

# CDMA 移动用户多径时延的盲估计

任清华, 田孝华, 赵修斌

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

**摘要:**提出了一种将 MUSIC 算法推广应用于 CDMA 移动台进行多径时延估计的新方法。该方法结合用户的特征序列,不需要导频信号,直接对接收的用户信号进行时延估计,为处于小区边界的用户同时利用几个基站发射的信号实现多径分集、改善性能创造了条件。

**关键词:**MUSIC 算法;多径时延;特征序列

**中图分类号:** TN256 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2007)03-0049-04

在 CDMA 移动通信系统中,当用户在小区边界、处于切换状态时,能同时收到几个基站的信号。为了同时利用几个基站的信号实现多径分集,提高小区边界用户的抗衰落性能,文献[1-2]针对周期的脉冲信号模型提出了用 MUSIC 算法对时延进行估计,其中多径信号对下一个周期的信号不产生影响,并且一旦检测到信号,则信号取值是确定的。但是 CDMA 信号在同一时刻取 +1 或 -1 是无法预知的,且 CDMA 信号采用的是非归零码片波形,多径信号对用户当前符号及下一个符号都会产生影响。因此,该方法不能直接用于 CDMA 信号对多径时延进行估计。本文提出一种 MUSIC 的推广算法,利用不同用户特征序列的几乎正交性及同一序列的不同时延相关性很小的特点<sup>[4]</sup>,直接对接收的用户信号而不是导频信号进行处理实现延时估计。

## 1 信号模型

不失一般性,考虑基站同时给  $K$  个用户发射信号,各用户的符号序列互相独立,同一用户的各个符号等概率且独立。基站发射的信号经多径传播被移动用户的单天线接收,接收的基带信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) + \sigma n(t) \quad (1)$$

式中: $r_k(t)$  为基站发给第  $k$  个用户的信号作用于信道的响应; $n(t)$  为加性高斯白噪声; $\sigma^2$  为噪声方差。设基站发给第  $k$  个用户的信号为

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) s_k(t - iT) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

式中: $T$  为符号周期; $b_k(i) \in \{+1, -1\}$ ;  $A_k$ 、 $s_k(t)$  分别表示信号幅度和归一化波形, $s_k(t)$  仅在  $[0, T]$  存在,具有单位能量。 $s_k(t)$  为

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j) \psi(t - jT_c) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3)$$

式中: $\{c_k(j)\}_{j=0}^{N-1}$  为第  $k$  个用户的特征序列,取  $\pm 1$ ,  $N$  为特征序列长度; $\psi$  为归一化码片波形,持续时间  $T_c = T/N$ ,典型前向链路多径信道模型为

$$h(t) = \sum_{l=1}^L a_l g_l \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

收稿日期:2006-09-25

作者简介:任清华(1965-),男,浙江台州人,副教授,主要从事移动通信技术研究。

式中: $L$ 为多径数, $g_l, \tau_l$ 为第 $l$ 条路径复增益与延时, $a_l$ 为接收天线对第 $l$ 条路径的响应, $g_l = g_{l0} e^{j\psi_l}$ , $\psi_l$ 为射频信号在传播中的相位随机变化量,不同多径 $\psi_l$ 不相关, $\psi_l$ 在 $[0, 2\pi]$ 服从均匀分布, $g_{l0}$ 服从瑞利分布,则用户接收的基带信号可进一步表示为

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L a_l g_l s_k(t - iT - \tau_l) + \sigma n(t) \quad (5)$$

## 2 MUSIC 算法应用于 CDMA 移动用户多径时延的估计

MUSIC(多重信号分类)算法<sup>[3]</sup>是通过阵列天线接收数据形成的相关矩阵进行特征分解,根据特征值的大小,将大特征值对应特征向量张成的空间定义为信号子空间,其余小特征值对应特征向量张成的空间定义为噪声子空间,利用信号子空间与噪声子空间的正交性来对信号波达方向进行估计。要求信号平稳、不相关,且噪声为白噪声,否则性能下降,甚至不适用。

为了将重点放在用 MUSIC 的推广算法对 CDMA 移动用户多径时延的估计上,设第 1 个用户为需要进行时延估计的期望用户,其它用户信号为干扰信号,且接收机与期望用户最先到达的第一条多径同步。将移动台的单天线接收的基带信号经码片波形匹配滤波后,以码片速率进行采样,并将连续采样的数据以长度  $N$  (即用户特征序列的长度)进行分组,用矢量来表示每组数据,则第  $m$  组数据可表示为

$$\mathbf{r}_m = \begin{bmatrix} r_m(t_1) \\ \vdots \\ r_m(t_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L a_l g_l s_k(t_{m,1} - iT - \tau_l) \\ \vdots \\ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L a_l g_l s_k(t_{m,N} - iT - \tau_l) \end{bmatrix} + \sigma \begin{bmatrix} n(t_{m,1}) \\ \vdots \\ n(t_{m,N}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

为了对式(6)有更深入的理解,不失一般性,以接收机收到两个用户信号为例对式(6)进一步展开。设两个用户均有两条多径,且多径时延差相同(因为基站是同步发射各个用户的信号的),第 2 条多径相对于第 1 条多径的时延差为两个码片,则式(6)可进一步表示为

$$\mathbf{r}_m = \begin{bmatrix} b_1(m)c_1(0) & b_1(m-1)c_1(N-2) & b_2(m)c_2(0) & b_2(m-1)c_2(N-2) \\ b_1(m)c_1(1) & b_1(m-1)c_1(N-1) & b_2(m)c_2(1) & b_2(m-1)c_2(N-1) \\ b_1(m)c_1(2) & b_1(m)c_1(0) & b_2(m)c_2(2) & b_2(m)c_2(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_1(m)c_1(N-1) & b_1(m)c_1(N-3) & b_2(m)c_2(N-1) & b_2(m)c_2(N-3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{p_{1,1}} e^{j\varphi_{1,1}} \\ \sqrt{p_{1,2}} e^{j\varphi_{1,2}} \\ \sqrt{p_{2,1}} e^{j\varphi_{2,1}} \\ \sqrt{p_{2,2}} e^{j\varphi_{2,2}} \end{bmatrix} + \sigma \begin{bmatrix} n(t_{m,1}) \\ n(t_{m,2}) \\ \vdots \\ n(t_{m,N-1}) \\ n(t_{m,N}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $b_k(m)$ 表示第 $k$ 个用户的第 $m$ 个符号; $c_k(l)$ 为第 $k$ 个用户特征序列的第 $l$ 个码片; $\sqrt{p_{k,l}} e^{j\varphi_{k,l}}$ 为天线接收第 $k$ 个用户第 $l$ 条多径的总复增益。

对式(7)讨论如下:第 1,由于接收信号是 4 个信号混合而成, $\mathbf{A}(m; \tau)$ 是  $N \times 4$  的矩阵,列数与收到的信号数相等,根据不同用户的特征序列几乎正交以及同一用户的多径时延差大于一个码片时相关性很小的特点, $\mathbf{A}(m; \tau)$ 为列满秩矩阵。对  $\mathbf{r}_m$  形成的维数为  $N \times N$  的相关矩阵进行特征分解,其大特征值对应的特征向量生成的信号子空间与收到的信号形成的空间相同。第 2,理论上讲,用户收到的信号为  $KL$  个信号的混合,为了估计感兴趣用户的所有多径的时延,要求相关矩阵的维数  $N > KL$ 。考虑到实际中同时通信用户的有限性、弱多径信号的不可靠性及接收机对分集多径数的限制,要求仅对几条相对较强的期望用户多径时延进行估计,而且在基站进行功率控制后,对于处于小区边界的用户来说收到的自身信号要比收到的干扰信号强。在对  $\mathbf{r}_m$  形成的相关矩阵进行特征分解时,期望用户的强多径信号一定包含在大特征值对应的特征向量生成的信号子空间中。这样,实际中即使相关矩阵的维数  $N$  小于  $KL$ ,对信号子空间进行搜索同样也能得到期望用户的强多径信号的时延。第 3,由于信号子空间是由期望用户的强多径信号与强干扰形成的,为了从信号子空间中准确得到期望用户强多径信号的时延差,必须构成一新的“导向矢量”,这种新的“导向矢量”可通过对  $\mathbf{A}(m; \tau)$  的分析得到。 $\mathbf{A}(m; \tau)$  的每一列仅与相邻的两个信息比特及用户的特征序列有关,且相邻的两个信息比特只有同号与异号两种情况,而各个用户的特征序列是唯一的,利用这些信息即可构成新“导向矢量”。具体算法如下:

1) 对接收信号以码片速率采样,将采样数据以特征序列长度为单位分组,每组数据用矢量表示,采用下式计算相关矩阵。

$$R_r = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M r_m r_m^H \quad (8)$$

2) 对相关矩阵进行特征分解,得到特征值  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_p > \lambda_{p+1} \geq \dots \geq \lambda_N$  及对应的特征向量  $V_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 。根据特征值的大小确定信号个数,并由其余小特征值对应特征向量张成噪声子空间  $E_N = [V_{p+1}, V_{p+2}, \dots, V_N]$ ;

3) 用感兴趣用户的特征序列  $\{c_k(k)\}_{j=0}^{N-1}$  构成“导向矢量”  $c_1(\tau)$  和  $c_2(\tau)$ ,  $\tau$  为特征序列循环延迟的码片数,  $c_1(\tau)$  和  $c_2(\tau)$  分别为

$$c_1(\tau) = [c_k(\tau), c_k(\tau + 1), \dots, c_k(N - 1), c_k(0), c_k(1), \dots, c_k(\tau - 1)]^T \quad (9)$$

$$c_2(\tau) = [c_k(\tau), c_k(\tau + 1), \dots, c_k(N - 1), -c_k(0), -c_k(1), \dots, -c_k(\tau - 1)]^T \quad (10)$$

4) 通过不同的  $\tau$  值对  $\varphi(\tau)$  进行峰值搜索,实现感兴趣用户多径时延的估计,  $\varphi(\tau)$  为

$$\varphi(\tau) = \max(\varphi_1(\tau), \varphi_2(\tau)) \quad \tau = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (11)$$

$$\varphi_1(\tau) = c_1^T(\tau) c_1(\tau) / |c_1^T(\tau) (\sum_{i=p+1}^N u_i u_i^H) c_1(\tau)| \quad (12)$$

$$\varphi_2(\tau) = c_2^T(\tau) c_1(\tau) / |c_2^T(\tau) (\sum_{i=p+1}^N u_i u_i^H) c_2(\tau)| \quad (13)$$

需要说明几点:①由于多径存在,使得在一个符号周期内接收信号中的感兴趣用户信号分量是相邻两个符号对应特征序列的迭加。而相邻两个符号可能同相,也可能反相。因此,采用了两个“导向矢量”同时对一个函数进行搜索,并取其中的最大值作为函数在  $\tau$  时刻的输出。这样确保在感兴趣用户的多径时延时刻有峰值存在,通过对函数峰值的搜索实现多径时延的估计;②虽然强干扰信号也存在于信号子空间中,但由于干扰用户的特征序列与感兴趣用户的特征序列几乎正交,用感兴趣用户的特征序列构成的“导向矢量”对函数进行搜索,在干扰用户的多径时延时刻并不会出现峰值。因此,采用 MUSIC 的推广方法能对感兴趣用户的多径时延进行准确的估计;③采用上面算法估计多径时延是通过以码片速率采样的数据进行处理得到的,因此,估计的时延只能精确到码片级。若要提高时延的估计精度(如精确到码片的  $1/n$ ),只需对接收信号以  $n$  倍的码片速率进行采样,并将上面公式稍做修正即可实现。

### 3 仿真分析

为了证明上述算法的有效性,对几种典型情况进行了计算机仿真。设 DS-CDMA 移动通信系统采用 BPSK 调制,每个用户的符号序列为  $\pm 1$  独立等概的随机序列,不同用户的符号序列相互独立,每个用户的特征序列长度为 128,采用长度为  $2^{15} - 1$  的  $m$  序列移相后产生,其相位差为 64 位的整数倍。观测噪声为加性高斯白噪声,服从均值为 0、方差为 1 的高斯分布。

例 1:设移动用户收到的信号由感兴趣用户的 3 条等功率多径与噪声构成,3 条路径的时延分别为 15, 20, 50(以码片为单位),处理数据为 50 组矢量数据。估计结果如图 1 所示。实线对应信噪比为 10 dB 的情况,虚线对应信噪比为 3 dB 的情况。从仿真结果可以看出能准确估计出多径时延。

例 2:移动用户收到的信号由感兴趣用户的 3 条等功率多径与干扰用户的 2 条多径和噪声组成。其中感兴趣用户的时延与例 1 相同,干扰用户的时延为 5, 35。对 100 组数据进行处理,仿真结果如图 2 所示,图 2(a)为信号与干扰功率相等的情况。实线对应的信噪比为 10 dB,虚线对应的信噪比为 3 dB。图 2(b)为信号与干扰功率不等的情况。实线对应的信噪比为 10 dB,干噪比为 13.5 dB。虚线对应的信噪比为 3 dB,干噪比为 6.5 dB。仿真结果与理论分析一致,而且在干扰比信号强的情况下仍然能正确

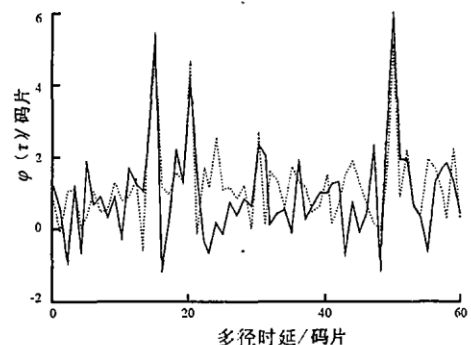


图 1 例 1 多径时延估计

估计感兴趣用户的时延。

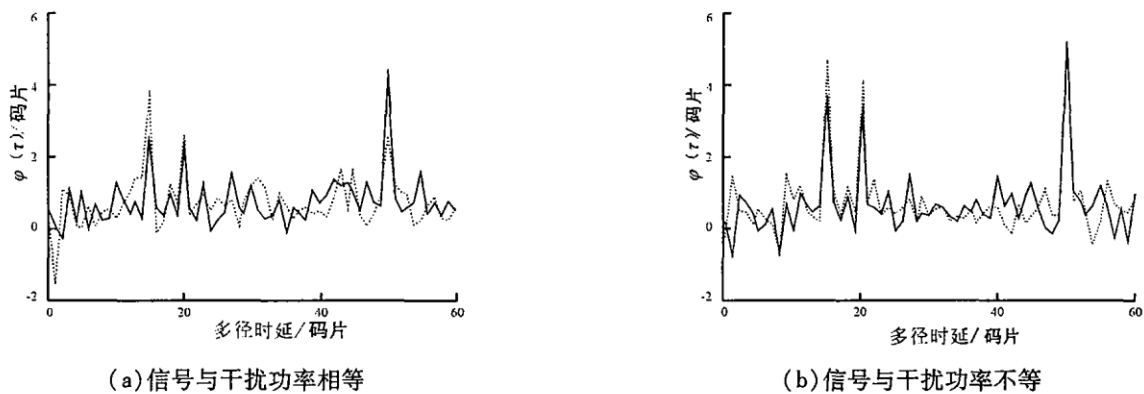


图2 例2 多径时延估计

#### 4 结束语

本文提出了一种将 MUSIC 算法推广应用于 CDMA 移动用户接收信号进行多径时延估计的新方法。该方法不需要导频序列等训练信号,而是直接利用接收的用户信号对时延进行估计,为处于小区边界的用户利用几个基站发射的信号来实现多径分集、改善性能创造了条件。

参考文献:

- [1] Bruckstein A M, Shan T J, Kailath T. The Resolution of Overlapping Echos[J]. IEEE Trans ASSP, 1985, 33(6): 42-45.
- [2] 罗景青, 保铮. 一种时间/频率二维信号的高分辨处理方法[J]. 西安电子科技大学学报, 1989, 16(2): 8-12.
- [3] Schmit R O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation[J]. IEEE Trans, 1986, 34(3): 65-69.
- [4] 朱旭红, 卢学军. 宽带 CDMA: 第三代移动通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2000.

(编辑: 门向生)

### Multipath Time Delay Blind Estimation for CDMA Personal Station

REN Qing-hua, TIAN Xiao-hua, ZHAO Xiu-bin

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract:** Based on the generalization of MUSIC method and the signature sequence of users, a new method is proposed to estimate multi-path time delay for CDMA personal station. This method is helpful to utilizing the received information of user instead of pilot signal, its advantage is that the user in the edge of cell may exploit simultaneously the signals transmitted by several base stations to implement multi-path diversity and improve the performance of communication.

**Key words:** MUSIC algorithm; multi-path time delay; signature sequence