

# 一种新的基于相关序列的 CDMA 系统盲波束形成方法

田孝华, 廖桂生

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 本文根据相关值序列只与相邻的两个比特符号有关而且具有确定性的特点, 提出了利用相关值序列来得到波束形成权的盲波束形成方法. 该方法既考虑了对干扰的最大抑制, 又强调了对多径信号的充分利用. 它利用了期望用户信号的所有能量, 不需要已知信道参数, 也不需要发训练序列. 另外, 提出的方法还具有不受非零时延的相关值大小的限制, 能自动识别多径信号及形成波束权矢量时所需用户符号数少的特点.

**关键词:** 相关序列; 盲波束形成; 空时处理

**中图分类号:** TN914.53      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2001) 12A-1893-04

## A New Method of Blind Beamforming for CDMA System Based on Correlative Sequence

TIAN Xiao-hua, LIAO Gui-sheng

(Key Lab for Radar Signal Processing, Xi'dian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** Based on correlative sequence determined by two neighbouring symbols, a new method of blind beamforming is proposed in this paper. Mitigating interference and making full use of the multipath signals, the new method utilizes the total energy of the desired user and does not require the channel parameters and training sequence. It is not restricted by the correlative value corresponding to nonzero time lag. It is characterized by identifying the multipath signals of the desired user and requiring less symbols for beamforming.

**Key words:** correlative sequence; blind beamforming; space-time processing

### 1 引言

由于基于智能天线的空时处理技术能有效抑制 CDMA 系统固有的多址干扰以及抗远近效应, 提高系统容量, 因此, 它被作为第三代宽带码分多址 (W-CDMA) 无线移动通信系统的关键技术之一而得到了广泛的研究. 基于码片级的自适应波束形成主要有空域滤波——解扩(匹配滤波)——时域合并和解扩(匹配滤波)——空域滤波——时域合并两种结构, 考虑到实际中天线阵元数远小于用户及其多径传播信号数以及先对信号进行解扩能使期望用户信号增强, 同时大大抑制干扰, 本文采用第二种结构. 另外, 需要训练序列的空时处理技术降低了系统效率, 因此, 本文研究的是无需训练序列的盲空时处理技术.

盲空时处理技术主要是利用通信信号的统计性质<sup>[1, 2]</sup>和信号本身确定的性质<sup>[3]</sup>及信号的特征结构和信道参数的某些特性<sup>[4~6]</sup>对接收的数据进行处理, 在抑制干扰的同时获取期望用户的信息. Zoltowski & Ramos 提出了针对多径时延不超过一个符号周期的特点在最大信干噪比 (SINR) 准则下对数据进行处理的一系列方法<sup>[4~6]</sup>. 这些方法均不需要已知多径信号

的幅度、相位、波达方向及延迟时间, 也不需要训练序列, 属于盲的空时处理技术. 该方法可有效抑制同道干扰和远近效应. 它利用了两个假设条件: 一是信号的多径时延仅占符号周期的一小区间 (一般不超过  $8\mu\text{s}$ ), 二是每个期望用户特征序列的非零时延相关可忽略不计. 前者在市区无线传输环境下通常是成立的, 而后者一般是不成立的, 特别是在特征序列很短时将存在一个较大的非零时延相关值. 这样在最大 SINR 准则下得到的波束形成权将不能对准期望信号的波达方向.

本文根据解扩匹配滤波器输出的相关函数值序列只与相邻的两个比特符号有关而且具有确定性的特点, 提出了利用相关函数值序列来得到波束形成权的方法. 该方法不受非零时延的相关函数值大小的限制, 既考虑了对干扰的最大抑制, 又考虑了对多径信号的充分利用. Zoltowski & Ramos 方法虽然也考虑了干扰抑制的同时对多径信号的相干合并, 但是当特征序列的非零时延相关函数值较大时, 存在严重的信号对消现象. 本文方法除了不需要已知信道参数、训练序列外, 与 Zoltowski & Ramos 的方法相比利用了滤波器输出的期望用户信号的所有能量. 另外, 本文提出的方法还具有自动识别多径信

号及形成波束权矢量时所需用户符号数少的特点,这对瑞利衰落信道来说是非常重要的。

### 2 匹配滤波器输出数据模型

设小区中有  $Q$  个用户,第  $q$  个用户有  $L_q$  条多径,基站采用  $M$  个阵元的阵列天线接收信号,接收的基带信号矢量为:

$$x(t) = \sum_{n=-1}^Q \sum_{q=1}^{L_q} A_{q,q} \cdot a_{q,q}(t) b_q(n) \cdot c_q(t - nT_b - T_c) + n(t) \quad (1)$$

式中  $A_{q,q}$  为发射的第  $q$  个用户信号的复振幅,  $b_q(n)$  为第  $q$  个用户的第  $n$  个信息比特,  $a_{q,q}(t)$  为第  $q$  个用户第  $q$  条多径的信道衰落复幅度,  $a_{q,q}(t)$  为第  $q$  个用户第  $q$  条多径的阵列响应矢量,  $a_{q,q}(t) [0, T_b]$  为第  $q$  个用户第  $q$  条多径的时延,信道的时变使它们均为时间的函数,  $n(t)$  是均值为 0、方差为  $\sigma^2 I_M$  的加性高斯白噪声,  $c_q(t)$  为第  $q$  个用户的扩频波形。

$$c_q(t) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{qk} p(t - kT_c) \quad (2)$$

$c_{qk} \in \{ \pm 1 \} (k=0, 1, 2, \dots, K-1)$  为第  $q$  个用户的特征序列,  $p(t)$  为码片的脉冲波形,  $T_b, T_c$  分别为比特符号周期和码片周期,  $T_b = KT_c$ 。

设信道参数在  $N$  个比特符号期间保持不变,并令  $A_{q,q} = (p_{q,i})^{1/2} e^{j\phi_{q,i}}$ , 则接收信号可表示为:

$$x(t) = \sum_{n=-1}^N \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{L_q} \sqrt{p_{q,i}} e^{j\phi_{q,i}} a_{q,i}(t) b_q(n) \cdot c_q(t - nT_b - T_c) + n(t) \quad (3)$$

设第 1 个用户为期望用户,用期望用户的特征码  $c_1(t)$  对阵列接收信号矢量  $x(t)$  进行滤波,则滤波器的输出为:

滤波(匹配滤波器的冲激响应就是期望用户的特征序列)后以码片速率输出,最后对空域滤波后的信号进行 RAKE 合并、判决得到期望用户的信号。空域滤波之所以在匹配滤波之后进行,主要是考虑接收信号数目远大于天线阵元数目。采用匹配滤波既可大大抑制干扰又可使期望用户的信号得到增强。滤波后的  $y(n)$  中主要包含的是强干扰信号和期望用户的信号。对  $y(n)$  进行空域滤波可进一步抑制强干扰信号。空域滤波权(即波束形成权)采用相关序列的自适应滤波算法来得到。

基于相关序列的波束形成算法是以期望用户的相关序列为参考信号,在最小均方误差准则下来寻最佳波束形成权。其算法由期望用户的多径信号的识别、波束形成权的粗略估计及波束形成权的精确估计三部分组成。

#### 3.2 期望用户多径信号的识别

以码片速率输出的  $y(n)$  中,只有当  $x(n)$  的  $K$  个码片 ( $K$  为特征序列长度)与期望用户的特征序列完全匹配时,才会有峰值输出,其余时刻的输出是由  $x(n)$  中相邻两个比特符号的  $K$  个码片与期望用户的特征序列相乘求和得到,根据特征序列相关函数的特性将不会出现峰值。由于相邻两个比特符号

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{T_b}} \sum_{i=1}^{L_1} \sqrt{p_{1,i}} I_{1,i} e^{j\phi_{1,i}} a_{1,i}(n) + i_{1,1} + n_{1,1} \quad (4)$$

$$i_{1,1} = \sum_{i=1}^{L_1} \sqrt{p_{1,i}} I_{1,i} e^{j\phi_{1,i}} a_{1,i}(n) + \sum_{q=2}^Q \sum_{i=1}^{L_q} \sqrt{p_{q,i}} I_{q,i} e^{j\phi_{q,i}} a_{q,i}(n) \quad (5)$$

$$I_{1,i} = \frac{1}{\sqrt{T_b}} \sum_{i=1}^{L_1} \sqrt{p_{1,i}} I_{1,i} e^{j\phi_{1,i}} a_{1,i}(n) + \sum_{q=2}^Q \sum_{i=1}^{L_q} \sqrt{p_{q,i}} I_{q,i} e^{j\phi_{q,i}} a_{q,i}(n) \quad (6)$$

分别代表噪声与多址干扰的滤波结果。

$$I_{1,i} = \frac{1}{\sqrt{T_b}} \sum_{i=1}^{L_1} \sqrt{p_{1,i}} I_{1,i} e^{j\phi_{1,i}} a_{1,i}(n) + \sum_{q=2}^Q \sum_{i=1}^{L_q} \sqrt{p_{q,i}} I_{q,i} e^{j\phi_{q,i}} a_{q,i}(n) \cdot c_1^*(t - nT_c + T_b - T_c) \quad (7)$$

可见用期望用户的特征码对基站天线阵的每个阵元接收的信号进行滤波后,以码片速率产生的输出,当  $t = nT_c + T_b - T_c$  与期望用户的每条多径的时延相等时均会产生一个峰值,而其余时刻的输出由于相关性小而无峰值。即经滤波后,期望用户的信号得到增强,而其它用户信号未得到处理增益。本文就是对滤波器以码片速率输出的信号  $y(n)$  进行处理以抑制多址干扰和抗远近效应。

### 3 基于相关序列的波束形成算法

#### 3.1 系统结构

图 1 是用于 DS-SS-CDMA 系统的波束形成方框图。阵列接收的干扰用户与期望用户的混合信号首先经解调、低通滤波后以码片速率进行采样,采样后的信号然后经匹配滤波器进行

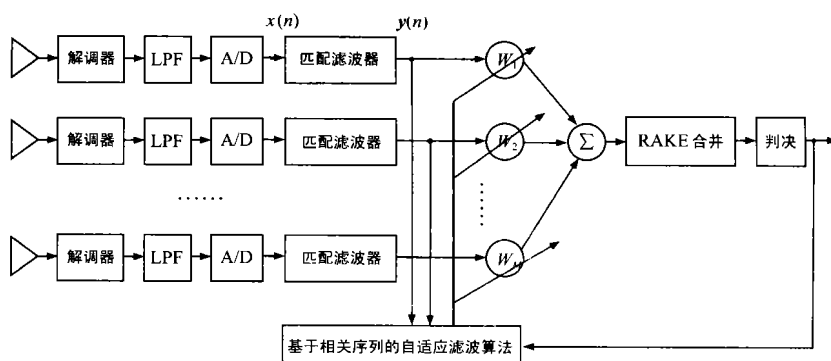


图 1 波束形成方框图

的组合只有四种,则以  $y(n)$  输出峰值为参考点,连续  $K-1$  个  $y(n)$  值构成的序列也只有四种情况,并且它们由相邻两个比特符号的特征扩频序列与期望用户的特征序列相关后唯一确定。定义相邻两个比特符号的扩频序列与期望用户的特征序列相关后的输出为相关序列。利用相关序列构成代价函数,通过对代价函数的寻优来确定期望用户的多径信号。

$$\min_{w_i} F_1(w_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |w_i^H y(k) - c_i(k) - \sum_{i=1}^4 c_i(k)|^2, \quad i=1, 2, 3, 4 \quad (8)$$

式中  $c_i(k) (i=1, 2, 3, 4; k=1, 2, \dots, K)$  是期望用户的相邻两

个比特符号为不同的四种组合对应的扩频序列与期望用户的特征序列相关而形成的相关序列,由特征序列唯一确定。为了确定期望用户的多径信号,先假设在扩频序列速率为 1.25Mchip/s、时延扩展不超过 8μs 的典型无线环境下,10 条可用于 RAKE 合并的多径全部存在,即  $c_i(k, ) = [c_i(k-1), c_i(k-2), \dots, c_i(k-10)]^T, i = 1, 2, \dots, 10$ 。由于多径信号经解扩匹配滤波器后的输出具有相关性,则当上述代价函数达到最小时,与有多径对应的  $| \rho_{ij} |$  为大于零的值,而无多径对应的  $| \rho_{ij} |$  为趋近于零的值。利用寻优的结果(即  $| \rho_{ij} |$  的大小)即可确定多径信号的数目及其时延。对上述代价函数寻优得到的  $w_{i,0,MSE}, i_{i,0,MSE}$  如下:

$$w_{i,0,MSE} = (I - R_{yy}^{-1} R_{yc} R_{cc}^{-1} R_{yc}^H)^{-1} R_{yy}^{-1} (r_{yc_0} - R_{yc} R_{cc}^{-1} r_{cc_0}), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (9)$$

$$i_{i,0,MSE} = R_{cc}^{-1} (R_{cc}^H w_{i,0,MSE} - r_{cc_0}), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{式中 } R_{yy} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(k) y^H(k), R_{yc} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(k) c_i^H(k, ), \\ R_{cc} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K c_i(k, ) c_i^H(k, ), r_{yc_0} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(k) c_i^*(k, ), \\ r_{cc_0} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K c_i(k, ) c_i^*(k, ), i = 1, 2, 3, 4 \end{aligned}$$

由于存在四种不同的相关序列,相应存在四种不同的  $w_{i,0,MSE}, i_{i,0,MSE}$ ,而相关序列在  $K+1$  时刻的相关值正是第二个比特符号的扩频序列与期望用户的特征序列完全匹配时的输出值,利用  $K+1$  时刻的相关值即可确定  $w_{0,MSE}, i_{0,MSE}$ 。定义如下函数:

$$f_i = | w_{i,0,MSE}^H Y(K+1) - c_i(K+1) - \frac{H}{i_{i,0,MSE}} c_i(K+1, ) |^2, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (11)$$

$$(w_{0,MSE}, i_{0,MSE}, c_0) = \min(f_1, f_2, f_3, f_4) \quad (12)$$

采用上述代价函数虽然能得到多径信号的数目、时延以及与实际相邻两个比特符号对应的相关序列  $c_0 = [c_0(1), c_0(2), \dots, c_0(K)]$ ,但是不能把  $w_{0,MSE}$  作为真正的空域波束形成权,空域波束形成权必须重新确定。

### 3.3 波束形成权的粗略估计

利用上面得到的多径信号的时延(设有  $J$  条多径信号,时延为  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_J$ )及相关序列  $c_0$ ,通过寻优下面的代价函数实现对波束形成权的粗略估计。

$$\min_w F_2(w) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K | w^H y(k) - c_0(k) - \sum_{j=1}^J c_0(k - \tau_j) |^2 \quad (13)$$

对  $w$  求导可得:

$$w_{1,MSE} = R_{yy}^{-1} r_{yc} \quad (14)$$

$$\text{式中 } R_{yy} \text{ 与上同, } r_{yc} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(k) (c_0(k) + \sum_{j=1}^J c_0(k - \tau_j))^*$$

### 3.4 波束形成权的精确估计

以上对  $w_{1,MSE}$  的估计只对  $K$  组数据进行批量处理,为了得到更为精确的波束形成权,可对信道参数基本不变的  $N$  个比特符号的  $NK$  组数据进行处理。方法是首先通过  $w_{1,MSE}$  对  $y(n)$  进行空域滤波,然后利用 RAKE 接收机对多径信号进行合并、符号判决得到对  $N$  个符号的估计值  $b_1(n), n = 1, 2, \dots,$

$N$ ,最后采用  $b_1(n)$  得到的相关序列  $c = [c(1), c(2), \dots, c(NK)]$ ,通过以下代价函数来实现对权的精确估计。

$$\min_w F_3(w) = \frac{1}{NK} \sum_{k=1}^{NK} \left| w^H y(k) - c(k) - \sum_{j=1}^J c(k - \tau_j) \right|^2 \quad (15)$$

对  $w$  求导可得:

$$w_{MSE} = R_{yy}^{-1} r_{yc} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{式中 } R_{yy} &= \frac{1}{NK} \sum_{k=1}^{NK} y(k) y^H(k), r_{yc} = \frac{1}{NK} \sum_{k=1}^{NK} y(k) (c(k) \\ &+ \sum_{j=1}^J c(k - \tau_j))^* \end{aligned}$$

## 4 计算机仿真分析

为了验证上述算法的有效性,本节对几种典型情况进行仿真。仿真采用 6 元等距线阵,阵元间距为半波长,期望用户信号与干扰信号均为 DS-SS-CDMA 信号,特征序列采用长度为 127 的不同 Gold 序列,假定期望用户完全同步,噪声是均值为 0、方差为 0.1 的空时高斯白噪声。

**例 1:**仿真根据  $| \rho_{ij} |$  大小确定期望用户多径信号的有效性。信号与干扰参数如表 1 所示,用户 1 为期望用户,有两条多径,其余用户信号为干扰信号,并且有几条强干扰信号,假定时延扩展不超过 6 个码片,每码片采样一次,仿真结果如表 2 第 1 行所示。将期望用户时延为 6 个码片的多径信号的 SNR 从 7dB 减小到 2dB,其余参数不变,仿真结果如表 2 第 2 行所示。从仿真结果可以看出:时延为 2 个码片和 6 个码片所对应多径信号的  $| \rho_{ij} |$  值远大于其它时延对应的  $| \rho_{ij} |$  值,因此,在信号数大于阵元数的条件下,采用该算法仍然能得到期望用户的多径信号,可实现多径信号的识别。

表 1 用户参数

用户	1			2		3	4	5	6
多径信号	1	2	3	1	2	1	1	1	1
DOA(度)	0	-3	+5	-60	-45	-30	+15	+40	-10
时延(码片)	0	2	6	0	2	0	0	0	0
SNR(dB)	10	9	7	30	13	16	28	8	9

表 2 仿真结果

期望用户第 2 条多径的 SNR	$  \rho_{11}  $	$  \rho_{12}  $	$  \rho_{13}  $	$  \rho_{14}  $	$  \rho_{15}  $	$  \rho_{16}  $
7dB	0.0491	0.7021	0.0083	0.0799	0.0560	0.5137
2dB	0.0329	0.7397	0.0146	0.0651	0.0819	0.2863

**例 2:**对采用不同的比特符号数得到的空域权进行比较。信号参数如表 1 所示,采用 4 个比特符号得到的空域权形成的方向图如图 2 所示。采用 10 个比特符号得到的空域权形成的方向图如图 3 所示。虚线均为用粗略估计的空域权形成的方向图,实线分别为用 4 个比特符号和 10 个比特符号得到的精确空域权形成的方向图。由图可见,所有的方向图均在强干扰的波达方向形成零点,在期望用户信号的波达方向形成主瓣,并且用户比特符号数增加对空域权无明显影响。即说明采用该算法形成空域权只需要少量的比特符号数。

**例 3:**本文提出的方法与 Zoltowski & Ramos 方法形成的方向图比较。仿真中均采用 4 个比特符号形成空域波束权,信号参数如表 3 所示,仿真结果如图 4(a) 所示。为了进行比较还给出了用户 1 的 DOA 为 +50 度和 +55 度的两条多径不存在

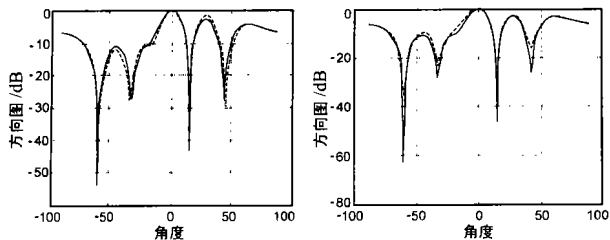


图2 4个比特符号形成 图3 10个比特符号形成  
的方向图 的方向图

时(其余参数与表3同)的仿真结果(如图4(b)).图中实线为本文方法形成的方向图,虚线为 Zoltowski & Ramos 方法形成的方向图.仿真结果表明:它们均在强干扰方向形成零点,并且当期望用户所有多径信号的 DOA 集中在一个很小范围内时,它们均在信号的 DOA 形成主瓣;当期望用户多径信号的 DOA 分得比较开时,本文方法仍能在所有多径方向形成主瓣,而 Zoltowski & Ramos 方法只能在一部分多径信号方向形成主瓣.因此从抑制干扰上讲二种方法差别不大,但从利用多径信号的角度来看,本文提出的方法优于 Zoltowski & Ramos 方法.下面对信干噪比指标作进一步仿真计算.

表3 用户参数

用户	1				2		3	4	5	6
多径信号	1	2	3	4	1	2	1	1	1	1
DOA(度)	0	-3	+50	+55	-60	-45	-30	+15	+40	+60
时延(码片)	0	2	6	4	0	2	0	0	0	0
SNR(dB)	10	9	7	8	30	13	16	28	8	15

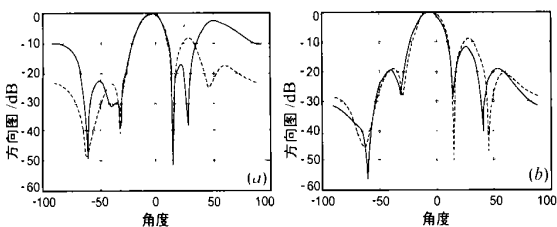


图4 两种方法波束形成方向图比较

例4:本文提出的方法与 Zoltowski & Ramos 方法信干噪比比较.信号参数如表3所示,到达接收机的多径相移随机,期望用户1的所有多径功率等比例变化,以模拟输入信干噪比的变化.每一输入信干噪比对应的输出信干噪比是通过10次独立实验输出的信干噪比进行平均得到的,而每一次实验的输出信干噪比是通过20个比特符号的信干噪比取平均得到.输入信干噪比是解扩前的每一阵元上的信干噪比,输出信干噪比是信号经解扩、空域滤波及等增益合并后的输出信干噪比.仿真结果如图5(a)所示,为了进行比较还给出了用户1的DOA为+50度和+55度的两条多径不存在时(其余参数与表3同)的仿真结果(如图5(b)).仿真结果表明:当期望用户所有多径信号的DOA集中在一个很小范围内时,两种方法性能曲线基本一致;当期望用户多径信号的DOA分得比较开时,本文提出的方法在高信干噪比下优于 Zoltowski & Ramos 方法.特别在信干噪比大于10dB时由于 Zoltowski & Ramos 方法存在信号相消现象而使性能急剧恶化,而本文提出的方法性

能稳定.

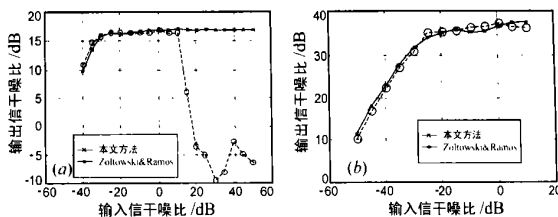


图5 两种方法信干噪比比较

### 5 结论

本文提出了一种新的基于相关函数序列的 CDMA 系统的盲波束形成方法.该方法既不需要已知信道参数,也不需要训练序列.与 Zoltowski & Ramos 方法相比,该方法具有识别多径信号、利用匹配滤波器输出的期望用户信号的所有能量以及所需用户比特符号数少的特点.当期望用户多径信号的时延粗略已知或精确已知时,运算量将大大减少.另外,虽然以上算法是在假定期望用户时延在一定范围内得到的,但该方法原则上不受多径时延值大小的限制.仿真结果证明了该方法的有效性.

### 参考文献:

[1] Qiang Wu, Kon Max Wong. Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1996, 44: 2757 - 2767.

[2] Wang x. Poor H V. Blind adaptive multiuser detection in multipath CDMA channel based on subspace tracking [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, 46: 3030 - 3044.

[3] Sheinvald J. On blind beamforming for multiple non-Gaussian signal and the constant modulus algorithm [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, 46: 1878 - 1885.

[4] Y-F Chen, M D Zolotowski, J Ramos, C Chatterjee, V P Roychowdhury. Reduced-dimension blind space-time 2-D rake receivers for DS-SS-CDMA communication systems [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, June 2000, 48: 1521 - 1536.

[5] J Ramos, M D Zolotowski, H Liu. Low complexity space-time processor for DS-SS-CDMA communications [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, Jan. 2000, 48: 39 - 52.

[6] M D Zolotowski, Ramos. Blind multiuser access interference cancellation for CDMA based PCS/ Cellular using antenna arrays [A]. Proc. ICASSP, Atlanta [C], GA, May, 1996: 2730 - 2733.

### 作者简介:

田孝华 男, 1965 年生于湖南省石门市. 西安电子科技大学博士生, 1989 年获空军电讯工程学院无线电导航工程专业学士学位, 1992 年获电子科技大学通信与电子系统专业硕士学位. 获军队科技进步三等奖两次. 感兴趣的研究方向为阵列信号处理、非平稳信号处理及移动通信等.

廖桂生 男, 1963 年生于广西灵川县. 教授, 博士生导师, 雷达信号处理重点实验室副主任, 1992 年获西安电子科技大学博士学位, 1999 年 11 月至 2000 年 11 月为香港中文大学高级访问学者. 主要从事统计信号处理、子波变换和神经网络及其在雷达、通信中的应用研究.