

WCDMA 移动通信系统中基于 LMS 算法的 天线阵列有源校正¹

邓成旺 唐斌 徐静

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 基于最小均方 (LMS) 自适应滤波原理, 该文提出了两种天线阵列的有源在线校正算法。这些算法不依赖于天线阵列的几何形式, 可适用于移动用户数大于阵元数的实际通信环境中。计算机仿真证实了算法的有效性。

关键词: WCDMA, 通道幅相误差, 最小均方, 有源校正

中图分类号: TN914.5, TN823 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)09-1383-06

LMS-Based Antenna Array Calibration Algorithms with an Auxiliary Signal Source for WCDMA Mobile System

Deng Cheng-wang Tang Bin Xu Jing

(School of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract Based on the Least Mean Squares (LMS) principle, an online calibration algorithm with an auxiliary signal source is presented, and its improved algorithm is also given. These algorithms can be applied to the non-uniform array, and to the number of user greater than the number of antenna as well. Computer simulation demonstrates that they are effective.

Key words WCDMA, Channel amplitude and phase errors, Least Mean Squares(LMS), Auxiliary signal source calibration

1 引言

WCDMA 以其更高的系统容量和更好的服务质量被视为一种有潜力的第三代移动通信系统多址接入技术^[1]。智能天线通过对接收到的时空信号进行及时有效的处理从而改善移动通信系统的性能。但在实际情况中, 天线阵列误差往往会增大误码率, 直接导致系统性能急剧下降, 甚至使其不能正常工作^[2]。因此, 智能天线阵列校正是保证 WCDMA 系统性能的关键技术之一, 也是目前智能天线研究中的急需和必须要解决的一个技术难点。

近年来, 国内外的一些学者针对移动通信系统中的智能天线阵列校正问题进行了一定的研究, 提出了多种解决方法^[3-7]。文献 [3-5] 针对异步 CDMA 系统天线阵列提出了基于子空间的迭代在线自校正算法, 该方法适用于均匀阵和非均匀阵, 适合用户数大于阵元数的实际环境; 文献 [6] 提出了基于 MMSE 算法的自校正方法, 该方法适用于 CDMA 系统上行和下行链路; 文献 [7] 在提出了基于子空间和根搜寻的自校正方法, 该方法使用模拟退火法能获得较好的初始值估计, 但它是以增加计算量为代价。上述方法都是自校正方法, 基本思想是将模型看成一组待估计的参数, 利用多维搜索的方法来求得最优。自校正方法有其自身难以收敛的特点, 运

¹ 2003-05-19 收到, 2003-07-30 改回
中兴通信基金项目资助课题

算时间长, 很难适合实际的移动通信系统。此外, 自校正方法无法避免多径的影响。本文提出了基于 LMS 自适应滤波的有源校正方法。方法利用辅助信源的先验知识, 消除了多径效应对校正问题的不利影响, 使算法具有高度准确性和快速收敛性。计算机仿真结果证明了该方法的有效性。

2 问题描述

阵列误差是由天线施工偏差、温度与湿度的变化导致天线元器件性能变化、天线的射频元器件老化以及阵元之间的电磁互耦效应等因素引起, 具体表现为 (1) 阵元位置误差, (2) 通道增益和相位不一致误差, (3) 通道互耦误差, (4) 阵元增益和相位不一致误差, (5) 阵元互耦误差。对于设计良好的硬件系统, 阵元位置误差和通道互耦误差往往很小, 本文假设这两类误差已校准。

假设 N 个 CDMA 用户信号 (第 i 个用户信号经历 P_i 条多径) 从远场到达 M 阵元的天线阵列, 且基站旁发射的辅助基带信号是一个 CDMA 信号, 以一定方向 θ_a 直接到达天线阵, 则天线阵列接收信号的基带向量形式为

$$\mathbf{X}(t) = \Xi(\mathbf{a}(\theta_a)b_a(t)c_a(t) + \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^{P_i} \alpha_{i,l} \mathbf{a}(\theta_{i,l})b_i(t - \tau_{i,l})c_i(t - \tau_{i,l})e^{j\phi_{i,l}}) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中 $\mathbf{n}(t)$ 表示阵元输出均值为零、协方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 的高斯白噪声向量, \mathbf{I} 代表单位矩阵; $\mathbf{a}(\bullet)$ 表示阵列方向向量; $\alpha_{i,l}$ 表示第 i 个用户信号的第 l 条多径的衰落因子; $\theta_{i,l}$ 表示第 i 个用户信号的第 l 条多径的 DOA; $\tau_{i,l}$ 表示第 i 个用户信号的第 l 条多径的时延; $b_i(t)$ 和 $c_i(t)$ 分别表示第 i 个用户的比特信息和扩频码信号, $b_a(t)$ 和 $c_a(t)$ 分别表示辅助信号源的比特信息和扩频码信号; $\Xi = \Delta \Gamma \beta$ 表示阵列的误差矩阵, Γ 和 β 分别表示通道与阵元的幅相不一致误差矩阵, 且有

$$\Gamma \beta = \text{diag}(1, r_2, \dots, r_M) = \text{diag}(1, \gamma_2 e^{j\psi_2}, \dots, \gamma_M e^{j\psi_M}) \quad (2)$$

Δ 表示阵元的互耦误差矩阵, 一般可由天线阵的互阻抗矩阵求出, 即 $\Delta = \mathbf{Z}^{-1}$, 其中

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 + Z_{11}/Z_L & Z_{12}/Z_L & \cdots & Z_{1M}/Z_L \\ Z_{21}/Z_L & 1 + Z_{22}/Z_L & \cdots & Z_{2M}/Z_L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1}/Z_L & Z_{M2}/Z_L & \cdots & 1 + Z_{MM}/Z_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & \cdots & Z'_{1M} \\ Z'_{21} & Z'_{22} & \cdots & Z'_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z'_{M1} & Z'_{M2} & \cdots & Z'_{MM} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式 (3) 中 Z_{mm} ($m = 1, 2, \dots, M$) 为阵元的自阻抗; Z_{ml} ($m, l = 1, 2, \dots, M$) 为第 m 阵元与第 l 阵元的互阻抗; Z_L 为阵元的负载阻抗。

用辅助信号的扩频序列 $c_a(t)$ 对阵列接收信号 $\mathbf{X}(t)$ 在第 p 个符号进行解扩, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \int_{(p-1)T_b}^{pT_b} \mathbf{X}(t)c_a(t)dt = \Xi \int_{(p-1)T_b}^{pT_b} \mathbf{a}(\theta_a)b_a(t)c_a(t)dt \\ &+ \Xi \int_{(p-1)T_b}^{pT_b} \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^{P_i} \alpha_{i,l} \mathbf{a}(\theta_{i,l})b_i(t - \tau_{i,l})c_i(t - \tau_{i,l})e^{j\phi_{i,l}}c_a(t)dt \\ &+ \int_{(p-1)T_b}^{pT_b} \mathbf{n}(t)c_a(t)dt = \Xi \mathbf{a}(\theta_a)G_a b_a^p + \mathbf{n}_a = \Xi \mathbf{s}_a + \mathbf{n}_a \end{aligned} \quad (4)$$

其中 T_b 是符号周期; $s_a = a(\theta_a)G_a b_a^p$; G_a 是辅助信号的扩频增益; b_a^p 是辅助信号的第 p 个符号; n_a 是用户信号及其多径、阵列输出噪声经过辅助信号的扩频序列解扩后的合成噪声向量。容易证明, n_a 的均值为零, $E[n_a n_a^H] = G_a \sigma^2 I$, E 代表数学期望算子, H 代表复共轭转置。

通常可以通过理论计算和实际测量获得阵元自阻抗和互阻抗,从而获得阵元互耦矩阵 $\Delta^{[8]}$ 。那么,由式(4)的离散形式 $y(k) = \Xi s_a(k) + n_a(k)$ 可得到

$$Y'(k) = \Gamma \beta s_a(k) + n'_a(k) \tag{5}$$

其中 $Y'(k) = \Delta^{-1} y(k)$, $n'_a(k) = \Delta^{-1} n_a(k)$ 。因此,校正的核心问题就是消除 $\Gamma \beta$ 的影响。

3 校正原理

3.1 基本型 LMS 算法

在天线阵列的误差特性是未知且随时间变化的情况下,可以将自适应校正器设计成可对天线阵列进行自动调节,以便适应阵列误差的时间变化。在接收通道中插入附加的 FIR 自适应滤波器,利用最小均方误差的准则,自适应地调节滤波器参数,补偿天线阵列误差,从而达到校正的目的。因此,校正的关键就是要利用辅助信号获取滤波器系数。

对第 m 天线,令 K 阶 FIR 滤波器的抽头系数为 $w_{mi}(i = 1, 2, \dots, K)$,滤波器的输入和输出分别是 $y(k)$ 和 $\hat{d}_m(k)$,则 FIR 滤波器方程可表示为

$$\hat{d}_m(k) = \sum_{i=1}^K w_{mi} y'(k-i+1) = \mathbf{W}_m^H \mathbf{Y}'_m^T(k) \tag{6}$$

式(6)中 $\mathbf{Y}'_m(k) = [y'(k) \ y'(k-1) \ \dots \ y'(k-K+1)]$, $\mathbf{W}_m = [w_{m11} \ w_{m21} \ \dots \ w_{mK1}]^T$ 。

构造均方误差作代价函数:

$$\begin{aligned} J(\mathbf{W}_m) &= E[|e_m(k)|^2] = E[|d_m(k) - \hat{d}_m(k)|^2] \\ &= E[|d_m(k)|^2] - \mathbf{P}^H \mathbf{W}_m - \mathbf{W}_m^H \mathbf{P} + \mathbf{W}_m^H \mathbf{R} \mathbf{W}_m \end{aligned} \tag{7}$$

其中 $d_m(k) = s_{am}(k)$ 是期望响应, $\mathbf{P} = E[\mathbf{Y}'_m^T(k) d_m^*(k)]$, $\mathbf{R} = E[\mathbf{Y}'_m^H(k) \mathbf{Y}'_m(k)]$ 。

容易证明,在 LMS 意义下最佳滤波器权向量是 Wiener 解,即

$$\mathbf{W}_{out} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \tag{8}$$

权向量的求取可由如下 LMS 算法得到

$$\mathbf{W}_m(k) = \mathbf{W}_m(k-1) + \mu \mathbf{Y}'_m^T(k-1) e_m^*(k-1) \tag{9}$$

其中 μ 为步长,其取值范围为 $0 < \mu < 2 / \sum_{i=1}^K \lambda_i$, $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, K)$ 是 \mathbf{R} 的最大特征值。

根据式(8)可得 Wiener 解的最小均方误差为

$$J_{min} = J(\mathbf{W}_{out}) = E[|d_m(k)|^2] - \mathbf{P}^H \mathbf{W}_{out} \tag{10}$$

那么,将式(10)代入式(7)有

$$J(\mathbf{W}_m(k)) = J_{min} + \mathbf{C}^H(k) \mathbf{R} \mathbf{C}(k) \tag{11}$$

其中 $\mathbf{C}(k) = \mathbf{W}_m(k) - \mathbf{W}_{out}$ 。

3.2 解相关 LMS 算法

基本型 LMS 算法中的输入数据向量的元素是移位形式, 所以基本型 LMS 算法具有收敛相对较慢的缺点. 而解相关能够显著加快 LMS 算法的收敛速度.

定义 $Y'_m(k)$ 与 $Y'_m(k-1)$ 在 k 时刻的相关系数为

$$\alpha(k) = \frac{Y'_m(k)Y'^T_m(k-1)}{Y'_m(k-1)Y'^T_m(k-1)} \quad (12)$$

显然, $\alpha(k)Y'^T_m(k-1)$ 代表了 $Y'_m(k)$ 中与 $Y'_m(k-1)$ 相关的部分. 用解相关的结果作为更新辅助向量 $u(k)$, 即

$$u(k) = Y'^T_m(k) - \alpha(k)Y'^T_m(k-1) \quad (13)$$

则权向量的求取可由下式

$$W_m(k) = W_m(k-1) + \mu(k)u(k) \quad (14)$$

得到, 其中 $\mu(k) = e_m(k)/[Y'_m(k)u(k)]$.

解相关 LMS 算法可视为一自适应辅助变量法, 其中辅助变量由 $u(k) = Y'^T_m(k) - \alpha(k)Y'^T_m(k-1)$ 给出.

4 计算机仿真

假设小区中有 10 个均匀分布的用户, 每一个移动台产生 3 条多径. 基站天线采用 4 元水平均匀圆阵, 半径为半波长. 辅助信号的 DOA 为 $\theta_a = 30^\circ$, 扩频增益 $G_a = 256$. 期望用户信号的多径的 DOA 分别为 0° , 40° 和 -30° . 根据 3GPP, 考虑用户信息速率为 12.2 kbps, 采样率为 4/chip, 采样快拍数为 1024. 天线阵列阵元与通道幅相不一致误差和阵元互耦误差分别如表 1 和表 2 所示.

表 1 阵元与通道幅相不一致误差

	幅度误差 (dB)	相位误差 ($^\circ$)
通道 1	0	0
通道 2	1	60
通道 3	0.6	140
通道 4	0.8	-80

表 2 阵元互耦误差

	幅度误差 (dB)				相位误差 ($^\circ$)			
通道 1	0	-34	-42	-33	0	-20	5	-20
通道 2	-34	0	-34	-42	-20	0	-20	5
通道 3	-42	-34	0	-34	5	-20	0	-20
通道 4	-34	-42	-34	0	-20	5	-20	0

当 $E_b/N_0 = 4$ dB 时, 图 1 示出算法的收敛性能 (以第二天线为例). 图 2 示出校正后期望信号的波束形成. 图 3 示出误码率与 E_b/N_0 的关系.

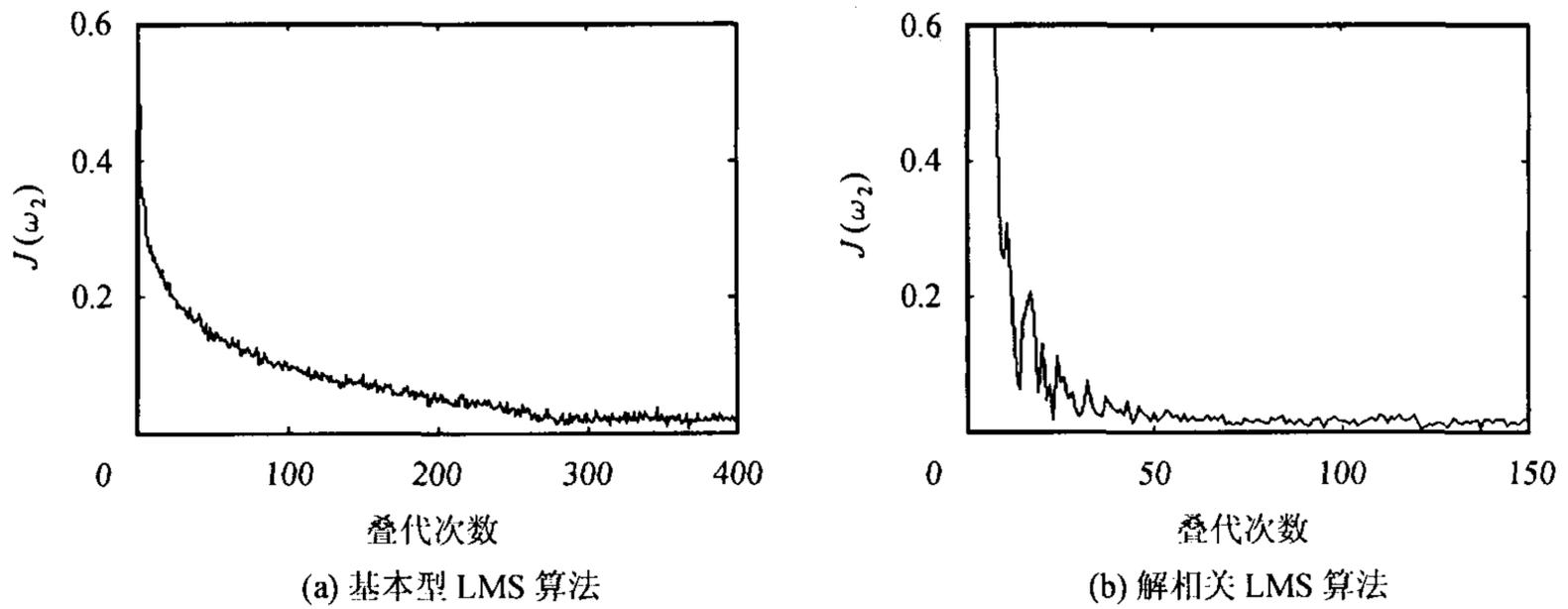


图 1 算法的收敛性能

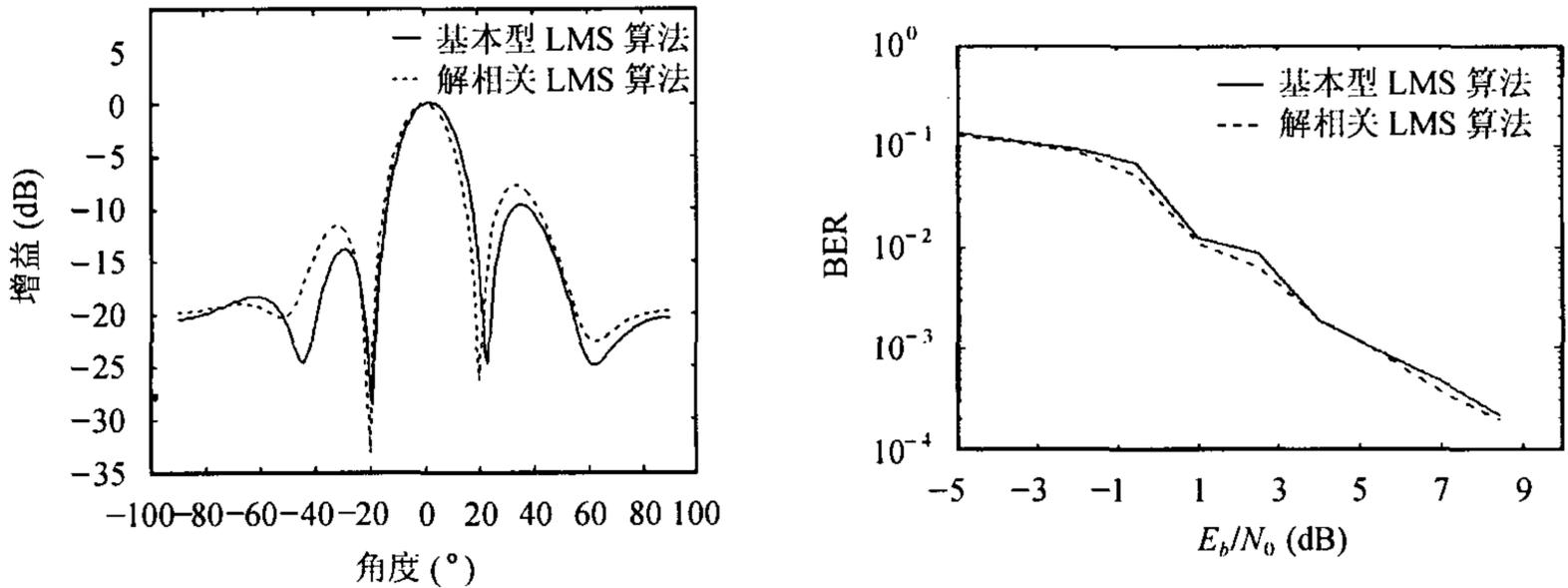


图 2 期望信号的波束形成

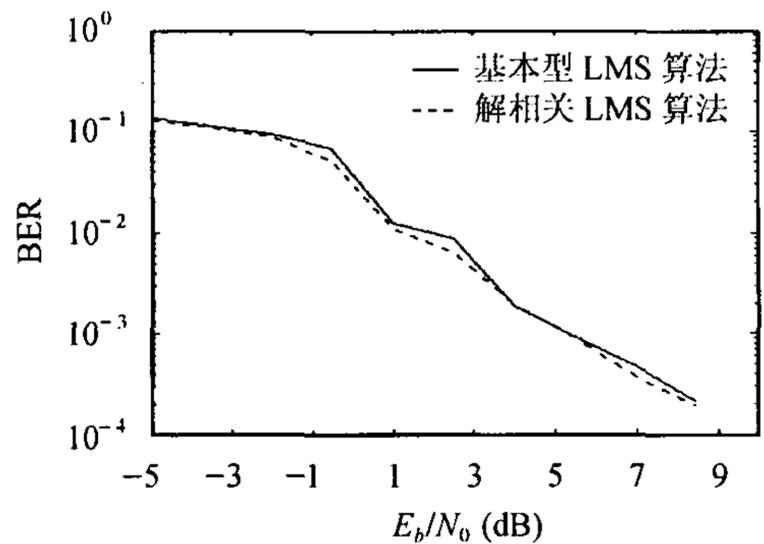


图 3 误码率与 E_b/N_0 的关系

从上面实验结果可以看出, 基本型 LMS 算法与解相关 LMS 算法均具有较高的精度, 且相差不大. 两种校正算法均能有效补偿阵列误差的影响, 在期望方向形成主波束, 当 $E_b/N_0 \geq 5$ dB 时, 可达到 3GPP 要求的 $BER \leq 10^{-3}$. 且后者的收敛性能优于前者.

5 结论

如何校正天线阵列误差是智能天线应用于移动通信系统中急需解决的一个技术难题. 本文基于 LMS 自适应滤波原理, 提出了两种天线阵列的有源在线校正算法. 该方法利用辅助信号的先验知识, 克服了自校正方法难以收敛及容易受多径效应影响的缺点, 并且不受天线阵列排列方式的限制, 适用于移动用户数大于阵元数的实际通信环境, 具有较强的实用性. 文中最后给出的计算机仿真结果证实了该方法的有效性.

参 考 文 献

- [1] Callendar M H. Special Issue, Int-2000: Standards efforts of the ITU. *IEEE Personal Commun.*, 1997, 4(8): 6-7.
- [2] 林敏等. 基于子空间的阵列通道不一致有源校正法. *无线通信技术*, 2001, 10(3): 34-37.
- [3] Lee C H, et al.. A self-calibration algorithm for asynchronous CDMA-based antenna arrays. *VTC, Boston, 2000-Fall*, 5: 2441-2445.
- [4] Lee C H, et al.. A subspace-based online calibration algorithm for an asynchronous CDMA-based antenna array. *National Aerospace & Electronics Conference, Dayton, 2000*: 146-150.

- [5] Lee C H, *et al.*. An online calibration algorithm for the CDMA adaptive antenna array. Signals, Systems and Computers, 34th Asilomar Conference on Signal, Systems, and Computers, Asilomar, CA, 2000, 2: 1586–1590.
- [6] Kobayakawa S, *et al.*. A blind calibration method for adaptive array antenna in DS-CDMA systems using an MMSE algorithm. VTC 2000-Spring, Tokyo, 2000, 1: 21–25.
- [7] Suk M, *et al.*. A new calibration algorithm for cellular CDMA antenna arrays. 2002, <http://citeseer.nj.nec.com>
- [8] 王学礼等. 多信号源方向和频率估计中通道失配和阵元互耦的一次性补偿. 电子科学学刊, 2000, 22(1): 28–34.

邓成旺: 男, 1977 年生, 博士生, 现从事新一代移动通信系统中的信道估计、阵列校正等关键技术研究.

唐 斌: 男, 1964 年生, 博士(后), 教授, 博士生导师. 目前主要研究方向包括新一代移动通信系统中的多阵元收发技术及系统、雷达抗干扰能力提高、电子对抗技术及系统等.

徐 静: 女, 1979 年生, 硕士生, 现从事新一代移动通信系统中的多阵元收发技术研究.