

## 一种低复杂性多级优化智能天线接收机

谢宁<sup>①②</sup> 周渊平<sup>③</sup> 夏明华<sup>①</sup> 莫武中<sup>①</sup> 唐文明<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(中山大学电子与通信工程系 广州 510275)

<sup>②</sup>(深圳大学信息工程学院 深圳 518060)

<sup>③</sup>(四川大学电子信息工程学院 成都 610064)

**摘要:** 该文提出了一种适用于无线通信 CDMA 系统的低复杂性多级优化智能天线接收机的结构与算法。该接收机采用了新颖的正交分级优化方式,每一级的系统参数只需通过简单的循环迭代就可以决定,每一正交级设置一个复加权系数,通过 MMSE 准则来估算、更新,在各级中独立进行优化。系统级数多少可由信号环境来决定,使系统的运行更为灵活。与其它方法相比,该系统在无线通信环境下,尤其是在有相关性信号存在的情况下,具有更好的性能,而且在系统复杂性方面也有明显的改进。

**关键词:** 智能天线接收机; 计算复杂度; MMSE; CDMA 系统

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2612-04

## An Adaptive Multistage Beamforming Receiver with a Low Complexity

Xie Ning<sup>①②</sup> Zhou Yuan-ping<sup>③</sup> Xia Ming-hua<sup>①</sup> Mo Wu-zhong<sup>①</sup> Tang Wen-ming<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Department of Electronic & Communication Engineering, SUN YAT-SEN University, Guangzhou, 510275, China)

<sup>②</sup>(School of Information Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518060, China)

<sup>③</sup>(School of Electronics Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

**Abstract:** An adaptive multistage beamforming receiver with a low complexity that is suitable for CDMA wireless communication systems is proposed in this paper. The receiver adopts a novel orthogonal multistage structure to achieve the system optimization which is carried out independently at each stage. The system parameters for each stage are obtained through a simple iterative procedure, and a complex weight is set up at each stage. The MMSE optimization criterion is used to compute and update the adaptive weight. The number of stages is determined by signal environments to make the system more flexible. In comparison with other methods, the proposed system provides an improved performance especially in correlated signal environments. In addition, it gives a reduced computational complexity.

**Key words:** Adaptive beamforming receiver; Complexity; MMSE; CDMA

### 1 引言

无线通信信道的时变衰落特性使接收信号的幅度和相位随着时间的变化而变化,增加了CDMA系统抑制多址干扰(MAI)的难度。近年来,提出了多种克服MAI<sup>[1-5]</sup>的算法。这些算法可以改进接收机性能,但是往往又增大了计算的复杂性,因而限制了在实际中的应用。这些复杂性包括计算系统的自相关矩阵及其逆矩阵或分解系统的特征向量及特征值。近年来围绕着智能天线接收的简化运算,许多学者陆续地提出了不同的解决方案。如Goldstein于1997年提出了多级维纳滤波的概念<sup>[5]</sup>,该方法总的来说简化了系统的结构,但是每一级的参数都需要通过正交投影运算来确定,其运算量也是相当可观的。新进,由Pados等人提出了辅助向量

AV(Auxiliary-Vector)的优化方法<sup>[2,3]</sup>。由于其具有简易的结构和优越的性能,使其受到了广泛的关注。

辅助向量的优化方法相对于传统的方法,有很大的改进,但是还存在着很多不足之处。一方面在无线通信环境中,多径信号传输的情况是很普遍,且由此会产生相关性信号CS(Correlated Signal)<sup>[4]</sup>。当相关性信号存在的时候,上述系统的性能会明显下降,其原因是MOE的准则有可能会使期望信号的成份相互抵消;另一方面这种优化方法在计算方面存在着很大的冗余,随着级数的增加或者天线元素的增加,这种冗余会变的更大。这些问题限制了其在实际中的应用。

因此针对这些问题,本文提出了一种低复杂性多级优化智能天线接收机(Adaptive Multistage Beamforming receiver with a low complexity, AMB)。其基本思想是充分利用向量 $S_0$ 一路的输出,通过简单的线性组合估算出辅助向量 $H$ ,避免了传统方法中求解正交向量的复杂过程,并使向量 $H$ 符

2006-04-17收到, 2006-11-13改回

广东省科技计划重点引导项目(2005B10101046)和国家自然科学基金项目(60672020)资助课题

合文献[2]中求解辅助向量的条件。本文采用MMSE(Minimum Mean-Square Error)准则来估算其系统的复权值系数,改进文献[2]中系统在相关信号条件下,多级优化智能天线接收机的误码性能。本文还对该系统的复杂性进行了分析与比较。下面本文将从信号模型开始对该系统进行分析与推导。

## 2 信号模型

本文考虑由移动用户发射到基站的反向链路,基站同时收到  $K$  个用户发送的 DS/CDMA 信号,其扩频增益为  $L$ 。每一用户发射的信号通过  $N_k$  条路径到达基站接收机。第  $k$  个用户所发射的信号为

$$u_k(t) = b_k(t)\sqrt{E_k}g_k(t) + d_k(t) \quad (1)$$

其中  $b_k(t) \in \{-1,1\}$  是指  $t$  时刻发射的信息位,  $E_k$  为信号能量,  $d_k(t)$  是参考信号或导频信号,  $g_k(t)$  是归一化的用户信号波形。其模型为

$$g_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_k[l]p_k[l]\psi(t-lT_c) \quad (2)$$

其中  $w_k[l]$  是第  $k$  个用户的扩频序列 walsh 码的第  $l$  位,  $p_k[l]$  是伪随机码,  $\psi(t)$  为码片波形,  $T_c$  是码片周期。

通过多径衰落信道的传输,基站均匀线性天线阵列接收到的信号为

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N_k-1} \alpha_{k,i} u_k(t - \tau_{k,i}) \mathbf{S}(\theta_{k,i}) + \mathbf{n}(t), \quad ((M+1) \times 1) \quad (3)$$

其中  $\alpha_{k,i}$  是第  $k$  个用户的第  $i$  条路径的信道的响应向量,  $\tau_{k,i}$  是第  $k$  个用户信号的第  $i$  条路径的延时,  $\mathbf{n}(t)$  是加性高斯白噪声,  $\mathbf{S}(\theta_{k,i})$  是第  $k$  个用户的第  $i$  条路径的天线阵列响应向量。

$$\mathbf{S}(\theta_{k,i}) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{M}{2}\pi\sin\theta_{k,i}}, \dots, e^{j\pi\sin\theta_{k,i}}, \\ 1, e^{-j\pi\sin\theta_{k,i}}, \dots, e^{j(-\frac{M}{2})\pi\sin\theta_{k,i}} \end{bmatrix}^T, [(M+1) \times 1] \quad (4)$$

其中  $\theta_{k,i}$  为第  $k$  个用户的第  $i$  条路径的入射方向角,天线阵元个数为  $M+1$ 。

## 3 正交级优化智能天线接收机

### 3.1 系统的优化模型及理论分析

定义用户 0 为期望用户。  $\mathbf{X}(n)$  是天线阵列输入信号  $\mathbf{X}(t)$  抽样后的信号,  $\mathbf{S}_0$  是相应于期望用户某一路径方向的信道向量,可以通过下式进行估算:

$$\mathbf{S}_0 = E\{\mathbf{X}(n)d_0^*(n)\} \quad (5)$$

其中  $d_0(n)$  是期望用户的参考信号或导频信号。或者可以将  $\mathbf{S}_0$  改为下式:

$$\mathbf{S}_0 = \alpha_{0,0}\mathbf{S}(\theta_{0,0}) \quad (6)$$

其中  $\alpha_{0,0}$  和  $\mathbf{S}(\theta_{0,0})$  分别是用户 0 的第 0 条路径的信道响应和空间响应向量,而  $\theta_{0,0}$  是用户 0 的第 0 条路径到达天线阵列

的方向角。

为了计算的简便,将  $\mathbf{S}_0$  归一化,即:  $\mathbf{S}_0^H \mathbf{S}_0 = 1$ 。最终系统的整体天线阵列权值向量为  $\mathbf{W}_{\text{AMB}} = \mathbf{S}_0 - c_{\text{AMB}} \mathbf{H} = \mathbf{S}_0 - c_{\text{AMB}}(\mathbf{Q} - \sigma_s^2 \mathbf{S}_0)$ , 通过这个向量来对接收到的信号进行空域滤波。其中的  $c_{\text{AMB}}$  是一个复权值系数,向量  $\mathbf{Q} = E\{\mathbf{X}(n)s^*(n)\}$ ,  $\sigma_s^2 = E\{|s(n)|^2\}$ ,  $s(n) = \mathbf{S}_0^H \mathbf{X}(n)$ 。而向量  $\mathbf{H} = \frac{\mathbf{Q} - \sigma_s^2 \mathbf{S}_0}{\|\mathbf{Q} - \sigma_s^2 \mathbf{S}_0\|}$ , 它的输出为  $h(n)$ , 它具有两个重要的性质:

**性质 1** 向量  $\mathbf{S}_0$  与向量  $\mathbf{H}$  正交,即:  $\mathbf{S}_0^H \mathbf{H} = 0$ 。

**性质 2** 在  $\mathbf{H}^H \mathbf{S}_0 = 0$  和  $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = 1$  的条件下,向量  $\mathbf{H}$  的输出和向量  $\mathbf{S}_0$  的输出具有最大相关性。

性质 1 保证向量  $\mathbf{H}$  与向量  $\mathbf{S}_0$  的正交性,使系统不至于抵消期望信号;性质 2 是希望向量  $\mathbf{H}$  这一路的信号应该包括尽量多的干扰信号分量,这样就可以在不影响通过  $\mathbf{S}_0$  这一路期望信号的基础上,最大限度地消除干扰信号。

与文献[2]中方法不同,本文是以 MMSE 准则来估算加权系数  $c_{\text{AMB}}$ ,以保证系统在相关性信号条件下的性能。系统的代价函数的建立如下:

$$J = E\{|e(m)|^2\} \quad (7)$$

其中  $e(m) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{D}_m - E[\mathbf{w}_m^H \mathbf{D}_m]$ ,  $\mathbf{w}_m = \mathbf{W}_{\text{AMB}}^H \mathbf{X}_m = (\mathbf{S}_0 - c_{\text{AMB}} \mathbf{H})^H \mathbf{X}_m$ 。

$$\mathbf{w}_m = [w_m(0), w_m(1), \dots, w_m(L-1)], (1 \times L) \quad (8)$$

$$\mathbf{X}_m = [\mathbf{X}_m(0), \mathbf{X}_m(1), \dots, \mathbf{X}_m(L-1)], ((M+1) \times L) \quad (9)$$

$$\mathbf{D}_m = [d_{0m}(0), d_{0m}(1), \dots, d_{0m}(L-1)]^H, (L \times 1) \quad (10)$$

其中  $w_m(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 是系统输出  $w(n)$  的第  $m$  个符号的第  $i$  个码片,  $\mathbf{X}_m(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 是天线阵列的输入信号  $\mathbf{X}(n)$  的第  $m$  个符号(symbol)的第  $i$  个码片,而  $d_{0m}(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 是期望用户的参考信号或导频信号  $d_0(n)$  的第  $m$  个符号的第  $i$  个码片。

通过对式(7)求  $c$  的偏导数并使其为零  $\left(\frac{\partial J}{\partial c_{\text{AMB}}} = 0\right)$ , 得到代价函数  $J$  的最小值,从而估算出  $c_{\text{AMB}}$ :

$$c_{\text{AMB}} = \frac{C_1 - C_3 C_4^*}{C_2 - C_3 C_3^*} \quad (11)$$

其中  $C_1 = E\{\mathbf{h}_m^H \mathbf{D}_m (\mathbf{s}_m^H \mathbf{D}_m)^*\}$ ,  $C_2 = E\{\mathbf{h}_m^H \mathbf{D}_m (\mathbf{h}_m^H \mathbf{D}_m)^*\}$ ,  $C_3 = E\{\mathbf{h}_m^H \mathbf{D}_m\}$ ,  $C_4 = E\{\mathbf{s}_m^H \mathbf{D}_m\}$ 。

$$\mathbf{h}_m = [h_m(0), h_m(1), \dots, h_m(L-1)], (1 \times L) \quad (12)$$

$$\mathbf{s}_m = [s_m(0), s_m(1), \dots, s_m(L-1)], (1 \times L) \quad (13)$$

其中  $h_m(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 是向量  $\mathbf{H}$  输出信号  $h(n) = \mathbf{H}^H \mathbf{X}(n)$  的第  $m$  个符号(symbol)的第  $i$  个码片,而  $s_m(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 是向量  $\mathbf{S}_0$  输出信号  $s(n)$  的第  $m$  个符号的第  $i$  个码片,即:  $\mathbf{h}_m = \mathbf{H}^H \mathbf{X}_m$ ,  $\mathbf{s}_m = \mathbf{S}_0^H \mathbf{X}_m$ 。在无相关性信号条件下,  $E\{\mathbf{X}_m^H \mathbf{D}_m\} = \alpha_{0,0} \mathbf{L} \mathbf{S}(\theta_{0,0}) = \mathbf{L} \mathbf{S}_0$ , 则  $c_{\text{AMB}}$  还可以进一步简化,根据向量  $\mathbf{H}$  的性质 1 有:  $C_3 C_4^H = 0$  和  $C_3 C_3^H = 0$ , 所以

$$C_{\text{AMB}} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{E\{\mathbf{h}_m \mathbf{D}_m (\mathbf{s}_m \mathbf{D}_m)^*\}}{E\{|\mathbf{h}_m \mathbf{D}_m|^2\}} \quad (14)$$

3.2 系统的复杂性

本文提出的AMB方法在计算复杂性方面比前面提到的AV方法<sup>[2]</sup>也有明显的改善, 比较下面两种方法的计算复杂度, 可以明显看出两者在计算复杂性方面的区别。

AV方法更新一次权值需要  $O[(P+4) \times (M+1)^2 + 9 \times (M+1) + 1]$  次乘法, 而AMB方法更新一次权值需要  $O[(P+8) \times (M+1) + (6L+2) \times P' + P + 3]$  次乘法。其中  $(M+1)$  表示天线阵列元素,  $L$  表示扩频增益,  $P$  和  $P'$  表示做期望  $E\{\}$  计算时所需要的抽样样点数, 其中  $P$  是以码片(chip)为单位进行运算时的抽样样点数, 而  $P'$  是以符号(symbol)为单位进行运算时的抽样样点数,  $P = P' \times L$ 。可以明显看出, 在AMB方法的计算量中并没有出现平方项, 所以AMB方法的计算量远远小于AV方法的计算量。

4 多级优化智能天线接收机

正交级优化智能天线接收机可扩展为多级、多权值系数系统, 即 AMB 系统。多级模式下的每一级系统参数是由上一级的系统参数及其输入信号来决定, 每一级的权值系数可独立进行更新, 可以根据对通信环境的影响及性能的要求, 灵活地选择适当的级数。图 1 为 AMB 接收机的系统结构模型:

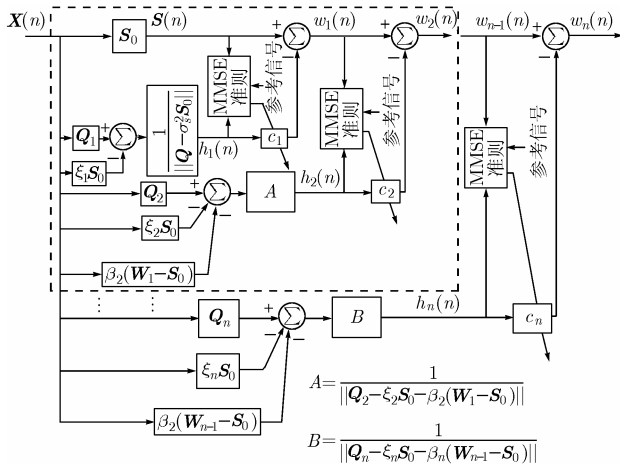


图1 AMB接收机

对于第 1 级: 如式(5)~式(13)所示, 一级的整体权值向量为:  $\mathbf{W}_1 = \mathbf{S}_0 - c_1 \mathbf{H}_1$ 。类似地, 对于  $n$  级, 则在前面  $n-1$  级结果的基础上进行分级优化计算, 可以得到第  $n$  个辅助向量:  $\mathbf{H}_n = \frac{\mathbf{Q}_n - \xi_n \mathbf{S}_0 - \beta_n (\mathbf{W}_{n-1} - \mathbf{S}_0)}{\|\mathbf{Q}_n - \xi_n \mathbf{S}_0 - \beta_n (\mathbf{W}_{n-1} - \mathbf{S}_0)\|}$ , 其中  $\mathbf{Q}_n = E\{\mathbf{X}(n) w_{n-1}^*(n)\}$ ,  $\xi_n = E\{s(n) w_{n-1}^*(n)\}$ ,  $\beta_n = \frac{E\{[w_{n-1}(n) - s(n)] w_{n-1}^*(n)\}}{\|\mathbf{W}_{n-1}\|^2 - 1}$ ,  $\mathbf{W}_{n-1} = \mathbf{S}_0 - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{H}_i$ ,  $w_{n-1}(n) = \mathbf{W}_{n-1}^H \mathbf{X}(n)$ 。

以及第  $n$  级的复权值系数:

$$c_n = \frac{C_1^{(n)} - C_3^{(n)} C_4^{(n)*}}{C_2^{(n)} - C_3^{(n)} C_3^{(n)*}} \quad (15)$$

其中  $C_1^{(n)} = E\{\mathbf{h}_m^{(n)} \mathbf{D}_m (\mathbf{w}_m^{(n-1)} \mathbf{D}_m)^*\}$ ,  $C_2^{(n)} = E\{\mathbf{h}_m^{(n)} \mathbf{D}_m (\mathbf{h}_m^{(n)} \mathbf{D}_m)^*\}$ ,  $C_3^{(n)} = E\{\mathbf{h}_m^{(n)} \mathbf{D}_m\}$ ,  $C_4^{(n)} = E\{\mathbf{w}_m^{(n-1)} \mathbf{D}_m\}$ 。

$$\mathbf{h}_m^{(n)} = [h_m^{(n)}(0), h_m^{(n)}(1), \dots, h_m^{(n)}(L-1)], \quad (1 \times L) \quad (16)$$

$$\mathbf{w}_m^{(n-1)} = [w_m^{(n-1)}(0), w_m^{(n-1)}(1), \dots, w_m^{(n-1)}(L-1)], \quad (1 \times L) \quad (17)$$

其中  $h_m^{(n)}(i)$  是向量  $\mathbf{H}_n$  输出信号  $h_n(n) = \mathbf{H}_n^H \mathbf{X}(n)$  的第  $m$  个符号的第  $i$  个码片, 而  $w_m^{(n-1)}(i)$  是向量  $\mathbf{W}_{n-1}$  输出信号的第  $m$  个符号的第  $i$  个码片。则  $n$  级整体权值向量为:

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{W}_{n-1} - c_n \mathbf{H}_n$$

AMB 接收机的级数受到干扰信号多少和分布影响, 随着多级算法级数的增加, 系统性能可以有进一步提高。一般来说, 当输入信号的信噪比较低时, 系统的正交级数可以增加, 而当输入信号的信噪比较高时, 系统的正交级数可以减少, 这样可以合理分配及充分利用系统的软、硬件资源。该多级优化智能天线接收机的特点在于它将前一级系统整体等效为一个权值向量, 每一级辅助向量只需与该等效权值向量和  $\mathbf{S}_0$  向量分别正交而无需与前一级系统的每一分路向量直接发生关系。这样, 系统的计算量就会比文献[2]中的方法小得多。

5 计算机仿真实验结果及分析

5.1 性能分析

仿真系统中的天线阵列采用线性均匀阵列, 天线阵列元素为 5 个, 每个元素之间间隔为半波长。扩频采用 walsh 序列, 扩频增益为 16。扰码和导频信号是由 15 级移位寄存器所产生的  $m$  序列信号。每一路信号都通过独立的 Rayleigh 衰落信道, 多普勒频率为 20Hz, 并且每一路信号到达天线阵列的入射角度是在  $(-\pi/2, \pi/2)$  中分布。噪声采用加性高斯白噪声。

5.1.1 空域性能分析 图 2 天线阵列响应图显示了低复杂性多级优化智能天线接收机(AMB)的空域滤波性能。期望用户信号的波达方向(DOA)为  $0^\circ$ , 干扰信号的波达方向为  $-47^\circ, -20^\circ, 24^\circ, 60^\circ$ , 信噪比  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 。从图 2 可以看出单级 AMB 算法和 AV 算法具有相同的性能, 随着级数的增加, 空域性能还可以进一步得到提高。仿真系统中, 当增加

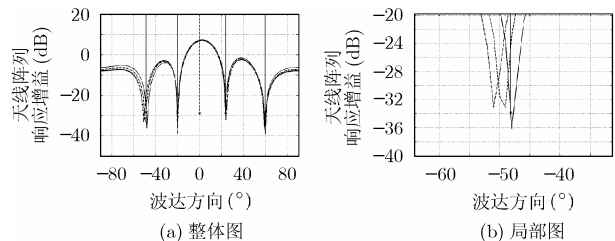


图 2 天线阵列响应图

到第 4 级(AMB4)的时候,系统的空域性能已经很接近 Wiener 最优解(Optimal),从图 2(b)可以更明显地看到这一点。

**5.1.2 误码性能分析** 图 3 显示了 AMB 接收机的误码性能。其中用户数  $K=6$ , 每个用户的信号都经过 3 路 Rayleigh 衰落的多径传播信道。图 3(a)是该系统的仿真结果:单级 AMB 方法和 AV 方法有相似的性能,而随着级数的增加,性能可以进一步得到提高,使整个多级优化智能天线接收机的性能趋近于最优 Wiener 解(Optimal)。在本系统中,由于信号环境和天线元素决定了多级模式最多可以添加到 4 级。图 3(b)是存在期望用户相关性多径信号条件下的仿真结果:单级的 AMB 方法和 AV 方法相比已经有明显的优势,而且随着级数的增加,性能还可以进一步得到提高。在本系统中,当级数超过 3 级后,其误码性能就不会有明显的改进。由图 3(b)中还可以看出,系统的性能离最优解(Optimal)相距不远。图 3(c)清楚地显示了当期望用户的多径信号之间的相关性越强,AMB 方法在误码率方面的性能就越优于 AV 方法。

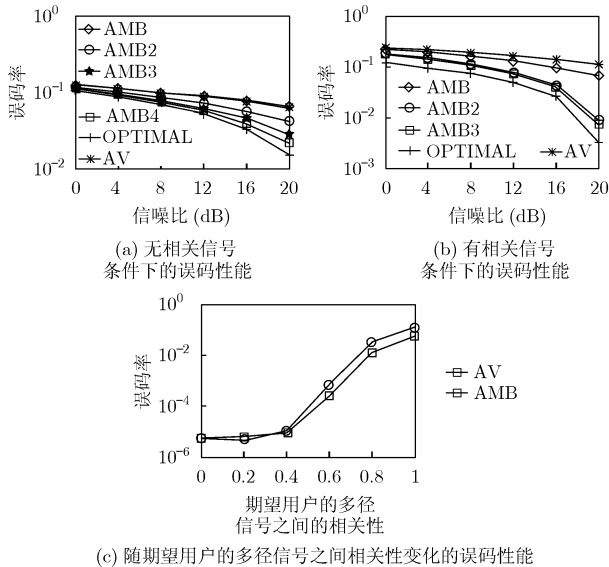


图 3 智能天线接收机的误码性能

**5.2 复杂性分析**

图 4 显示了 AMB 方法和 AV 方法在复杂性方面的比较,其中求期望均值需要的抽样数为  $P = 1000$ , 扩频增益为  $L = 16$ 。图 4(a)显示了单级 AMB 方法与 AV 方法的计算量的比较,天线元素从 4 个逐渐增加到 10 个,可以明显看出,不仅 AMB 方法的计算量小于 AV 方法,而且 AMB 方法计算量的增长速度远远小于 AV 方法。在图 4(b)中,采用了 15 个元素的阵列,级数从单级逐渐增加到 10 级的多级模式,可以看出虽然 AMB 方法的增长速度比 AV 的快,但是从整体上看,AMB 方法还是明显小于 AV 的方法,即使级数继续增加,AMB 方法的计算量只会逐渐接近 AV 方法,但是它不会超过 AV 方法。而且从实际应用的角度出发,现实中所选的级数一般没有必要超过 5 级。因此,AMB 方法

在系统复杂性方面比 AV 方法有明显的改进。

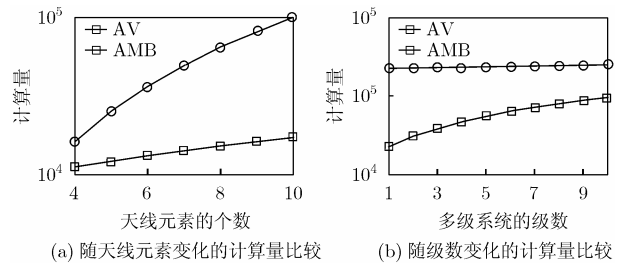


图 4 智能天线接收机的计算量比较

**6 结束语**

本文提出的适用于无线通信 CDMA 系统的低复杂性多级优化智能天线接收机采用了新颖的正交分级优化方式,每一级的系统参数由前一级的系统参数及输入信号来决定,估算系统每一级滤波权值向量的计算量不会随级数的增加而增加。每一正交级设置一个加权系数,通过 MMSE 准则来估算,在各级中独立进行优化。系统级数多少可由信号环境来决定,使系统的运行更为灵活。与传统方法相比,该系统不仅在无线通信环境下具有良好的性能,而且在有相关性信号存在的情况下,优势更加明显,同时还在计算复杂性方面有较大的改进,这对于实际应用具有重要的意义。

**参考文献**

- [1] Divalar D, Simon M K, and Rapheh D. Improved parallel interference cancellation for CDMA[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(2): 258-268.
- [2] Pados D A and Batalama S N. Joint space-time auxiliary-vector filtering for DS/CDMA systems with antenna arrays. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(9): 1406-1415.
- [3] Pados D A, Lombardo F J, and Batalama S N. Auxiliary-vector filters and adaptive steering for DS/CDMA single-user detection. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1999, 48(11): 1831-1839.
- [4] Shan T J and Kailath T. Adaptive beamforming for coherent signals and interference. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1985, 33(6): 527-536.
- [5] Goldstein J S and Reed I S. A multistage representation of the Wiener filter based on orthogonal projections. *IEEE Trans. on Inform Theory*, 1998, 44(11): 2943-2959.

谢 宁: 男, 1979 年生, 讲师, 博士, 主要研究方向为通信系统的空域接收技术。

周渊平: 男, 1955 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信系统的空域信号处理。

夏明华: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 与 OFDM 技术。

莫武中: 男, 1971 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信技术。

唐文明: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为宽带阵列信号处理。