

CDMA 系统中时空信道的分阵元并行估计方法

蒋伯峰¹, 殷勤业²

(11 北京信威通信技术股份有限公司, 北京 100029; 21 西安交通大学电信学院信息工程研究所, 陕西西安 710049)

摘 要: 针对时空二维处理技术工程实现时运算量大的问题, 分析了算法实现时的性能与运算量之间的关系, 给出了分阵元并行处理的解决方法. 计算机仿真实验表明, 在运算量明显降低的情况下, 矢量信道冲激响应的估计精度完全可以满足信道参数提取的要求, 同时天线阵输出的用户信号的信干噪比可以明显提高.

关键词: 时空二维处理; 并行处理; CDMA

中图分类号: TN9571.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 02-1026-04

A Separate Element Parallel Processing Method for Space-Time Channel Estimation in CDMA System

JIANG Bo-feng¹, YIN Qin-ye²

(11 Beijing Xinwei Telecom Technology Co. LTD., Beijing 100029, China;

21 Information Engineering Institute, School of Electronics and Information Engineering Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: For the problem of huge computing burden in the realization of space-time processing, the relationship of computing burden and system performance is analyzed. A new parallel method based on independent elements processing in the antenna array is proposed. Computer simulations show that, with a remarkable decrease of computing burden, the precision of the estimated vector channel impulse response is enough for the extract of the channel parameters, and the SINR of the array output can be increased observably.

Key words: space-time processing; parallel processing; CDMA

1 引言

时空二维处理技术可以增加通信系统的容量、提高传输质量. 就 CDMA 系统而言, 时空二维处理技术可以用二维 RAKE 接收机^[1,2]简单实现. 由于二维 RAKE 接收机的总体思想是采用匹配滤波的方法, 因此其性能必然会随着用户数的增加及功率控制的不理想而下降. 时空二维处理技术的另一种实现方法是基于对时空二维信道的估计. 时空二维信道与用户扩频码的卷积代表了不同用户在时空信道上的传输特性, 我们称其为时空特征波形 (Space-Time Signature Waveform), 得到了各个用户的时空特征波形就得到了 CDMA 系统中用户 bit 传输的所有信息, 进一步就可以解得各个用户的信号.

文献[3,4]给出了采用单根天线时基于信道估计的多用户检测器的实现方法. 同样, 对于基站采用天线阵系统而言, 在时空二维信道估计出的前提下, 可以将基于信道估计的多用户检测方法进行推广. 推广后的多用户检测方法由于包含了移动用户的空间方位信息, 因而可以看成是一种时空二维多用户检测方法. 这种多用户检测方法适用于频率选择性衰落信道且具有抗远近效应及多址干扰的能力^[3].

基站采用阵列天线后, 同样可以将移动用户与基站天线阵之间的信道看成是一个单输入多输出 (SIMO) 系统, 用户与天线阵之间的信道可以采用矢量信道冲激响应 (VCIR)^[5]来描述. 与通过时间上的过采样所形成的 SIMO 系统模型相比, 虽然从对 SIMO 系统信道盲估计的角度来看, 时间上的过采

样与采用天线阵实现的空间上的过采样是等价的^[6], 但是只有空间上的过采样才能使矢量信道冲激响应中包含有空域信息. 当以大于等于两倍 chip 速率进行采样时, VCIR 中就包含了不同路径的时延信息, 因此时间与空间的过采样是使 VCIR 中包含完备时空信息的必要手段.

然而, 时间与空间上的过采样必然会造成数据矩阵过于庞大, 导致运算量太大而无法实时实现. 为了解决这一问题, 本文在抗多址干扰能力及运算量上进行了折衷, 提出了分阵元并行处理的方法, 即充分利用文献[3]可以得到准确信道冲激响应的特点, 先得到各个阵元的信道冲激响应, 再合成出时空信道的 VCIR 及最终的判决变量; 计算机仿真实验表明, 本文所提出的方法在运算量显著降低的情况下, 可以满足对多用户信号正确判决的要求, 可以满足从 VCIR 中提取信道参数的要求.

2 时空信道的数学模型

文献[3][4]给出了窄带 CDMA 系统采用单根天线按 chip 速率采样的数学模型, 其无码间串扰部分的采样信号可以表示为:

$$X = WS + N \quad (1)$$

$W = [w_1, \dots, w_P]$ 为 $(L_c - L + 1) \times P$ 维的矩阵, 表示 P 个用户无码间串扰部分的特征波形; S 为 $P \times N$ 维的矩阵, 表示 P 个用户的 N 个 bit 信息; N 为 $(L_c - L + 1) \times N$ 维的矩阵, 表示接收到的白噪声; X 为 $(L_c - L + 1)$ 维矩阵, 表示采样数据.

对于第 p 个用户而言,有

$$W_p = C_p h_p, \quad p = 1, \dots, P \quad (2)$$

其中 C_p 是由第 p 个用户的扩频码构成的 $(L_c - L + 1) \times L$ 维矩阵; h_p 为第 p 个用户与基站天线之间的信道冲激响应。

文献[3,4]详细讨论了利用子空间技术及 CDMA 系统中的有限码集特性估计小区中各个用户信道冲激响应 h_p 的方法。本文将这一方法扩展到矢量信道冲激响应的估计中。

基站采用天线阵后,得到的采样数据为 M 个阵元采样数据的组合。设第 m 个阵元采样数据为 $(L_c - L + 1) \times N$ 维的矩阵 $X^{(m)}$,则整个天线阵的输出数据矩阵为:

$$X_M = [X^{(1)} \quad X^{(2)} \quad \dots \quad X^{(M)}]^T \\ = [W^{(1)} \quad W^{(2)} \quad \dots \quad W^{(M)}]^T S = W_M S \quad (3)$$

其中: $W_M = [W_M^{(1)} \quad W_M^{(2)} \quad \dots \quad W_M^{(M)}]$ 为考虑空域特征后,各个用户的特征波形矩阵,矩阵维数是 $M(L_c - L + 1) \times P$,且对于第 p 个用户有

$$W_M^{(p)} = \begin{bmatrix} C_p & & & \\ & C_p & & \\ & & w & \\ & & & C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1p} \\ h_{2p} \\ s \\ h_{Mp} \end{bmatrix} = C_M^{(p)} h_{Mp} \quad (4)$$

此时, h_{Mp} 为 $M \times 1$ 的矢量,代表第 p 个用户包含空间信息的矢量信道冲激响应; $C_M^{(p)}$ 是由第 p 个用户的扩频码构成的 $M(L_c - L + 1) \times M \times L$ 维的矩阵。

同样,当对天线阵的输出在时间上以 J 倍的 chip 速率进行采样时(一个 chip 周期内采 J 个点),天线阵的输出也可以看成是 J 个按 chip 速率采样的天线阵输出信号的组合,即有

$$X_M^{(j)} = [X_M^{(j,1)} \quad X_M^{(j,2)} \quad \dots \quad X_M^{(j,J)}]^T \\ = [W_M^{(j,1)} \quad W_M^{(j,2)} \quad \dots \quad W_M^{(j,J)}]^T S = W_M^{(j)} S \quad (5)$$

其中: $X_M^{(j)}$ 为 $MJ(L_c - L + 1) \times N$ 维的采样数据; $W_M^{(j)}$ 为 $MJ(L_c - L + 1) \times MJ \times L$ 维的矩阵,代表同时考虑时空特征后各个用户的特征波形。同样对于第 p 个用户有

$$W_M^{(j,p)} = \begin{bmatrix} C_M^{(p)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_M^{(p)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_M^{(p)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{M1p} \\ h_{M2p} \\ s \\ h_{Mjp} \end{bmatrix} = C_M^{(j,p)} h_{Mp} \quad (6)$$

其中: $C_M^{(j,p)}$ 是由第 p 个用户的扩频码构成的 $MJ(L_c - L + 1) \times MJ \times L$ 维的矩阵; h_{Mp} 为 $M \times 1$ 的矢量,代表第 p 个用户包含时间空间信息的矢量信道冲激响应。

从式(5)及式(6)可以看出,经时间与空间过采样后,采样数据矩阵与式(1)及式(2)类似,因此可以采用相似的方法完成对矢量信道冲激响应 h_{Mp} 的盲估计。

3 时空信道 VCIR 的估计

对式(5)进行 SVD 分解,同样有:

$$X_M^{(j)} = [U_S \quad U_N] \begin{bmatrix} E & S & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S^H \\ V_N^H \end{bmatrix} \quad (7)$$

U 为由 $MJ(L_c - L + 1) \times P$ 个小特征值对应的特征向量所构成的零空间,同样有 $U_N^H W_M^{(j,p)} = 0$ (8)

将式(6)代入式(8)中,有

$$U_N^H C_M^{(j,p)} h_{Mp} = 0, \quad p = 1, \dots, P \quad (9)$$

此时,式(9)有非零解的条件为:

$$M(J(L_c - L + 1) - P) \setminus M \times L$$

即

$$P \leq M(J(L_c - L + 1)) \quad (10)$$

由于 $L_c \gg M \times L$,因此经过时间与空间过采样后,可解的用户数会远大于扩频码的长度。观察式(8)可以看出,利用子空间方法实际上得到的是所有接收到的用户特征波形的零空间。要想从此零空间中进一步估计出各用户矢量信道冲激响应,就必须已知用户的扩频码。对于包含在用户特征波形零空间中,但其扩频码未知的用户,不能从中求得其所对应的信道冲激响应。这一部分信号应当看作是干扰。从这个意义上讲,式(9)可解出的用户数应当理解为可容纳的用户数,即本小区内的用户数与外小区的干扰用户数之和。外小区的干扰电平可以大到与本小区的用户电平相比拟。从式(10)可以看出,在进行时空过采样后,可容纳的用户数增加了 MJ 倍。可容纳的用户数增加意味着抗多址干扰能力增加。这种抗多址干扰能力的增加正是时空二维处理能力的一种表现,但它是以采样数据的增加及运算量的增加为代价的。在小区中各个用户的矢量信道冲激响应估计出来,并利用有限码集特性确定出任意复系数后,同样可以利用解相关或最小均方误差(MMSE)的方法实现多用户检测。

当时空过采样数 MJ 较大时, X 的维数会很大,直接对 X 进行 SVD 分解其运算复杂度为 $O((MJ(L_c - L + 1))^4)$,由于 MJ 与 L_c 较大, L 一般较小,所以运算量会很大,导致此方法难于实时实现。因此,减少运算量是关键。从工程实际考虑,可以在性能与运算量之间进行折衷,即采用时空信道的分阵元并行估计方法。

4 时空信道的分阵元并行估计方法

所谓分阵元并行估计方法是指先对每个阵元分别进行基于信道估计的多用户检测,然后将整个天线阵中各个阵元输出的判决变量进行合并,以得到最终的判决变量;将各个阵元分别估计出的信道冲激响应进行合并,以得到最终的时空信道 VCIR 估计。对每个阵元以 J 倍的 chip 速率在时间上进行过采样,采用分阵元并行处理的原理示意图如图 1 所示。

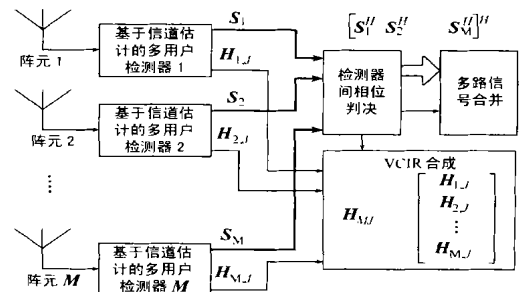


图 1 CDMA 系统中分阵元并行处理方法示意图

图 1 中,对天线阵的每个阵元(相当于 $M=1$)在时间上以 J 倍 chip 速率采样后所得到的数据矩阵,分别按式(7)进行 SVD 分解,并根据式(9)去估计各个用户的信道冲激响应。由于对 M 个阵元是分别处理的,因此可以采用并行处理算法。

在得到特征向量的零空间后,对式(9)同样可以采用并行处理的方法分别进行各个用户信道冲激响应的估计,这就是算法中“并行0”两字的含义.此时由于只需对 $J(L_c - L + 1) \times N$ 维的采样数据矩阵进行特征值分解,其运算复杂度降为 $O((J(L_c - L + 1))^4)$.同时可容纳的用户数也降为 $P \ll J(L_c - 2L + 1)$,如果 $J = 2$,则可容纳的用户数近似为扩频码长度的两倍,即允许外小区的多址干扰数接近本小区的用户数.

为了进一步得到每个用户各条多径的相对时延及 DOA 信息,还需将从每个阵元的采样数据矩阵中估计出的 $\hat{\mathbf{H}}_{m,j} = [\hat{h}_{m1}, \hat{h}_{m2}, \dots, \hat{h}_{mP}]^T (m = 1, \dots, M)$ 拼接成一个完整的矢量信道冲激响应.拼接过程中的最大问题是各阵元分别估计出的 $\hat{\mathbf{H}}_{m,j} (m = 1, \dots, M)$ 相互之间存在不同的复系数,即将式(9)的解乘以任意的复系数 $C_p (p = 1, \dots, P)$ 后,方程式仍然满足.这一组任意复系数会造成分别估计出的 $\hat{\mathbf{H}}_{m,j}$ 无法进行拼接.要实现拼接必须首先确定这一组任意复系数.为此,在得到信道冲激响应后,可以利用有限码集特性,确定这些复系数,方法如下.

将式(9)中的 $\mathbf{h}_{mjp}$ 用估计出的 $\hat{h}_{mjp}$ 代替时, $\mathbf{W}_{mjp}$ 变为 $\hat{\mathbf{W}}_{mjp}$, $\mathbf{C}_{mjp} \hat{h}_{mjp}$, 式(5)将是如下的形式:

$$\mathbf{X}_m = \mathbf{W}_m \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (11)$$

其中: $\mathbf{W}_m = [\hat{\mathbf{W}}_{m1}, \hat{\mathbf{W}}_{m2}, \dots, \hat{\mathbf{W}}_{mP}]$

$\mathbf{S} = \text{diag}(C_1, C_2, \dots, C_P)$

$$= \text{diag}(|C_1|, |C_2|, \dots, |C_P|) \# \text{diag}(e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_P})$$

$$= |\mathbf{S}| \# e^{j\mathbf{\Phi}}$$

$$\text{令: } \mathbf{R} = \frac{1}{N} \mathbf{X}_m \mathbf{X}_m^H \quad (12)$$

将式(11)代入式(12)得:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N} \mathbf{W}_m \mathbf{S} (\mathbf{S}^H)^H \mathbf{W}_m^H + \mathbf{R}^2 \mathbf{I} \quad (13)$$

对于 2DBPSK(差分二进制移相键控)信号, $\mathbf{S}$ 为有限码集,其中的各元素仅由 ± 1 构成,可以假设服从均匀分布且相互独立,则 $\frac{1}{N} (\mathbf{S}^H)^H = \mathbf{I}_P$. 于是式(13)可以写成:

$$\mathbf{R} = \mathbf{W}_m \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{W}_m^H + \mathbf{R}^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

$$\mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{W}_m^+ (\mathbf{R} - \mathbf{R}^2 \mathbf{I}) (\mathbf{W}_m^+)^H \quad (15)$$

式中 $(\cdot)^+$ 表示伪逆.从式(15)中可以求出复系数的模为:

$$|\mathbf{S}| = \sqrt{\mathbf{W}_m^+ (\mathbf{R} - \mathbf{R}^2 \mathbf{I}) (\mathbf{W}_m^+)^H} \quad (16)$$

接下来求复系数的辐角,将 $\mathbf{S} = |\mathbf{S}| \# e^{j\mathbf{\Phi}}$ 代入式(11),有 $\mathbf{X}_m = \mathbf{W}_m \mathbf{S} \# e^{j\mathbf{\Phi}} \mathbf{S}$. 则:

$$e^{j\mathbf{\Phi}} \mathbf{S} = (\mathbf{W}_m |\mathbf{S}|)^+ \mathbf{X}_m \quad (17)$$

在式(17)两边做 Hadamard 积:

$$e^{j2\mathbf{\Phi}} (\mathbf{S} \mathbf{S}) = [(\mathbf{W}_m |\mathbf{S}|)^+ \mathbf{X}_m] \cdot [(\mathbf{W}_m |\mathbf{S}|)^+ \mathbf{X}_m] \quad (18)$$

因为 $\mathbf{S}$ 中的元素只取 ± 1 , 所以 $\mathbf{S} \mathbf{S}$ 为各元素均等于 1 的 $P \times N$ 矩阵.设 $\mathbf{z}$ 为矩阵 $[(\mathbf{W}_m |\mathbf{S}|)^+ \mathbf{X}_m] \cdot [(\mathbf{W}_m |\mathbf{S}|)^+ \mathbf{X}_m]$ 按列求平均后得到的列向量,则复系数的辐角为:

$$e^{j\mathbf{\Phi}} = \sqrt{\text{diag}(\mathbf{z})} \quad (19)$$

根据式(16)及式(19)可以确定每次估计时的复系数,以得到准确的信道冲激响应的估计.但是由于存在 180 度的相

位模糊问题,仍然需要利用从各个阵元采样数据矩阵中估计出的各用户信息,即图 1 中的 $\mathbf{S}_m (m = 1, \dots, M)$ 来统一相互之间的相位,此时从相位理论上讲只有 0 度与 180 度两个值,利用不同阵元输出的 $\mathbf{S}_m$ 做相关即可完成,图 1 中的“检测器间相位判决”就是用来实现这部分的功能.

最后,利用检测器间相位判决得出的不同阵元输出信号之间的相位,即可实现多路信号合并.在对每个阵元所进行的基于信道估计的多用户检测中,已经将各个用户到不同阵元的信道特性考虑进去,在实现最后的合并时,实际上进行的是一种空域滤波,由于所考虑的信道特性是所有多径的综合效果,因此,这种空域滤波是考虑了所有多径的一种空域滤波.

在对每个阵元的处理中采用的是多用户检测的思想,因此这种处理方法保留了文[3]抗远近效应的能力.为了增加信道的估计容量,可以通过适当增加时间上的采样速率来实现.由于信号合并过程中具有空域滤波能力,与采用单根天线的系统相比,抗相邻小区用户信号干扰的能力会明显提高.

为了进一步减少运算量,也可以将文献[3]中的解相关或 MMSE 的方法用匹配滤波来代替,即利用单个用户的特征波形做为匹配滤波器的系数,分别从接收数据矩阵中滤出所需的用户信号.采用匹配滤波器的方法,解出的用户信号中存在着本小区内各用户间的多址干扰,靠空域滤波也可以降低这些多址干扰,使最终的判决信号满足要求.

5 计算机仿真实验

实验一 CDMA 系统中 VCIR 的分阵元并行估计方法

设 CDMA 系统所采用的载波频率为 1.8GHz,调制方式为 DBP2 SK,基带信号经升余弦滚降滤波器成型,滚降系数为 0.5;扩频码采用码长 $L_c = 31$ 的 Gold 序列;每个用户经三条路径到达基站,各路径的幅度在 (0, 1) 内服从均匀分布,时延在 (0, 6T) 之内服从均匀分布,入射角在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 之内服从均匀分布;信道的阶数 $L = 6$. 给定第一个用户三条多径的相对时延为 (1.2, 0.3, 2)T;入射角为 $(-15^\circ, 0^\circ, 20^\circ)$. 又设本小区有 15 个用户在工作,相邻外小区有 15 个干扰用户,本小区接收信号的信干噪比(本小区接收的 15 个用户的信号功率与相邻外小区 15 个干扰用户信号加噪声功率之比) $\text{SINR} = 4.8\text{dB}$. 基站天线阵采用 4 阵元均匀线阵,阵元间的距离为 $\lambda/2$,对每个阵元在时间上按 2 倍的 chip 速率进行采样.为观察方法的统计效果,进行了 50 次独立的 Monte Carlo 实验.为了能直观检验合成后的 VCIR 精度,利用文献[8]信道参数估计方法,从估计的 VCIR 中提取 DOA 和相对时延信息.图 2(a)为利用分阵元并行估计方法得到的 DOA 及相对时延的输出.同时为与直接估计 VCIR 的方法相对比,对于同样的接收数据,按式(7)、(8)及式(9)进行了 VCIR 的直接估计,利用同样的方法,给出了 DOA 及相对时延的估计值,如图 2(b)所示.

从图 2 可以看出,采用分阵元并行估计的方法所得到的 VCIR,在用户数和干扰数不超出估计容量的情况下,其估计精度完全可以满足对 DOA 及相对时延估计的要求,与直接估计的方法相比,信道参数的估计精度基本相同.

实验二 空域滤波性能仿真检验

为检验信号合并(即空域滤波)的效果,图 3(a)给出了采

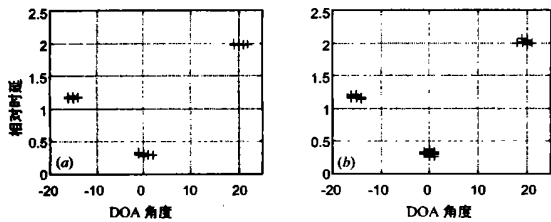


图 2 VCIR 估计精度的比较.

(a) 分阵元并行估计方法; (b) 直接估计方法

用解相关的方法实现的单阵元判决变量的星座图(由于篇幅的限制,在此只给出了阵元 1 判决变量的星座图,其它阵元的星座图与之相似).图 3(b)为信号合成(即经空域滤波)后的判决变量星座图.从图 3 可以清楚地看到,信号合成后输出判决变量的信噪比提高了许多,理论分析表明,阵元数每增加 1 倍,输出判决变量的信噪比增加约 3dB.

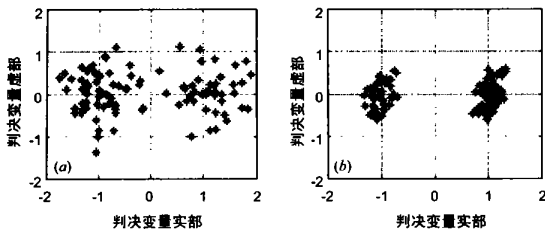


图 3 解相关方法得到的判决变量星座图. (a) 单阵元输出判决变量星座图; (b) 多阵元合成后输出判决变量星座图

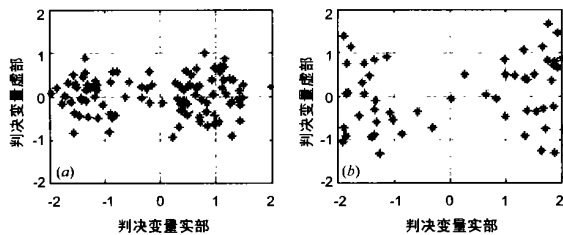


图 4 单阵元输出判决变量的星座图.

(a) 解相关的方法; (b) 匹配滤波的方法

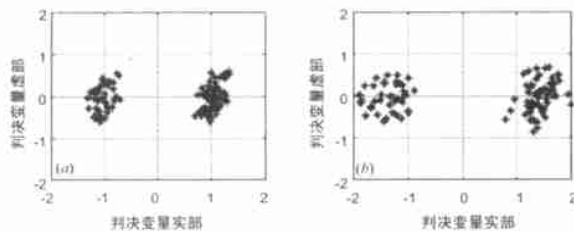


图 5 合成信号输出判决变量的星座图.

(a) 采用解相关方法; (b) 采用匹配滤波的方法

为检验解相关方法与匹配滤波方法之间的差异,图 4 分别给出了采用解相关及匹配滤波器方法所得到的单阵元输出判决变量的星座图,图 5 分别给出了采用以上两种不同的方法,信号合成后输出判决变量的星座图.

从图 4 可以看出,由于解相关的方法可以消除本小区各用户间的多址干扰,因此输出判决变量的信噪比优于采用匹

配滤波的方法.在解相关的方法中,输出判决变量中的噪声主要是相邻小区的干扰用户所造成的,采用 MMSE 的方法会使性能略有增加,但效果并不十分明显.

从图 5 可以看出,两种方法在合成后的信噪比都有较大的提高,即空域滤波的效果明显.经空域滤波后,采用匹配滤波的方法,输出判决变量的信噪比仍然可以满足判决的要求.

6 结论

空间和时间上的过采样会造成子空间方法运算量过大,要实现在线处理,减少运算量是关键.本文采用分阵元并行处理技术,分析了算法实现时的性能与运算量之间的关系.研究表明,对于分阵元并行估计方法,对 VCIR 的估计精度完全可以满足 DOA 及相对时延信息估计的要求;对于分阵元无论是采用解相关的方法还是采用匹配滤波的方法,经多阵元信号合成后,在信干噪比为 4.8dB 的条件下,输出判决变量的信噪比均能满足对各个用户信息正确判决的要求.

参考文献:

- [1] L Lydia, C Roger, L B Khaled, M D Ross. Evaluating the performance of 2D RAKE receivers with interference cancellation [J]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2000, 3: 1105- 1109.
- [2] C Jinho. Receiver of simple structure for antenna array CDMA systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(5): 1332- 1340.
- [3] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业. CDMA 系统中上行信道的估计及多用户检测 [J]. 西安交通大学学报, 2000, 34(6): 31- 34.
- [4] Liu H, Xu G. A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems [J]. IEEE Trans. on Commun, 1996, 44(10): 1346- 1354.
- [5] J C Liberti, T S Rappaport. Smart Antennas for Wireless Communications [M]. USA: Prentice Hall, 1999. 55- 60.
- [6] G Xu, H Liu, L Tong, T. Kailath. A Least Squares Approach to Blind Channel Identification [J]. IEEE Trans on SP, 1995. 34(12): 2982- 2993.
- [7] A J Paulraj, C B Papadimas. Space-time processing for wireless communications [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 77(11): 43- 83.
- [8] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业. 均匀圆阵中时空信道多径参数的估计方法 [J]. 通信学报, 2001, 22(2): 15- 20.

作者简介:



蒋伯峰 男, 1962 年生于宁夏银川市, 副教授, 1983 年、1988 年和 2001 年分别获西安交通大学学士、硕士和博士学位, 现为大唐电信企业博士后, 主要研究方向为阵列信号处理、信道盲估计、通信中的时空信号处理等, 已在国内外发表论文十余篇.

殷勤业 男, 1950 年出生于江苏南京, 教授、博士生导师. 1982 年、1985 年和 1989 年分别获西安交通大学获学士、硕士和博士学位, 现为西安交通大学信息工程研究所所长, 主要从事空间谱估计、智能天线、神经网络理论及应用和时频分析等方面的研究工作.