了自适应波束形成的迭代式。最后对算法的性能进行了仿真, 仿真结果表明: 该算法达到了自适应波束形成的要求, 与 LS-DRMTA 算法相比具有更佳的收敛和输出性能。

**关键词:** 智能天线; 自适应波束形成; 算法

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

## Beamforming algorithm based on OBE with smart antennas

LIU Hui<sup>1</sup>, XING Fu-ling<sup>1</sup>, ZUO Ji-zhang<sup>2</sup>, LIU Zhi-meng<sup>1</sup>

(1. Air Force Univ., of Engineering, Coll. of Engineering, Xi'an 710038, China;  
2. Unit 95972, PLA, Jiuquan 735000, China)

**Abstract:** A blind beamforming algorithm based on OBE algorithm is presented. First, the signal model of adaptive algorithm is constructed according to the principle of smart antenna. Second, the structure of the algorithm is discussed, and the algorithm is based on despread respread judging direction. The optimal weight is iteratively estimated on the mean square error(MSE) criterion. Third, the principle of OBE is studied, and the iterative equation of adaptive beamforming is constructed. Last, the performance of the algorithm is simulated. It is shown from simulation results that the algorithm satisfies the requirements of adaptive beamforming, and has better convergence and output performances than LS-DRMTA.

**Key words:** smart antenna; adaptive beamforming; algorithm

## 0 引言

作为无线通信中降低干扰和提高系统容量的一种有效手段, 智能天线<sup>[1]</sup>目前已越来越受到人们的重视。智能天线引入第四种多址方式: 空分多址(SDMA), 即在相同时隙、相同频率或相同地址码的情况下, 仍然可以依据信号不同的空间传播路径来区分用户, 即它可以和其它多址方式(TDMA、FDMA、CDMA)同时使用。特别是在 CDMA 系统中的应用, 已成为无线通信领域的一个热点。

文献[2]提出一种在 CDMA 系统中, 利用扩频码信息的空域滤波盲算法—最小二乘解扩重扩多目标阵列(least squares despread respread multitarget array, LSDRMTA)算法, 它具有算法简单、稳健性好等特点。本文提出的基于经典参数估计理论—最优边界椭圆(optimal bounding ellipsoid, OBE)的自适应波束形成算法, 也是建立在解扩、重扩判决指导思想上, 对均方误差准则下的最优权值进行迭

代估计, 算法简记为 OBE-DRMTA(optimal bounding ellipsoid despread respread multtarget array)。与文献[2]相比, 该算法具有更佳的收敛性和输出性能。OBE-DRMTA 算法所采用的系统框图如图 1 所示。文中上标 H、\*、T 分别表示共轭转置、共轭和转置运算。

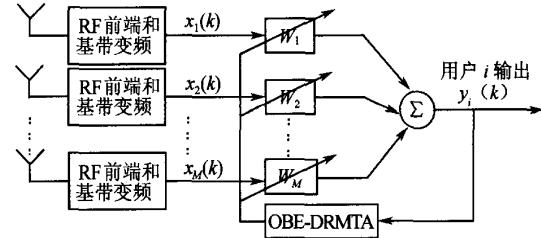


图 1 第  $i$  个用户的 OBE-DRMTA 波束形成系统结构

## 1 信号模型

假设基站的天线阵列为均匀圆阵,阵元个数为  $M$ ,阵元间距为  $d$ ,若空间有  $N$  个用户,设第  $i$  个用户的第  $j$  条路径的入射角度为  $\theta_i$ ,相对延时为  $\tau_i$ ,在 CDMA 系统中由于波前通过阵列的时间通常远小于扩频后信号带宽的倒数<sup>[3]</sup>,符合窄带假设条件,所以阵列接收到的信号的等效低通形式可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_i} b_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) a_i(t) \mathbf{a}_i + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中:  $E\{\mathbf{n}(t_1)\mathbf{n}^H(t_2)\} = \sigma^2 \mathbf{I}$ ,  $b_i(t) = b_i(n)$ ,  $nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$ ,  $c_i(t) = c_i(n)$ ,  $nT_c \leq t \leq (n+1)T_c$ ,  $b_i(n)$ —信息符号序列,符号间隔为  $T_b$ ,  $c_i(n)$ —PN 序列,用于扩频,码片间隔为  $T_c$ ,令  $L = T_b/T_c$ ,  $L$ —扩频因子,  $P_i$ —第  $i$  个用户的功率,  $a_i(t)$ —衰落因子,服从瑞利分布,假定信道是慢衰落信道,在几个符号周期内  $a_i(t)$  近似不变,  $\mathbf{a}_i$  为第  $i$  个用户的导向矢量

$$\mathbf{a}_i = [1, e^{j2\pi d \cos \theta_i / \lambda}, \dots, e^{j2\pi(M-1)d \cos \theta_i / \lambda}]^T = [a_i^{(1)}, a_i^{(2)}, \dots, a_i^{(M)}]^T$$

式中:  $\lambda$ —入射信号波长,则第  $m$  个阵元的输出可以表示为

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_i} b_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) a_i(t) a_i^{(m)} + n(t) \quad m = 1, \dots, M \quad (2)$$

$\mathbf{x}(t)$  的矢量表示形式为

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (3)$$

## 2 OBE-DRMTA 自适应波束形成算法

### 2.1 算法概述

CDMA 系统中,所有用户的 PN 码是事先已知的。在接收端,将用户  $i$  的 PN 码  $c_i(t)$  延时  $\tau_i$  后与接收到的信号  $y_i(t)$  进行相关处理,相关结果送入检测器进行判决,记第  $n$  个信息比特的判决结果为  $\hat{b}_m$ 。假设第  $i$  个用户的第  $n$  个数据比特被检测器正确检测,即  $\hat{b}_m = b_m$ 。把  $c_i(t)$  延时  $\tau_i$  后再对  $\hat{b}_m$  进行扩频,得到用户  $i$  在时间  $[(n-1)T_b, nT_b]$  上的发射信号波形<sup>[2]</sup>

$$r_i(t) = \hat{b}_m c_i(t - \tau_i), (n-1)T_b \leq t \leq nT_b \quad (4)$$

根据以上讨论,第  $i$  个用户的 OBE-DRMTA 算法框图如图 2 所示

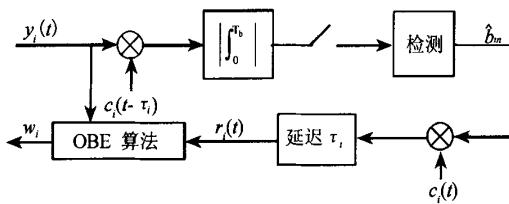


图 2 第  $i$  个用户的 OBE-DRMTA 算法框图

令  $y_i(k)$ 、 $r_i(k)$  和  $x(k)$  分别代表  $y_i(t)$ 、 $r_i(t)$  和  $x(t)$  的码片级的第  $k$  个采样;OBE-DRMTA 对权向量  $w_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  进行自适应,使代价函数  $F(w_i)$  最小。代价函数的定义为

$$F(w_i) = \sum_{k=1}^K |r_i(k) - y_i(k)|^2 = \sum_{k=1}^K |r_i(k) - w_i^H x(k)|^2 \quad (5)$$

式中:  $K$ —数据块的大小,取一个比特周期内的采样数目。

### 2.2 OBE 原理

最优边界椭圆(OBE)算法作为参数集估计的一个子类,具有高的计算效率和低的计算复杂度,它能为跟踪方面的误差提供一个显式指示,这是基于点估计的 LMS 或 LS 算法所不具备的性能。假设第  $i$  个用户的所有解矢量  $w_i$  构成的空间称为解矢量空间,OBE 的目的是通过寻找解矢量集  $w_i$ ,将估计误差限制在一个指定的性能范围内,即

$$\sum_{k=1}^K |r_i(k) - w_i^H x(k)|^2 \leq \gamma_i^2 \quad (6)$$

假定能使上式的解矢量空间非空的所有输入矢量  $x(k)$  构成一个输入空间  $D$ 。OBE 的目标是寻找如下的解矢量集

$$\Omega_i(M, \gamma_i) = \bigcap_{x(k) \in D} \{w_i \in \mathbb{C}^{M \times 1} : \sum_{k=1}^K |r_i(k) - w_i^H x(k)|^2 \leq \gamma_i^2\} \quad (7)$$

通过不断缩小以下集的范围来获取解矢量集

$$\Omega_i = \bigcap_{p=0}^P \{w_i \in \mathbb{C}^{M \times 1} : \sum_{k=1}^K |r_i(k) - w_i^H x(k)|^2 \leq \gamma_i^2\} \quad (8)$$

然而,如果直接计算式(8),即使对于很小的  $M$  和  $p$ ,计算量也是非常大的。对于以符号速率更新的输入矢量  $x(k)$ ,OBE 算法采用递归更新紧包含  $\Omega_i$  的外椭圆集来获取解矢量,采用递归方程求解解矢量集  $w_i$  将大大减小计算量<sup>[4-5]</sup>。

### 2.3 自适应算法

对阵列接收信号矢量  $\mathbf{x}(t)$  按码片级进行采样,将得到的第  $p$  步  $K$  个数据采样矢量记为

$$\mathbf{X}(p) = [x(1+pK), x(2+pK), \dots, x((1+p)K)] \in \mathbb{C}^{M \times K} \quad (9)$$

重扩信号  $r_i(t)$  的第  $p$  步的  $K$  个码片级采样数据写成矢量形式为

$$r_i(p) = [r_i(1+pK), r_i(2+pK), \dots, r_i((1+p)K)]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (10)$$

因此代价函数式(5)的矢量形式可写为

$$F(w_i(p)) = \|r_i(p) - \mathbf{X}^H(p)w_i(p)\|^2 \leq \gamma_i^2 \quad (11)$$

式中:  $\|\cdot\|$ —矢量的  $l_2$  范数。

定义

$$\delta_i(p) = r_i(p) - \mathbf{X}^H(p)w_i(p)$$

$$G_i(p) = \mathbf{X}^H(p)P_i(p-1)\mathbf{X}(p)$$

$$Q_i(p) = [1 - \lambda_i(p)]I_M + \lambda_i(p)G_i(p)$$

迭代方程为

$$\lambda_i(p) = \frac{1}{g_i(p)} \left( \frac{\|\delta_i(p)\|}{\gamma_i} - 1 \right) \quad (12)$$

$$P_i(p) = \frac{1}{1 - \lambda_i(p)} \cdot$$

$$[P_i(p-1) - \lambda_i(p)P_i(p-1)] \mathbf{X}(p) Q_i^{-1}(p) \mathbf{X}^H(p) P_i(p-1) \quad (13)$$

$$\mathbf{w}_i(p) = \mathbf{w}_i(p-1) + \lambda_i(p) \mathbf{P}_i(p) \mathbf{X}(p) \boldsymbol{\delta}_i(p) \quad (14)$$

式中:  $\mathbf{P}_i(p)$ ——一个对称正定矩阵, 算法的初始值选取为  $\mathbf{P}_i(0) = \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{I}_M$ —— $M \times M$  维的单位矩阵,  $\mathbf{w}_i(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$ —— $M$  维的零矢量,  $\boldsymbol{\delta}_i(p)$ ——矩阵  $\mathbf{G}_i(p)$  的最大奇异值,  $\gamma_i$ ——一个随时间变化的小正数, 它的值的大小跟信道的衰减有关, 一般取  $[0 \sim 0.5]$  之间的值, 如果取值太小则所需迭代的时间将很长, 因此要在输出性能与迭代时间之间进行权衡考虑。

### 3 仿真结果

本文的仿真环境假定天线阵为 8 阵元的均匀圆阵组成, 阵元间距为  $\lambda/2$ , 若  $N$  个用户信道为单径 AWGAN, 并且这些用户的基带信号为 BPSK 调制, 采用码长 32 的 walsh 码进行扩频, 仿真中各算法的权值均初始化为  $[0, 0, \dots, 0]^T$ , RLS 算法中的遗忘因子取为 0.8。

#### 3.1 稳态方向图

假定期望用户方向为  $0^\circ$ , 两个干扰方向分别为  $30^\circ$  和  $90^\circ$ , 图 3 给出了 OBE-DRMTA 算法收敛后的稳态方向图。从图中可以看到, 方向图在所需用户方向上形成主波束, 在两个干扰方向上附近形成零陷, 从而使期望信号得到有效接收, 干扰受到抑制, 达到了自适应波束形成的目的。

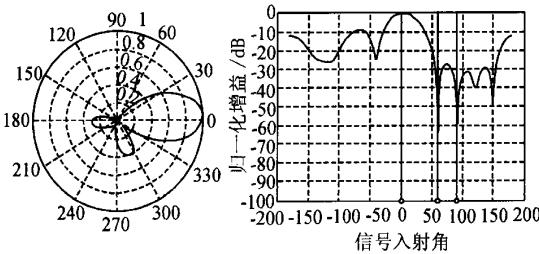


图 3 OBE-DRMTA 算法收敛后的方向图

#### 3.2 算法性能比较<sup>[6]</sup>

为了检验算法的收敛性能随迭代次数的变化情况, 定义权值的均方根误差(RMSE)如下

$$\text{RMSE}_i(p) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left( 1 - \frac{\|\mathbf{w}_{i,n}^H(p) \cdot \mathbf{w}_{opt}\|^2}{\|\mathbf{w}_{i,n}(p)\|^2 \|\mathbf{w}_{opt}\|^2} \right)} \quad (15)$$

式中:  $\mathbf{w}_{i,n}(P)$ ——第  $i$  个用户第  $p$  次迭代时的第  $n$  次实验得到的权值,  $\mathbf{w}_{opt}$ ——Wiener 解确定的最优权, 图 4 的均方根误差随迭代次数变化曲线是由 100 次独立仿真得到。从

仿真结果可以看出, OBE-DRMTA 具有很好的收敛速度和稳态性能。图 5 表明, 在权值收敛后 OBE-DRMTA 与 LS-DRMTA 相比输出信噪比大约高出 2 dB 左右的性能增益。

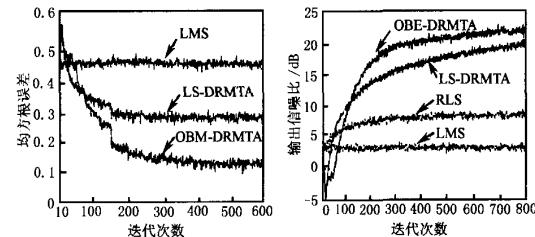


图 4 三种算法的均方根误差(RMSE)  
与迭代次数的关系



图 5 四种算法输出信噪比(SIR)

与迭代次数的关系

### 4 结论

本文提出了一种基于 OBE 的智能天线盲波束形成算法 OBE-DRMTA, 它具有较快的收敛性, 权值经过 200 次左右的迭代后基本可以收敛。而且与文献[2]提出的 LS-DRMTA 算法相比, 在输出信噪比上大约高出 2 dB 左右的性能增益。与 Rake 接收机技术相结合, 将本算法推广到具有时延扩展的多径衰落信道环境, 是未来所要做的工作。

### 参考文献:

- [1] Wong K K. Smart antennas for wireless communications[D]. M S Thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, 1996.
- [2] Rong Z, Petrus P, Rapport T S, et al. Despread-respread multi-target constant modulus array for CDMA systems[J]. IEEE Communications Letters, 1997, 1(4): 114–116.
- [3] Khalaj B H, Paulraj A, Kailath T. Antenna arrays for CDMA systems with multipath[C]//Military Communications Conference, 1993, 2: 624–628.
- [4] Dasgupta S, Huang Y F. Asymptotically convergent modified recursive least squares with data dependent updating and forgetting factor for systems with bounded noise[J]. IEEE Trans. On Info. Theory, 1987, 33(3): 383–392.
- [5] Fogel E, Huang Y F. On the value of information in system identification bounded noise case[J]. Automatica, 1982, 18(2): 229–238.
- [6] Liu H, Xu G. Smart antennas in wireless systems: uplink multi-user blind channel and sequence detection[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997, 45(2): 187–199.

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>

---



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>