

# 非周期扩频系统中基于均匀圆阵的角度和时延的联合估计<sup>1</sup>

王文杰 蒋伯峰 殷勤业

(西安交通大学电信学院信息工程研究所 西安 710049)

**摘 要** 该文通过空域匹配滤波器, 将阵元空间中的均匀圆阵转化为波束空间中的均匀线阵, 并将时空匹配滤波器的输出转换到频域, 利用 DOA Matrix 方法解决了非周期扩频系统中均匀圆阵条件下多径信号的角度和时延的联合估计问题及常规空域处理方法中多径数不能大于阵元数的问题, 理论分析和仿真实验结果表明, 该方法是一种无偏估计, 且其估计精度远远高于滑动相关方法。

**关键词** 角度和时延的联合估计, 非周期扩频系统, 波束空间, 相位模式  
**中图分类号** TN914.4, TN911.23

## 1 引 言

DS-CDMA 系统以其较高的频谱利用率, 较强的抗干扰能力, 引起人们普遍关注, 它已成为第三代移动通信系统中的首选通信体制。为了进一步提高系统容量, 人们提出了在基站采用阵列天线的智能天线技术。智能天线应用于 CDMA 系统中, 首要解决的问题就是多径信号角度和时延的估计, 因为这些信息是完成时空多用户检测、时空二维 RAKE 接收和在频分双工方式下的下行选择性发送的重要依据。现有大多 CDMA 系统 (如 CDMA2000 和 WCDMA) 都采用长码扰码, 属于非周期扩频系统, 均匀圆阵具有可以提供 360° 方位角信息及在各方位角具有相同的方向特征等优点, 很适合作为基站的阵列天线, 因此本文主要研究非周期扩频系统中均匀圆阵条件下的角度和时延的联合估计方法。

目前已有的适用于 CDMA 系统的多径信号角度和时延估计算法主要可分为基于信道参数的方法<sup>[1,2]</sup>和基于匹配滤波器的方法<sup>[3]</sup>。其中基于信道参数估计的方法要求时空信道已知, 然而在非周期扩频系统中, 时空信道很难直接求得, 因此该方法很难应用于非周期的情况。而基于匹配滤波器的方法要求阵列流形具有 Vandermonde 矩阵的形式, 因此它不能直接应用于均匀圆阵的情况。本文对时空匹配滤波器的输出做 2-D 傅里叶变换, 将角度和时延的估计问题转换为二维谱估计问题, 并将阵元空间中的均匀圆阵转换为波束空间中的均匀线阵, 使得阵列流形具有了 Vandermonde 矩阵的形式, 因此可以用传统的 DOA Matrix 方法<sup>[4]</sup>或 2-D ESPRIT 方法来解决上述角度和时延估计问题。在 CDMA 系统中, 不可避免地存在多址干扰, 多址干扰的存在会降低角度和时延的估计精度。传统的将均匀圆阵转化为均匀线阵的方法是利用具有不同相位模式<sup>[5]</sup>的波束形成器, 将阵元空间转化为波束空间。由于这种波束形成器没有明显的主瓣, 不利于 CDMA 系统中多址干扰的消除。本文引入空域匹配滤波器来完成阵元空间到波束空间的转换。由于空域匹配滤波器能够在很大程度上抑制多址干扰, 因此该方法的估计精度高于基于相位模式的方法。

## 2 信号模型

假设有  $K$  个用户均匀分布在一个小区内, 各用户发送的数据码流互不相关, 使用非周期扩频序列,  $c_1^n[m], c_2^n[m], \dots, c_K^n[m]$ ,  $m \in [0, G-1]$ ,  $G$  为扩频增益,  $n$  为码元序号, 则第  $k$  个用

<sup>1</sup> 2000-06-16 收到, 2001-01-05 定稿

国家自然科学基金 (69872029)、博士点基金及深圳华为公司科技基金课题资助。

户发送的基带信号为

$$x_k(t) = \sqrt{p_k} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_k[n] s_k^n(t - nT_b), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

其中  $T_b$  为 bit 持续期,  $b_k(n) \in \{+1, -1\}$  是第  $k$  个用户的第  $n$  个数据,  $\sqrt{p_k}$  表示第  $k$  个用户的信号幅度,  $s_k^n(t)$  为第  $k$  个用户的归一化特征波形。

$$s_k^n(t) = \frac{1}{G} \sum_{p=0}^{G-1} c_k^n[p] \psi(t - pT_c) \quad (2)$$

$\psi(t)$  为归一化的脉冲成形函数,  $T_c = T_b/G$  为 chip 周期。

假设基站采用  $M$  个阵元的天线阵, 则天线阵接收信号的基带形式为

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \sqrt{p_k} g_{k,l} \mathbf{a}_{k,l} b_k[n] s_k^n(t - nT_b - \tau_{k,l}) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

其中  $L_k$  为第  $k$  个用户的多径个数,  $g_{k,l}$  和  $\tau_{k,l}$  分别是第  $k$  个用户的第  $l$  条多径的复增益和时延,  $\mathbf{a}_{k,l}$  为  $M \times 1$  的导向矢量,  $\mathbf{n}(t)$  为  $M \times 1$  的白噪声矢量, 每个阵元的噪声输出相互独立且服从均值为零, 方差为  $\sigma^2$  的高斯分布。

### 3 时空匹配滤波器

#### 3.1 时域匹配滤波器

由于在非周期扩频系统中, 扩频码随着码元序号的不同而不同, 这为后续的角度和时延估计带来了很大的不便, 使得许多适用于周期扩频系统的方法不能应用。为了去除非周期扩频码的影响, 可以对时域信号进行时域匹配滤波, 即滤波器的参数与被接收用户的特征波形相匹配。为了获取被接收用户的时延信息, 对所有可能的时延构造匹配滤波器有

$$\mathbf{y}^n(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) s_1^n(t - nT_b - \tau) dt \quad (4)$$

这里假设第 1 个用户为被接收用户,  $\tau \in [0, \tau_{\max}]$ ,  $\tau_{\max}$  为最大时延, 由 (3) 式和 (4) 式可知, 时域匹配滤波器输出中包含自项, 多址干扰项和噪声项。当  $\tau$  刚好等于用户的多径时延时, 匹配滤波器输出峰值, 自项远大于多址干扰项和噪声项, 当  $\tau$  不等于用户的多径时延时, 上述三项都比较小, 故匹配滤波器输出的能量主要集中于与多径时延相应的峰值左右。为此, 略去其中多址干扰项、噪声项及较小的自项, (4) 式可简化为

$$\mathbf{y}_S^n(\tau) \approx \sqrt{p_1} b_1[n] \sum_{l=1}^{L_1} g_{1,l} \mathbf{a}_{1,l} \psi_T(\tau - \tau_{1,l}) \quad (5)$$

其中  $\psi_T(\tau) = \psi(\tau) * \psi(\tau)$ ,  $*$  表示卷积。

由上式可知, 时域匹配滤波器的输出中峰值的位置代表多径时延的大小, 因此, 可以据此来获取多径时延, 这就是传统的平滑相关方法。我们已在文献 [6] 中给出了一种在频域进行多径信号时延估计的方法, 这种方法是无偏估计, 其性能优于平滑相关方法。但是文献 [6] 中方法没

有应用用户的空域信息, 因此, 滤波器输出中多址干扰的噪声的成分相对较大, 它们的存在势必影响估计性能。而空域滤波器 (或波束形成器) 的引入将会大大减小多址干扰的影响, 因此, 本文将讨论应用空域信息来减小多址干扰并估计用户来波方向的方法。

### 3.2 均匀圆阵中阵元空间到波束空间的转换

由于均匀圆阵的阵列流形不具备 Vandermonde 矩阵形式, 为了应用已有的子空间方法 (如 DOA Matrix 方法), 人们往往应用具有不同相位模式的波束形成器将阵元空间中的均匀圆阵转化为波束空间中的均匀线阵<sup>[5]</sup>。然而在多址干扰存在的条件下, 还应考虑阵元空间到波束空间转换中多址干扰的消除问题。由于上述的不同相位模式的波束形成器的方向图没有明显的主瓣, 不利于多址干扰的消除, 因此本文提出了另外一种阵元空间到波束空间转换方法。设均匀圆阵的导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[ e^{j\xi \cos(\theta-r_0)}, e^{j\xi \cos(\theta-r_1)}, \dots, e^{j\xi \cos(\theta-r_{M-1})} \right]^T \quad (6)$$

其中  $\xi = 2\pi r/\lambda$ ,  $r_m = 2\pi m/M$ ,  $r$  为圆半径,  $\lambda$  为载波波长。主瓣方向为  $\theta_0$  的空域匹配滤波器输出

$$f(\theta) = \mathbf{a}(\theta_0)^H \mathbf{a}(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\xi \{\cos(\theta-r_m) - \cos(\theta_0-r_m)\}} \quad (7)$$

可以变形为<sup>[7]</sup>

$$f(\theta) = M \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_{nM} \left( \xi \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} \right) e^{jnM(\theta+\theta_0)/2} \quad (8)$$

式中  $J_m(\xi) = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \sin \theta} e^{-jm\theta} d\theta$  为  $m$  阶第一类 Bessel 函数, 其函数曲线如图 1 所示。图中结果表明, 在  $\xi = 0$  附近, 高阶 Bessel 函数的值远小于 0 阶 Bessel 函数的值, 故当阵元数较大且  $\theta$  和  $\theta_0$  相差不大时,  $f(\theta)$  可以近似为

$$f(\theta) \approx MJ_0[\xi \sin((\theta - \theta_0)/2)] \quad (9)$$

将输入信号经过具有不同主瓣方向的空域匹配滤波器, 即可将阵元空间转化为波束空间。由于空域匹配滤波器有明显的主瓣, 因此当空域匹配滤波器的主瓣对准用户来波方向时, 空域匹配滤波器输出峰值, 否则输出较小。故用户来波方向的信息主要集中在峰值信号附近。由于此时  $\theta$  和  $\theta_0$  相差不大, (9) 式可进一步简化为

$$f(\theta) = \begin{cases} MJ_0[(\xi/2)(\theta - \theta_0)], & \theta_0 - \Delta\theta < \theta < \theta_0 + \Delta\theta \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

其中  $\Delta\theta$  为  $J_0(\xi\theta/2)$  的第一个零点。

### 3.3 时空匹配滤波器的离散化

综合上述的时域匹配滤波器和空域匹配滤波器, 可以得出时空匹配滤波器的输出:

$$y^n(\tau, \theta) = \mathbf{a}(\theta)^H \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{r}(t) s_1^n(t - nT_b - \tau) d\tau \quad (11)$$

如前所述, 角度和时延信息主要集中在时空匹配滤波器输出的峰值附近, 略去峰值信号中的多址干扰项和噪声项有

$$y^n(\tau, \theta) \approx M\sqrt{p_1} b_1[n] \sum_{l=1}^{L_1} g_{1,l} \psi_S(\theta - \theta_{1,l}) \psi_T(\tau - \tau_{1,l}) \quad (12)$$

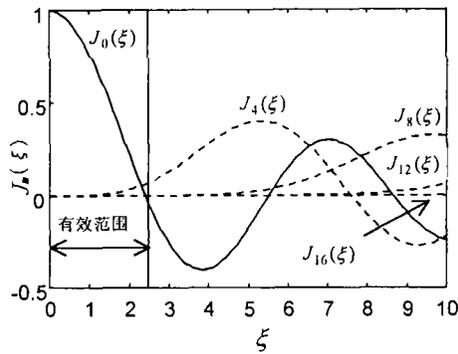


图1 Bessel 函数

其中  $\psi_S(\theta) = \begin{cases} J_0(\xi\theta/2), & -\Delta\theta < \theta < \Delta\theta \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ . 分别在时域和空域上对  $y^n(\tau, \theta)$  采样可得  $P_T \times P_S$  的时空匹配滤波器矩阵  $\mathbf{Y}[n]$ , 定义其第  $i$  行, 第  $j$  列元素为

$$y_{i,j}[n] = M\sqrt{p_1}b_1[n] \sum_{l=1}^{L_1} g_{1,l}\psi_S[(2\pi/P_S)j - \theta_{1,l}]\psi_T[(\tau_{\max}/P_T)i - \tau_{1,l}], \quad 0 \leq i < P_T, \quad 0 \leq j < P_S \quad (13)$$

其中  $2\pi/P_S, \tau_{\max}/P_T$  分别表示空域及时域的采样间隔。

依据时空匹配滤波器矩阵中峰值所在位置的序号, 即可估计出用户方位的角度和时延, 这就是时域的平滑相关方法在时空域的推广, 但是这种方法有以下两个主要问题。当空域或时域的采样点不是刚好落在时空匹配滤波器的峰值点时, 估计值和实际值之间会有偏差, 即这种估计是有偏估计。为了得到较精确的时延估计值, 必须提高时域和空域的采样率, 而由此又会带来运算量大的问题。由于  $\mathbf{Y}[n]$  中干扰项和噪声项的存在,  $\mathbf{Y}[n]$  中会出现伪峰, 因此得到错误的估计结果。因此滑动相关方法抗干扰和噪声的能力弱。

然而由上述模型可知, 在时域上, 由于接收到的信号是带限信号, 只要采样频率等于或大于信号带宽的两倍, 即可完全保留接收信号的信息; 在空域上, 由于 0 阶 Bessel 函数的能量主要集中在低频部分, 只要空间采样率大到能完全表达 0 阶 Bessel 函数时, 即可保留接收信号的空域信息。因此上述有偏估计问题并不是由采样率不够造成的。本文利用基于时空匹配滤波器输出频域形式的子空间方法, 在不提高采样率的前提下, 进行无偏的、具有良好抗噪性能的角度和时延估计。

#### 4 频率域角度和时延的联合估计

为了将角度和时延信息转换为相移形式, 需要对  $\mathbf{Y}[n]$  做 2-D DFT, 为此构造 DFT 矩阵有

$$\mathbf{F}_T = \begin{bmatrix} 1 & \varphi_T^{-Q_T} & \dots & \varphi_T^{-Q_T(P_T-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \varphi_T^{Q_T} & \dots & \varphi_T^{Q_T(P_T-1)} \end{bmatrix}, \quad \varphi_T = e^{-j2\pi/P_T} \quad (14)$$

$$\mathbf{F}_S = \begin{bmatrix} 1 & \varphi_S^{-Q_S} & \cdots & \varphi_S^{-Q_S(P_S-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \varphi_S^{Q_S} & \cdots & \varphi_S^{Q_S(P_S-1)} \end{bmatrix}, \quad \varphi_S = e^{-j2\pi/P_S} \quad (15)$$

其中  $Q_T$  和  $Q_S$  分别决定将时域信息和空域信息转换到频域后的采样点的个数。对  $\mathbf{Y}[n]$  做 2-D DFT 有

$$\tilde{\mathbf{Y}}[n] = \mathbf{F}_T \mathbf{Y}[n] \mathbf{F}_S^T = M \sqrt{p_1} b_1[n] \sum_{l=1}^{L_1} g_{1,l} \mathbf{U}_T \boldsymbol{\alpha}_{1,l} \boldsymbol{\beta}_{1,l}^T \mathbf{U}_S \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{U}_T = \text{diag}\{\mathbf{F}_T \cdot [\psi_T[(-Q_T/P_T)\tau_{\max}], \cdots, \psi_T(0), \cdots, \psi_T[(Q_T/P_T)\tau_{\max}]]\} \quad (17)$$

$$\mathbf{U}_S = \text{diag}\{\mathbf{F}_S \cdot [\psi_S[(-Q_S/P_S)2\pi], \cdots, \psi_S(0), \cdots, \psi_S[(Q_S/P_S)2\pi]]\} \quad (18)$$

分别表示脉冲成形函数和 0 阶 Bessel 函数的频域形式;

$$\boldsymbol{\alpha}_{1,l} = [\varphi_T^{-Q_T \tau_{1,l}}, \cdots, 1, \cdots, \varphi_T^{Q_T \tau_{1,l}}]^T \quad (19)$$

$$\boldsymbol{\beta}_{1,l} = [\varphi_S^{-Q_S \theta_{1,l}}, \cdots, 1, \cdots, \varphi_S^{Q_S \theta_{1,l}}]^T \quad (20)$$

分别表示时域导向向量和空域导向向量。

设  $\text{vec}(\bullet)$  表示矩阵的向量化函数, 它有如下性质:

$$\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \cdot \text{vec}(\mathbf{B})$$

其中  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  为矩阵,  $\otimes$  表示克罗内克积, 据此, (16) 式可改写为

$$\text{vec}(\tilde{\mathbf{Y}}[n]) = M \sqrt{p_1} b_1[n] \sum_{l=1}^{L_1} g_{1,l} (\mathbf{U}_S \otimes \mathbf{U}_T) (\boldsymbol{\beta}_{1,l} \otimes \boldsymbol{\alpha}_{1,l}) \quad (21)$$

令

$$\mathbf{x}[n] = (\mathbf{U}_S^{-1} \otimes \mathbf{U}_T^{-1}) \text{vec}(\tilde{\mathbf{Y}}[n]) / M \quad (22)$$

并考虑到前述讨论中略去的多址干扰项和噪声项, 则 (22) 式可以改写为

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{A} \mathbf{s}[n] + \mathbf{J}[n] \quad (23)$$

其中

$$\mathbf{s}[n] = \sqrt{p_1} b_1[n] \times [g_{1,1}, g_{1,2}, \cdots, g_{1,L_1}]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{A} = [\boldsymbol{\beta}_{1,1} \otimes \boldsymbol{\alpha}_{1,1}, \boldsymbol{\beta}_{1,2} \otimes \boldsymbol{\alpha}_{1,2}, \cdots, \boldsymbol{\beta}_{1,L_1} \otimes \boldsymbol{\alpha}_{1,L_1}] \quad (25)$$

$\mathbf{J}[n]$  为多址干扰项和噪声项。

于是, 角度和时延的联合估计问题就可以等效为一个二维谱估计问题。传统的二维谱估计方法有二维 ESPRIT 方法和 DOA Matrix 方法<sup>[4]</sup>。由于 DOA Matrix 方法不需进行二维搜索, 无需考虑各个路径相对时延与波达方向角度的配对问题, 运算量小, 因此, 本文用这种高效、高性能的二维谱估计方法, 实现角度与时延的联合估计。多径信号带来的相干源问题可以

由二维平滑来解决。对角度和时延进行联合估计,解决了基于空域处理的角度估计中多径数不能大于阵元数的问题。

(22) 式中的  $U_S^{-1}$  和  $U_T^{-1}$  是为了去除脉冲成形函数和 0 阶 Bessel 函数的影响。由于时空匹配滤波器输出的能量主要集中在低频部分,因此频域采样点的个数不能太大,因为随着  $Q_T$  和  $Q_S$  的增大,  $\mathbf{x}[n]$  中的信号功率逐渐减小而噪声功率逐渐增大,估计精度不会提高反而会降低。由于噪声和干扰在低频部分和高频部分都有分布,因此在选取低频部分信号时,实际上也达到了降低多址干扰和噪声的目的,这就是本文方法性能优于基于相位模式方法的根本原因。

算法总结如下: (1) 对接收信号做时空匹配滤波,得到  $y^n(\tau, \theta)$ ; (2) 对时空匹配滤波器的输出采样,得到时空匹配滤波器矩阵  $\mathbf{Y}[n]$ ; (3) 对时空匹配滤波器矩阵  $\mathbf{Y}[n]$  做 2-D DFT; (4) 依据 (22) 式构造  $\mathbf{x}[n]$ ; (5) 对  $\mathbf{x}[n]$  用 DOA Matrix 方法估计多径信号的角度和时延。

## 5 仿真实验分析

在仿真过程中对信道做如下假设: 移动用户在小区内均匀分布; 每个用户产生 2 条多径; 各用户多径时延在 0-20chip 范围内均匀分布; 入射角度在  $360^\circ$  内均匀分布。被接收用户两条多径时延分别为 2.1chip 和 7chip; 角度分别为  $120^\circ$  和  $70^\circ$ 。

实验中采用 16 元均匀圆阵, 圆半径为一个波长。采用 127 位长的 Gold 码做为扩频码, 选取滚降系数为 1 的滚降滤波器做为成形滤波器。实验中选择数据码元个数为 50, 时间采样率为 2 倍 chip 率, 相应的频域采样个数为 19; 空间采样率为每  $8^\circ$  一个采样点, 相应的频域采样个数为 15。

图 2 和图 3 分别给出了本文方法、相位模式法和滑动相关方法的角度和时延估计误差随信噪比 (SINR) 变化的情况, 图中结果是 100 次 MonteCarlo 实验后的平均。图中结果表明, 本文方法的时延估计误差远远小于滑动相关方法。实际上, 滑动相关方法只利用了各峰值点的信息, 而本文方法利用了峰值的包络信息, 因此带来了良好的抗噪性能。本文方法的估计精度高于相位模式法, 这是由于本文方法较相位模式法能更好地去除多址干扰和噪声。

图中结果还表明, 尽管实际的多径角度和时延不是采样率的整数倍, 本文方法仍能得到无偏估计。

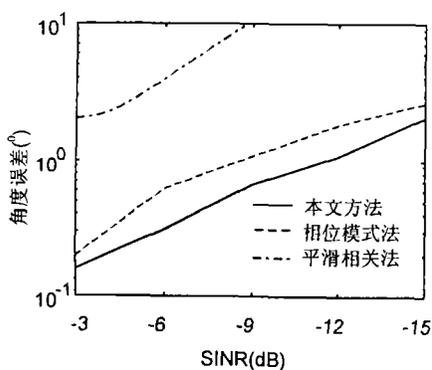


图 2 角度估计误差

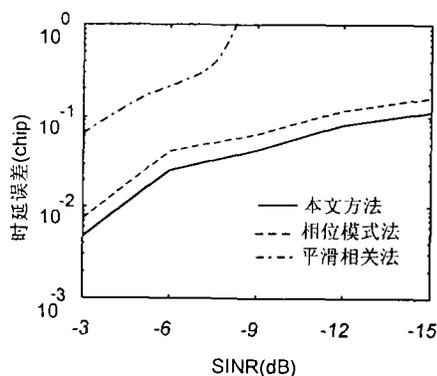


图 3 时延估计误差

## 6 结 论

本文给出了一种利用子空间方法进行非周期扩频系统中均匀圆阵条件下的角度和时延的估计方法。与传统的基于平滑相关的有偏估计相比,它是一种无偏估计,并且有良好的抗噪性能及较高的估计精度。在均匀圆阵到均匀线阵的转换中,与传统的基于相位模式的方法相比,本文方法更利于多址干扰的消除,因而具有更高的估计精度。

## 参 考 文 献

- [1] A. Veen, M. Vanderveen, A. Paulraj, Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques, *IEEE Trans. on SP*, 1998, SP-46(2), 405-418.
- [2] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业, 适用于任意阵列的多径信道二维方向角与相对时延的联合估计方法, *电子学报*, 2000, 28(12), 1-4.
- [3] Y. F. Chen, M. D. Zoltowski, Joint angle and delay estimation for DS-CDMA with application to reduced dimension space-time Rake receivers, *IEEE Proc. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Phoenix, USA, May 1999, vol5, 2933-2936.
- [4] 殷勤业, 邹理和, R. Newcomb, 一种高分辨率二维信号参数估计方法——波达方向矩阵法, *通信学报*, 1991, 12(7), 1-7.
- [5] C. P. Mathews, M. D. Zoltowski, Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays, *IEEE Trans. on SP*, 1994, SP-42(9), 2395-2407.
- [6] 王文杰, 蒋伯峰, 殷勤业, 非周期扩频系统中频率域多径时延的估计, *西安交通大学学报*, 2001, 35(4), 360-364.
- [7] D. E. N. Davies, *The Handbook of Antenna Design*, London: Peregrinus, 1983, vol.2, chap. 12.

## JOINT ANGLE AND DELAY ESTIMATION BASED ON UNIFORM CIRCULAR ARRAY IN CDMA SYSTEM WITH APERIODIC SPREADING CODE

Wang Wenjie    Jiang Bofeng    Yin Qinye

(*Inst. of Information Engineering, Xi'an Jiaotong Univ., Xi'an 710049, China*)

**Abstract** The uniform circular array is transformed into uniform linear array by the spatial matched filter transformation from element space to beam space. Based on the space-time matched filter output in frequency domain, the joint angle and delay estimation with uniform circular array in aperiodic spreading system is solved with DOA matrix method. The joint estimation algorithm also solved the problem, that the multipath number can not be larger than the element number in conventional spatial processing method. The theoretical analysis and computer simulations demonstrate that the method is an unbiased estimator and its estimation precision is superior to that of the sliding correlator.

**Key words** Joint angle and delay estimation, Aperiodic spreading system, Beam space, Phase mode

王文杰: 男, 1971年生, 博士生, 主要从事时空多用户检测方面的研究。

蒋伯峰: 男, 1962年生, 博士生, 主要从事智能天线技术研究。

殷勤业: 男, 1950年生, 教授, 博士生导师, 主要从事阵列信号处理, 时频分析, 神经网络, 智能天线, 移动通信等技术的研究。