

文章编号 1005-0388(2006)03-0371-06

# 基于自适应拟牛顿法的 CDMA 天线 阵列波束形成

杨 锋 奚宏生 杨 坚 盛延敏 吴春旭

(中国科学技术大学信息科学技术学院自动化系网络传播系统  
与控制实验室, youngf@ustc.edu, 安徽 合肥 230027)

**摘要** 针对于 CDMA 系统自适应天线阵列, 提出了一种新的盲自适应 MSINR (Maximum Signal-to-Interference plus noise ratio) 波束形成算法。首先, 将 MSINR 准则转化为一种新的无约束损失函数, 并且从理论上分析该损失函数的性质。然后, 应用自适应拟牛顿方法得到在线迭代波束形成算法。该算法无需训练序, 而是利用 CDMA 信号自身的结构特点, 结合空间处理提高了系统性能。最后, 给出了仿真结果, 表明算法具有较快的收敛速度和良好的动态跟踪能力。

**关键词** DS/CDMA, 智能天线, 阵列响应, 波束形成, 广义特征向量

中图分类号 TN911.25

文献标识码 A

## A quasi-newton-based adaptive beamforming algorithm for antenna array of CDMA systems

YANG Feng XI Hong-sheng YANG Jian SHENG Yan-min WU Chun-xu

(School of Information Science and Technology, Univ. of Science & Technology  
of China, youngf@ustc.edu, Hefei Anhui 230027, China)

**Abstract** A novel blind maximum signal-to-interference plus noise ratio (MSINR) beamforming algorithm for the antenna array of CDMA systems is proposed in this paper. The MSINR criterion is reformulated as an unconstrained cost function and its properties are theoretically analyzed, then applying adaptive Quasi-Newton method to minimize the cost function, an on-line iterative beamforming algorithm is developed. Without the requirement of the knowledge of training sequence, and using the characteristic of CDMA signal, the algorithm can improve the performance of CDMA system with spatial processing. Simulation results show that the proposed algorithm has fast convergence and excellent tracking capability.

**Key Words** DS/CDMA, smart antenna, array response, beamforming, generalized vector

## 1 引言

智能天线<sup>[1~3]</sup>利用天线阵列波束的方向性, 使主波束对准目标用户信号到达方向, 使旁瓣或零陷对准干扰用户信号到达方向, 从而有效的增强有用

信号, 同时抑制干扰信号。因此, 在 CDMA 系统中采用智能天线技术, 能够降低多址干扰, 提高系统容量, 现在已成为无线通信领域研究的一个热点<sup>[4~6]</sup>。

实时高效的波束形成算法及其实现是智能天线技术的关键所在。波束形成算法是在一定准则下综

合各输入信息来计算最佳权值。Naguib 在文献[7]中给出了一种基于信号结构的自适应 MSINR 波束形成算法,但是这种方法的估计精度依赖于 CDMA 扩频因子,特别在增益小的系统,算法的性能会进一步恶化。针对这种情形,文献[8]给出了一种小增益下的波束形成算法,但该算法需要训练序列,不是盲算法。Choi 在文献[9]中给出了一种新的基于 MSINR 准则的盲自适应波束形成算法,直接利用了解扩前和解扩后的接收信号,避免了扩频因子的影响。但是这种方法是基于梯度的在线算法,收敛速度慢,同时算法的性能与步长的选取直接相关,如果步长较大会导致估计精度差,甚至算法不稳定,而步长过小,算法的收敛速度非常慢。并且这种方法动态跟踪能力差,不适合实际通信系统。文献[10]提出了基于神经网络的波束形成算法,收敛速度仍然相当于梯度算法。因此,需要一种收敛速度快且跟踪能力好的盲自适应波束形成算法。

将 MSINR 波束形成问题转化为最小化非线性二次损失函数的无约束优化问题。通过逼近 Hessian 阵,导出基于拟牛顿法的盲自适应波束形成算法。算法收敛速度快,并且有良好的动态跟踪能力,这些特性对于实际的通信非常有意义。

## 2 系统模型

考虑 DS-CDMA 系统的上行链路,假设系统中有  $K$  个移动用户,基站配备了阵元个数为  $M$  的均匀线性阵列。对于多径效应,可以采用 2D-Rake 接收机来分离<sup>[7]</sup>,因此,仅考虑单径情形。不失一般性,设第 1 个用户为目标用户,则基站接收到的信号为<sup>[8]</sup>

$$x(t) = \sqrt{p_1} b_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1) e^{-j\varphi_1} \mathbf{a}(\theta_1) + i(t) + n(t) \quad (1)$$

其中  $i(t) = \sum_{i=2}^K \sqrt{p_i} b_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) e^{-j\varphi_i} \mathbf{a}(\theta_i)$  是多址干扰。 $\tau_i, \theta_i, \varphi_i$  分别为第  $i$  个用户的时延、到达方向、相位, $p_i$  是第  $i$  个用户的接受功率, $b_i(t)$  和  $c_i(t)$  是信号波形和扩频码波形,周期分别为  $T_b$  和  $T_c$ ,扩频信号的处理增益  $G = T_b/T_c$ , $\mathbf{a}(\theta_i)$  为  $M \times 1$  的阵列响应向量, $n(t)$  是均值为 0 的复高斯白噪声向量。

假设已知目标用户的时延,将接收信号  $x(t)$  通过码片波形匹配滤波器,那么第  $n$  个信号的第  $g$  个码片采样向量为:

$$x(n, g) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} x(\tau) \Psi(t +$$

$$\begin{aligned} & \tau) d\tau \Big|_{t=nT_b+(g-1)T_c+\tau_1} \\ & = \sqrt{p_1} e^{-j\varphi_1} c_1(n, g) b_1(n) \mathbf{a}(\theta_1) + i_1(n) \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $\Psi(t)$  为码片波形,当  $0 \leq t \leq T_c$  时,  $\Psi(t) = 1$ ,否则,  $\Psi(t) = 0$ ;  $i_1(n)$  由噪声和多址干扰组成。

$x(n, g)$  通过目标用户的 PN 相关器,得到解扩后的接收信号:

$$\begin{aligned} y(n) &= \frac{1}{\sqrt{G}} \sum_{g=1}^G x(n, g) c_1(n, g) \\ &= s_1(n) + u_1(n) \end{aligned} \quad (3)$$

其中  $s_1(n) = \sqrt{G p_1} e^{-j\varphi_1} \mathbf{a}(\theta_1)$  是有用信号向量, $u_1(n)$  是干扰信号向量。

## 3 盲自适应波束形成算法

### 3.1 MSINR 准则

文献[11]中给出了在最大化 SINR 性能下的最优权向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{MSINR} &= \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{E\{|\mathbf{w}^H s_1(n)|^2\}}{E\{|\mathbf{w}^H u_1(n)|^2\}} \\ &= \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{R}_s = E\{s_1(n)s_1(n)^H\}$  和  $\mathbf{R}_u = E\{u_1(n)u_1(n)^H\}$  分别是接收信号向量和干扰信号向量的自相关矩阵。根据矩阵论,最优权向量  $\mathbf{w}_{MSINR}$  是矩阵束  $(\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_u)$  的最大广义特征值所对应的广义特征向量,即

$$\mathbf{R}_s \mathbf{w}_{MSINR} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_u \mathbf{w}_{MSINR} \quad (5)$$

其中  $\lambda_{\max}$  是最大广义特征值。遗憾的是,将式(2)中的  $s_1(n)$  和  $u_1(n)$  不易分离,因此,仅利用解扩后的信号向量,很难直接求出最优的权向量。

文献[9]利用解扩前和解扩后接收信号向量的特殊结构性质,给出了新的性能指标函数来求解 MSINR 波束权值,即:

$$\mathbf{w}_{MSINR} = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}(n, g)\mathbf{x}(n, g)^H\}$$

$$\mathbf{R}_y = E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}(n)^H\}$$

这种方法避免了分离有用信号向量和干扰信号向量,直接利用解扩前和解扩后的接收信号向量  $\mathbf{x}(n, g)$  和  $\mathbf{y}(n)$ ,式(6)实际上是广义特征分解问题<sup>[12]</sup>,因此通过求解矩阵束  $(\mathbf{R}_y, \mathbf{R}_x)$  的最大广义特征值所对应的广义特征向量来确定最优权向量,可以实现盲波束形成。

### 3.2 新的准则函数

考虑无约束准则函数:

$$J(\mathbf{w}) = \frac{1}{2} [\mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} - \ln(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})] \quad (7)$$

可以用下面的定理,来描述此函数的特殊性质:

**定理:**令  $\lambda_1 > \lambda_2 \geq \Lambda \geq \lambda_M$  为矩阵束  $(\mathbf{R}_y, \mathbf{R}_x)$  的广义特征值(假设矩阵束  $(\mathbf{R}_y, \mathbf{R}_x)$  具有唯一最大广义特征值,对具有多个最大广义特征值情形,在后面讨论),  $\mathbf{u}_i$  是相应的广义正交标准特征向量,  $1 \leq i \leq M$ , 满足

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_y \mathbf{u}_i &= \lambda_i \mathbf{R}_x \mathbf{u}_i \\ \mathbf{u}_i^H \mathbf{R}_x \mathbf{u}_i &= 1 \\ \mathbf{u}_i^H \mathbf{R}_x \mathbf{u}_j &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $1 \leq i \neq j \leq M$ 。

则  $\mathbf{w} = \pm \mathbf{u}_1$  是  $J(\mathbf{w})$  的全局唯一最小点,  $\mathbf{w} = \pm \mathbf{u}_i$  都是鞍点,  $1 < i \leq M$ 。

证明:

首先,  $J(\mathbf{w})$  关于  $\mathbf{w}$  的梯度和 Hessian 矩阵:

$$\nabla J(\mathbf{w}) = \mathbf{R}_x \mathbf{w} - \mathbf{R}_y \mathbf{w} (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-1} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{R}_x - \mathbf{R}_y (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-1} + \\ &2(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-2} \mathbf{R}_y \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \end{aligned} \quad (10)$$

由式(9)可见,  $J(\mathbf{w})$  的平稳点就是广义正交标准特征向量  $\pm \mathbf{u}_i$ 。

因为  $\mathbf{R}_x$  为正定阵,故可表示为

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{V} \mathbf{V}^H \quad (11)$$

其中  $\mathbf{V}$  为可逆阵。将式(11)代入式(8)和前乘  $\mathbf{V}^{-1}$  可得

$$\begin{aligned} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}_y (\mathbf{V}^{-1})^H \mathbf{V}^H \mathbf{u}_i &= \lambda_i \mathbf{V}^H \mathbf{u}_i \\ \mathbf{C} \mathbf{e}_i &= \lambda_i \mathbf{e}_i \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{C} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}_y (\mathbf{V}^{-1})^H, \mathbf{e}_i = \mathbf{V}^H \mathbf{u}_i \quad (13)$$

显而易见,  $\lambda_i$  和  $\mathbf{e}_i$  分别是  $\mathbf{C}$  的特征值和相应的特征向量,  $1 \leq i \leq M$ 。

从而有:

$$\mathbf{u}_i^H \mathbf{R}_y \mathbf{u}_i = \mathbf{e}_i^H \mathbf{C} \mathbf{e}_i \quad (14)$$

令  $\mathbf{e} = \mathbf{V}^H \mathbf{w}$ , 则由式(10)得:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{V} \left[ \mathbf{I} - \frac{\mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}_y (\mathbf{V}^{-1})^H}{(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})} + \right. \\ &\quad \left. \frac{\mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}_y (\mathbf{V}^{-1})^H \mathbf{V}^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{V} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}_y (\mathbf{V}^{-1})^H}{(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^2} \right] \mathbf{V}^H \end{aligned} \quad (15)$$

令

$$\mathbf{F}(\mathbf{e}) = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{C}}{\mathbf{e}^H \mathbf{C} \mathbf{e}} + \frac{\mathbf{C} \mathbf{e} \mathbf{e}^H \mathbf{C}}{(\mathbf{e}^H \mathbf{C} \mathbf{e})^2} \quad (16)$$

注意到  $\mathbf{e}_i^H \mathbf{C} \mathbf{e}_i = \lambda_i$  和  $\mathbf{C} \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H = \lambda_i^2 \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H$ , 因此有

万方数据

$$\mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_1) = 2 \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{C}}{\lambda_1} + 2 \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H \right)$$

$$\text{而 } \mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_1) \mathbf{e}_1 = 4 \mathbf{e}_1, \mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_1) \mathbf{e}_i = 2 \left( 1 - \frac{\lambda_i}{\lambda_1} \right) \mathbf{e}_i, i = 2, \dots, M,$$

从而可以知道  $\mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_1)$  的特征值都为正, 意味着  $\mathbf{F}(\mathbf{e})$  在  $\mathbf{e} = \pm \mathbf{e}_1$  是正定的。同样有

$$\mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_i) \mathbf{e}_1 = 2 \left( 1 - \frac{\lambda_1}{\lambda_i} \right) \mathbf{e}_1, \mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_i) \mathbf{e}_i = 4 \mathbf{e}_i, i = 2, \dots, M$$

可以知道  $\mathbf{F}(\pm \mathbf{e}_i)$  的特征值至少有一个为正的和一个为负,故  $\mathbf{F}(\mathbf{e})$  在  $\mathbf{e} = \pm \mathbf{e}_i$  是既不正定也不负定的。综上所述  $\mathbf{F}(\mathbf{e})$  是在  $\mathbf{e} = \pm \mathbf{e}_1$  时正定的,而在  $\mathbf{e} = \pm \mathbf{e}_i$  时是既不正定也不负定的,其中  $1 < i \leq M$ 。由此导出  $\mathbf{H}$  在  $\mathbf{w} = \pm \mathbf{u}_1 = \pm \mathbf{V}^{-1} \mathbf{e}_1$  时是正定的,而在  $\mathbf{w} = \pm \mathbf{u}_i = \pm \mathbf{V}^{-1} \mathbf{e}_i$  时是既不正定也不负定的,其中  $1 < i \leq M$ 。故  $J(\mathbf{w})$  具有全局唯一极小值点。

定理说明求  $\mathbf{w}$  最小化  $J(\mathbf{w})$  的过程就是求解矩阵束  $(\mathbf{R}_y, \mathbf{R}_x)$  的最大标准广义特征值的过程。最小化无约束准则函数的同时还满足了  $\mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} = 1$  这个约束条件,这样就将 MSINR 准则转化为一种新的等价的无约束准则函数。另外,当矩阵束具有唯一最大广义特征值时,损失函数  $J(\mathbf{w})$  具有全局唯一最小点,不存在其他局部极小值点,因此,在使用迭代算法时,能保证算法全局收敛。对于具有多个最大广义特征值情形,  $J(\mathbf{w})$  具有局部极小值点,此时,用迭代算法可能会收敛到局部极小值点,但这并不影响算法搜索最优波束权值,因为这些局部极值点本身就是最大广义特征值对应的广义特征向量。

### 3.3 盲自适应波束形成算法

由于拟牛顿法具有较梯度算法收敛速度快速和较牛顿法稳定且计算量小的特点,故采用基于拟牛顿法的盲自适应波束形成算法最小化无约束准则函数来估计广义标准特征向量。

$J(\mathbf{w})$  关于  $\mathbf{w}$  的梯度和 Hessian 矩阵分别为:

$$\nabla J(\mathbf{w}) = \mathbf{R}_x \mathbf{w} - \mathbf{R}_y \mathbf{w} (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-1}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{R}_x - \mathbf{R}_y (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-1} + \\ &2(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-2} \mathbf{R}_y \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \end{aligned}$$

众所周知,要使基于拟牛顿法稳定,必须确保 Hessian 矩阵的正定性,为此忽略 Hessian 矩阵表达式右边的第二项,通常情况下该项很小,从而得到 Hessian 矩阵的近似表达式:

$$\mathbf{H} \approx \mathbf{R}_x + 2(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^{-2} \mathbf{R}_y \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \quad (17)$$

利用矩阵求逆定理<sup>[13]</sup>,可得逆 Hessian 矩阵的近似表达式:

$$\mathbf{H}^{-1} \approx \mathbf{R}_x^{-1} + 2[(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^2 + 2\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{R}_y \mathbf{w}]^{-1} \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{R}_y \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{R}_x^{-1} \quad (18)$$

这样,求最优波束形成向量的迭代式可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \{\mathbf{H}^{-1} \nabla J(\mathbf{w})\} \Big|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(n)} \\ &= \frac{3\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{R}_y \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}}{(\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w})^2 + 2\mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{R}_y \mathbf{w}} \Big|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(n)} \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)中尚需估计  $\mathbf{R}_x^{-1}$  和  $\mathbf{R}_y$ ,  $\mathbf{R}_x$  和  $\mathbf{R}_y$  分别为解扩前和解扩后信号的方差矩阵。 $\mathbf{R}_x$  和  $\mathbf{R}_y$  可以通过下面方法迭代估计得:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_x(n+1) &= \mu \mathbf{R}_x(n) + \mathbf{x}(n+1,1) \cdot \\ &\quad \mathbf{x}(n+1,1)^H \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_y(n+1) &= \beta \mathbf{R}_y(n) + (1-\beta) \mathbf{y}(n+1) \cdot \\ &\quad \mathbf{y}(n+1)^H \end{aligned} \quad (21)$$

其中  $0 < \mu < 1$  和  $0 < \beta < 1$  是遗忘因子。

令  $\mathbf{P}(n) = \mathbf{R}_x^{-1}(n)$ , 再利用矩阵求逆定理可得  $\mathbf{R}_x^{-1}$  的递推估计式:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(n+1) &= \frac{1}{\mu} \mathbf{P}(n) (\mathbf{I} - \mathbf{x}^H(n+1,1) \times \\ &\quad [\mathbf{x}^H(n+1,1) \mathbf{P}(n) \mathbf{x}(n+1,1) + \\ &\quad \mu]^{-1} \mathbf{x}^H(n+1,1) \mathbf{P}(n)) \end{aligned} \quad (22)$$

令  $\mathbf{Q}(n) = \mathbf{R}_y(n)$ , 自适应波束形成算法为:

$$\mathbf{K}(n) = \mathbf{Q}(n) \mathbf{w}(n) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \frac{3\mathbf{P}(n) \mathbf{K}(n) \mathbf{w}^H(n) \mathbf{K}(n)}{\mathbf{K}^H(n) [\mathbf{w}(n) \mathbf{w}^H(n) + 2\mathbf{P}(n)] \mathbf{K}(n)} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(n+1) &= \frac{1}{\mu} \mathbf{P}(n) (\mathbf{I} - \mathbf{x}^H(n+1,1) [\mathbf{x}^H(n+1,1) \mathbf{P}(n) \mathbf{x}(n+1,1) + \mu]^{-1} \times \\ &\quad \mathbf{x}^H(n+1,1) \mathbf{P}(n)) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}(n+1) &= \beta \mathbf{Q}(n) + (1-\beta) \mathbf{y}(n+1) \times \\ &\quad \mathbf{y}^H(n+1) \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\mathbf{y}$  是按信号速率采样的信号向量, 而  $\mathbf{x}$  是按照码片速率采样, 取第  $n$  个信号时刻中第 1 个码片时刻采样的信号向量  $\mathbf{x}(n+1,1)$  作为上述算法的输入。

## 4 仿真

在仿真中, 随机从长度为 31 的 Gold 序列中选出扩频码序列, 从而扩频增益为 31。假设天线阵列的阵元个数为 12, 阵元间隔为半个波长, 系统中用户到达方向服从  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$  中的均匀分布, 而目标用户到达方向设为  $10^\circ$ , 每个用户仅有一条到达路径。仿真中, 拟牛顿波束形成算法(算法 1)和文献[9]提出的波束赋形算法(算法 2)进行比较。仿真实验分成两部分数据

分, 分别验证算法的收敛速度和动态跟踪性能。

### 1) 静态系统环境

假设系统中有 5 个用户, 此时用户数少于天线阵元个数, 各个用户的接收功率为 [1 100 100 100 1000], 其中用户 1 为目标准用户。在此条件下, 做 100 次仿真求平均 SINR。仿真结果如图 1、图 2、图 3 所示。图 1 中可以看出算法 1 的收敛速度明显优于算法 2, 这是由于算法 2 是基于 Lagrange 算子的梯度算法, 而算法 1 采用的是拟牛顿法。图 2、3 中的实线为用户 1 的最优波束模式, 而虚线为分别应用相应的在线迭代算法时, 在时刻 500 获得的波束模式。图中黑圈指示的是目标准用户的实际方位和天线增益(已归一化为 1), 可以看到目标准用户的实际方位正好是偏离法线  $10^\circ$ , 与假设一致, 而且还可以看到主波束已经对准目标准用户。图中的星号指示的是干扰用户的实际方位和在波束上的增益。图 2 中算法 1 不仅使主波束对准目标准用户, 而且使零陷很好地对准了干扰用户, 与图 3 相比, 算法 1 的波束模式比算法 2 的波束模式更接近最优波束模式, 具有更强的干扰抑制能力。

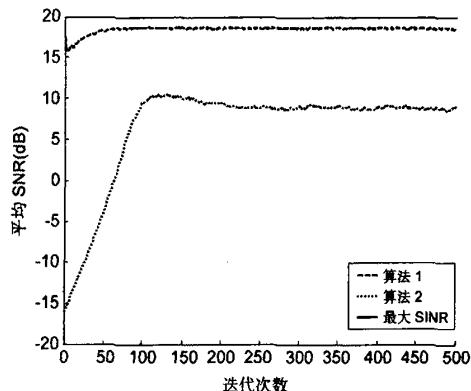


图 1 用户数为 5 个的情形下的平均 SINR

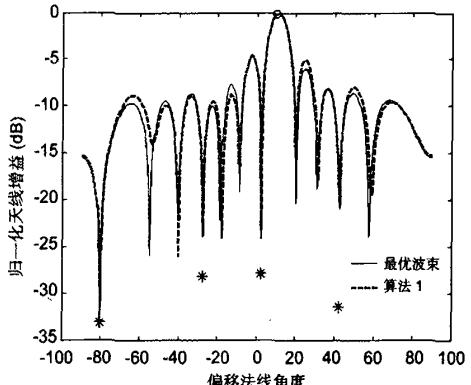


图 2 用户数为 5 个的情形下  
时刻 500 算法 1 的波束模式

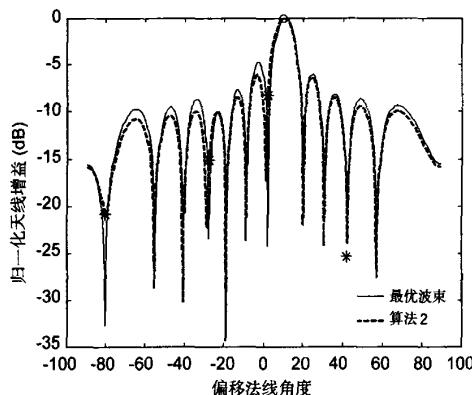


图3 用户数为5个的情形下  
时刻500算法2的波束模式

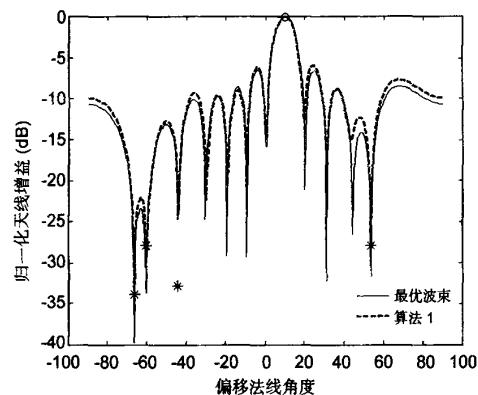


图5 用户数为5个的情形下  
时刻200算法1的波束模式

## 2) 动态系统环境

假设系统中初始有5个用户,各个用户的接收功率为[1 100 100 100 1000],当经过300次迭代时,增加9个用户,此时各个用户的接收功率为[1 100 100 100 1000 1000 1000 10 10 10 10 10 100 100]。在此条件下,做100次仿真求平均SINR。图4显示了算法1的良好动态跟踪性能,而算法2的跟踪能力较差。图5和图6分别是算法1在时刻200和时刻400获得的波束模式。

通过上面不同情形下仿真研究,可以看到SINR并没有随着干扰用户的增加而明显降低。另外,仿真中用户的接收功率并不是相同的,存在2~3个强干扰用户,算法仍然能够快速准确将天线的主波束对准目标用户,并且尽可能地抑制干扰用户的干扰,而不管用户数是否多于天线阵元数。

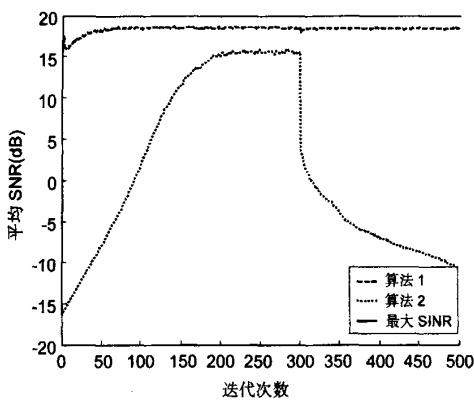


图4 动态环境(用户数为5~14)  
情形下的平均SINR

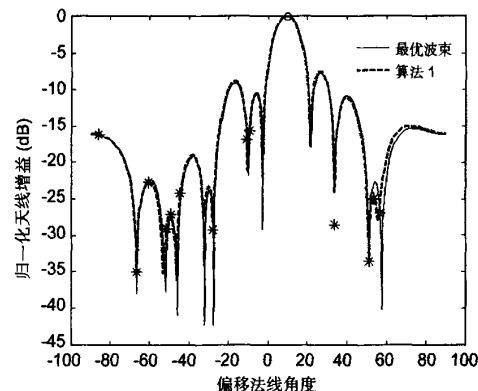


图6 用户数为14个的情形下  
时刻400算法1的波束模式

## 5 结论

针对智能天线在CDMA中的应用,提出了新的用于MSINR波束形成的无约束损失函数,在此基础上,推导基于自适应拟牛顿方法的天线阵列盲自适应波束形成在线算法。通过在不同DS-CDMA系统环境下Monte Carlo仿真,表明算法收敛速度快,能迅速将主波束对准目标用户,有效抑制干扰信号,同时具有良好的动态跟踪能力。这些特性使得其非常适合于实际通信环境(如干扰用户过多,不正确的功率控制等因素导致的强干扰环境)。

## 参考文献

- [1] Soni R A, Buehrer R M, Benning R D. Intelligent antenna system for cdma2000[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2002, 19(4): 54~67.
- [2] Chryssomallis M. Smart antennas[J]. IEEE Antennas

- and Propagation Magazine, 2000, 42(3):129~136
- [3] Dakdouki, A S, Tabulo, M. On the eigenvalue distribution of smart-antenna arrays in wireless communication systems [J]. IEEE, Antennas and Propagation Magazine, 2004, 46(4):158~167.
- [4] Fang-Biau Ueng, Jun-Da Chen, Sheng-Han Cheng. Smart antennas for multiuser DS/CDMA communications in multipath fading channels [C]. IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004, Pages: 400~404.
- [5] Zihua Gu, Letaief K B. Adaptive MMSE receiver with beamforming for DS/CDMA systems [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2003, 2(4):605~610.
- [6] 杨 坚, 奚宏生, 杨 锋等. CDMA 系统智能天线盲自适应波束形成 [J]. 电波科学学报, 2004, 19(1):77~82.  
J Yang, H S Xi, F Yang, *et al.*. Blind adaptive beam-forming for smart antenna in CDMA systems [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2004, 19(1):77~82.
- [7] A F Naguib. Adaptive Antennas for CDMA Wireless Network [D]. Stanford Univ., 1996.
- [8] 雷万明, 黄顺吉. CDMA 中小扩频增益下波束形成 [J]. 电波科学学报, 2001, 16(2):168~171.  
W M Lei, S J Huang. The method of beam-forming of CDMA in amall spreading gain [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2001, 16(2):168~171.
- [9] S Choi, J Choi, H J Im, *et al.*. A novel adaptive beamforming algorithm for antenna array CDMA systems with strong interferers [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 2002, 51(5): 808~816.
- [10] 孙绪宝, 钟顺时. 基于神经网络的盲波束形成 [J]. 电波科学学报, 2004, 19(2):237~239.  
X B Sun, S S Zhong. Blind beamforming using neural network [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2004, 19(2):237~239.
- [11] R A Monzigo and T W Miller. Introduction to Adaptive Array [M]. New York: Wiley, 1980.
- [12] D R Morgan. Adaptive algorithms for solving generalized eigenvalue signal enhancement problems [J]. Signal processing, 2004, 84(6):957~968.
- [13] S Haykin. Adaptive Filter Theory, 4th ed. [M]. NJ: Prentice-Hall, 2002.



杨 锋 (1979—), 男, 浙江人, 中国科学技术大学博士生, 研究方向 CDMA 系统智能天线技术, 广义特征分解算法研究及其在信号处理中应用。



奚宏生 (1950—), 男, 上海人, 教授, 博士生导师, 研究方向自适应滤波理论, 离散事件动态系统研究, 通讯网络流量控制和管理, 网络入侵检测技术及其应用。

Email: xihs@ustc.edu.cn



杨 坚 (1977—), 男, 浙江人, 中国科学技术大学博士生, 研究方向 CDMA 系统盲自适应干扰抑制, 自适应滤波算法研究及其应用, 盲源分离算法研究及其应用。

Email: jian\_y@ustc.edu

## 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>