

# 一种空时盲自适应 RAKE 接收机

王 伶, 刘 芳, 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 多址干扰是直扩码分多址系统中的一个主要问题. 多用户检测技术和阵列天线已成为解决这一问题的两种主要方法. 将这两种方法结合起来的空时处理能大大提高系统的容量和性能. 本文提出了一种空时盲自适应 RAKE 接收机. 研究结果表明, 该接收机具有较强的抑制多址干扰和克服“远-近”效应的能力, 且能快速收敛.

**关键词:** DS-CDMA; RAKE 接收机; 空时处理; 多址干扰; 多径衰落

**中图分类号:** TN914. 5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 12-1779-04

## A Space-Time Blind Adaptive RAKE Receiver

WANG Ling, LIU Fang, JIAO Li-cheng

(National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** Multiple access interference (MAI) is a key problem in DS-CDMA. Both multiuser detection method and array antennas have been introduced to reduce the effect of the MAI respectively. In this paper, the two methods are combined and a novel space-time blind adaptive RAKE receiver is presented. With numerical simulations and performance analysis, it is shown that the receiver has the excellent performance in eliminating the MAI and resisting the effect of the “near-far” problem. Furthermore, the adaptive version of the receiver can converge rapidly.

**Key words:** DS-CDMA; RAKE receiver; space-time processing; multiple access interference; multipath fading channel

### 1 引言

直扩码分多址 (DS-CDMA) 系统在个人通信、室内通信、移动通信的应用中存在两个主要的问题: 多址干扰以及“远-近”效应问题.

多用户检测是抗多址干扰和解决“远-近”效应问题的一种有效方法<sup>[1]</sup>. 已出现的多用户检测器主要包括解相关检测器、最小均方误差检测器、多级检测器以及判决反馈检测器<sup>[2,3]</sup>. 这些检测器大大提高了传统检测器的性能, 但要求用户信息较多且其高复杂性使得实现起来很困难, 再者, 通信系统本身是一个实时性极强的系统. 为此, 出现了大量有关自适应、盲自适应多用户检测器的研究<sup>[4-6]</sup>, 但这些检测器仅讨论了同步或异步的情况, 而没有涉及多径衰落环境下的信号接收问题.

近来, 对自适应阵列技术的大量研究表明, 使用空时信号处理可以更进一步提高通信系统的性能和容量, 并能抑制多址干扰和码间串扰<sup>[7-9]</sup>. 其中, 文献[8]提出的波束域空时盲 RAKE 接收机具有良好的检测性能, 但只适用于扇区化系统, 其性能提高在一定程度上是靠增加硬件成本而得到, 且各个扇区的定位和切换也引入了一些不确定因素. 本文针对全向天线提出了一种空时盲自适应 RAKE 接收机, 该接收机利用广义旁瓣相消的思想对期望用户的多径分量进行多波束形

成, 然后对多径分量进行盲自适应 RAKE 接收. 该接收机具有优异的抗多径、抗多址干扰以及抗“远-近”效应能力, 是一种性能优越且实用性很强的接收机.

### 2 空时信号模型

设小区中有  $K$  个同频干扰用户; 用户  $k$  的多径数和归一化特征波形分别为  $L_k, s_k(t)$ ; 采用二进制相移键控调制方式, 则第  $k$  个用户的数据比特流经扩频后的基带信号为

$$x_k(t) = \sqrt{w_k} \sum_{i=0}^{M-1} b_k(i) s_k(t - iT), k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

式中,  $M$  是用户数据比特流长度,  $\sqrt{w_k}, b_k(i)$  分别表示第  $k$  个用户的信号幅度和第  $i$  个信息码, 且  $b_k(i) \in \{\pm 1\}$ . 若  $T$  和  $T_c$  分别是数据比特持续时间和码片周期, 则处理增益  $N = T/T_c$ . 设阵列天线阵元数为  $P$ , 则接收模型冲激响应为

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} a_{kl} \alpha_{kl} \delta(t - \tau_{kl}) \quad (2)$$

上式中,  $\alpha_{kl}, \tau_{kl}, a_{kl}$  分别是用户  $k$  第  $l$  条路径的信道衰落 (含相位)、传输时延以及到达阵列天线的方向向量. 并且

$$a_{kl} = [a_{kl,1}, \dots, a_{kl,p}]^T = \exp^{j\phi_{kl}} [1, \exp^{j(2\pi d/\lambda) \sin\theta_{kl}}, \dots, \exp^{j(2\pi d(P-1)/\lambda) \sin\theta_{kl}}]^T \quad (3)$$

其中,  $d, \lambda, \theta_{kl}, \phi_{kl}$  分别是天线阵元间距、载波波长、用户  $k$  第  $l$

收稿日期: 2001-07-30; 修回日期: 2002-01-28

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60073053); 国家 863 计划 (No. 863-317-03-05-99)

条路径信号的到达角以及到达第 1 个阵元时的相位. 所以, 阵列天线接收的信号为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) * h_k(t) + \sigma n(t) \\ = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \sqrt{w_k} b_k(i) \sum_{l=1}^L a_{kl} \alpha_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \sigma n(t) \quad (4)$$

式中, \* 表示卷积运算,  $\sigma$  是正常数因子,  $n(t)$  是归一化零均值  $P \times 1$  维复高斯白噪声向量.

设用户 1 为期望用户且 RAKE 接收机的支路数为  $L$ , 接收信号经过匹配滤波后以码片速率采样, 可得如下的离散形式

$$Y(i) = [y(0), y(1), \dots, y(N+L-2)] \\ = \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} a_{1l} c_{\tau_{1l}}^T b_1(i) + I(i) + Q(i) + N(i) \\ = H_1 b_1(i) + I(i) + Q(i) + N(i) \quad (5)$$

式中  $c_{\tau_{1l}}$  是用户 1 第  $l$  条路径的广义特征波形向量, 依赖于时延  $\tau_{1l}$ , 由下面  $(N+L-1) \times L$  矩阵的其中一列构成

$$S_1 = \begin{bmatrix} c_1[0] & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & c_1[0] & \ddots & \vdots \\ c_1[N-1] & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & c_1[N-1] & \ddots & c_1[0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_1[N-1] \end{bmatrix} \quad (6)$$

$I(i)$  是码间干扰项,  $Q(i)$  是多址干扰项

$$I(i) = \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} a_{1l} c_{\tau_{1l}}^{(-)T} b_1(i-1) \\ + \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} a_{1l} c_{\tau_{1l}}^{(+T)} b_1(i+1) \\ Q(i) = \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{w_l} \alpha_{kl} a_{kl} c_{\tau_{kl}}^T b_k(i) \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{w_l} \alpha_{kl} a_{kl} c_{\tau_{kl}}^{(-)T} b_k(i-1) \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{w_l} \alpha_{kl} a_{kl} c_{\tau_{kl}}^{(+T)} b_k(i+1)$$

式中  $c_{\tau_{1l}}^{(-)}$ 、 $c_{\tau_{1l}}^{(+)}$  分别是对应于符号  $b_1(i-1)$  和  $b_1(i+1)$  的广义特征波形向量;  $c_{\tau_{kl}}^{(-)}$ 、 $c_{\tau_{kl}}^{(+)}$  是相应于多址干扰用户的广义特征波形向量, 其定义与期望用户类似.  $N(i)$  是空时白噪声矩阵. 从式(5)可看出,  $H_1$  是用户 1 的空时组合特征矩阵:

$$H_1 = \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} a_{1l} c_{\tau_{1l}}^T \quad (7)$$

可见, 设计用户 1 接收机的目的在于从式(5)中去掉  $H_1$ , 从而恢复出发射数据  $b_1(i)$ .

### 3 空时盲自适应 RAKE 接收机

传统的空时二维 RAKE 接收机需要知道期望用户的特征波形、多径时延、信道参数以及多径方向向量, 本文提出的空时盲自适应 RAKE 接收机不需已知信道参数. 其结构由三部分组成, 如图 1 所示, 首先利用广义旁瓣相消(GSC)的思想设

计自适应空域滤波器, 使期望用户的多径信号通过空域滤波器, 从而部分抑制了干扰信号; 然后, 利用同样的思想设计盲自适应多用户检测器解扩各多径信号; 最后进行最大比率合并. 空域滤波器的设计需要已知波达方向角, 但期望用户的特征波形是精确已知的, 采用多用户检测和最大比率合并能很大程度地提高系统性能, 从接收机的整体角度看, 可以允许波达方向角存在一定的模糊性.

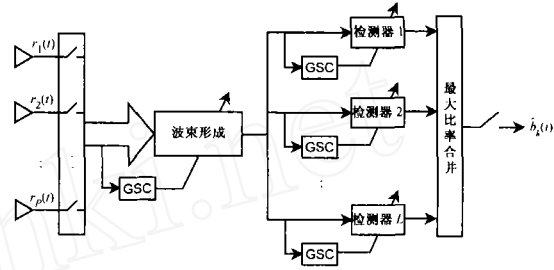


图 1 空时盲自适应 RAKE 接收机

#### 3.1 空域滤波

采用线性约束最小方差(LCMV)准则来设计空域滤波器

$$\begin{cases} \min_w w^H R_y w \\ w^H C = g^H \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $C = [a_{11}, \dots, a_{1L}]$ ,  $g$  为  $L \times 1$  维的约束向量,  $R_y = E[yy^H]$ . 将这一约束优化问题转化为无约束优化问题, 则空域滤波器为

$$w = w_q - C_n w_a \quad (9)$$

其中  $w_q$  满足  $w_q^H C = g^H$ ;  $C_n$  是信号阻塞矩阵, 满足  $C_n^H C = 0$ , 即  $C_n = \text{null}(a_{11}, a_{12}, \dots, a_{1L})$ ,  $\text{null}$  表示零空间;  $w_a$  是滤波器的自适应部分. 目标函数转化为

$$J(w_a) = \min_{w_a} (w_q - C_n w_a)^H R_y (w_q - C_n w_a) \quad (10)$$

令上式相对于  $w_a$  的梯度为零, 可得

$$C_n^H R_y (w_q - C_n w_a) = 0 \quad (11)$$

求解上式可得

$$w_{opt} = (C_n^H R_y C_n)^{-1} C_n^H R_y w_q \quad (12)$$

因此, 稳态时的最佳空域滤波器为

$$w_{opt} = w_q - C_n w_{opt} \quad (13)$$

为此, 可得空域滤波器的输出为

$$z^T(i) = w_{opt}^H Y(i) \\ = \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} c_{\tau_{1l}}^T b_1(i) + \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} c_{\tau_{1l}}^{(-)T} b_1(i-1) \\ + \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} c_{\tau_{1l}}^{(+T)} b_1(i+1) + w_{opt}^H Q(i) + w_{opt}^H N(i) \quad (14)$$

由上可知, 期望用户的各多径分量全部通过空域滤波器. 与常规波束形成类似, 当总的多径数不大于天线数, 即  $P \geq KL$  时, 自适应空域滤波可将干扰全部置零, 但实际中一般  $P < KL$ , 所以干扰仅仅被部分抑制. 空域滤波器自适应更新可采用如下的 LMS 算法和 RLS 算法来实现. LMS 算法更新公式:  $w_a(i) = w_a(i-1) + \mu [w_a^H(i) - w_a^H(i-1) C_n^H y(i)]^* C_n^H y(i)$ , 其中  $\mu$  是学习速率. RLS 算法更新公式:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_a(0) &= \mathbf{0}, \mathbf{v}(i) = \mathbf{C}^H \mathbf{y}(i), \mathbf{R}_v^{-1}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I} \\
 \mathbf{k}(i) &= \frac{\mathbf{R}_v^{-1}(i-1) \mathbf{v}(i)}{\lambda + \mathbf{v}^H(i) \mathbf{R}_v^{-1}(i-1) \mathbf{v}(i)} \\
 \mathbf{R}_v^{-1}(i) &= \lambda^{-1} [\mathbf{I} - \mathbf{k}(i) \mathbf{v}^H(i)] \mathbf{R}_v^{-1}(i-1) \\
 \mathbf{w}_a(i) &= \lambda \mathbf{w}_a(i-1) + \mathbf{R}_v^{-1}(i) \mathbf{v}(i) \mathbf{y}^H(i) \mathbf{w}_q
 \end{aligned}$$

其中  $\delta$  一个小常数,  $0 < \lambda < 1$  是遗忘因子.

### 3.2 盲自适应 RAKE 接收

对空域滤波器的输出进行盲自适应 RAKE 接收,接收机中每一支路采用盲多用户检测器,该检测器能抑制码间干扰并能进一步抑制多址干扰.设 RAKE 接收机中第  $l$  条支路的检测器为  $\mathbf{g}_l$ ,可采用与空域滤波器类似的方法来设计多用户检测器.设  $\mathbf{g}_l = \mathbf{S}_l(:, l) - \mathbf{M} \mathbf{u}_l$ ,其中  $\mathbf{S}_l(:, l)$  表示用户 1 广义特征波形矩阵  $\mathbf{S}_l$  的第  $l$  列,  $\mathbf{M} = \text{null}(\mathbf{S}_l(:, l))$ ,  $\mathbf{u}_l$  是检测器  $\mathbf{g}_l$  的自适应部分.盲多用户检测器可最小化下面的目标函数来获得

$$\begin{aligned}
 J(\mathbf{u}_l) &= \min_{\mathbf{u}_l} E \{ | \mathbf{S}_l^H(:, l) \mathbf{z}(i) - \mathbf{u}_l^H \mathbf{M}^H \mathbf{z}(i) |^2 \} \\
 &= \min_{\mathbf{u}_l} [ \mathbf{S}_l(:, l) - \mathbf{M} \mathbf{u}_l ]^H \mathbf{R}_z [ \mathbf{S}_l(:, l) - \mathbf{M} \mathbf{u}_l ] \quad (15)
 \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{R}_z = E[ \mathbf{z}(i) \mathbf{z}^H(i) ]$ .令上式梯度为零,可得

$$\mathbf{g}_{\text{opt}} = [ \mathbf{I} - \mathbf{M} (\mathbf{M}^H \mathbf{R}_z \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^H \mathbf{R}_z ] \mathbf{S}_l(:, l) \quad (16)$$

其中  $l = 1, \dots, L$ .第  $l$  条支路检测器的输出为

$$\begin{aligned}
 x_l(i) &= \mathbf{g}_{\text{opt}}^H \mathbf{z}(i) \\
 &= \sqrt{w_1} \alpha_{1l} b_1(i) + \sqrt{w_1} \sum_{m=1, m \neq l}^L \alpha_{1l} \mathbf{g}_{\text{opt}}^H \mathbf{c}_{1l} b_m(i) \\
 &\quad + \sqrt{w_1} \sum_{l=1}^L \alpha_{1l} \mathbf{g}_{\text{opt}}^H [ \mathbf{c}_{\tau_{1l}}^{(-)} b_1(i-1) + \mathbf{c}_{\tau_{1l}}^{(+)} b_1(i+1) ]^T \\
 &\quad + \mathbf{g}_{\text{opt}}^H [ \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{Q}(i) + \mathbf{g}_{\text{opt}}^H [ \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{N}(i) ]^T \\
 &= \sqrt{w_1} \alpha_{1l} b_1(i) + u_l(i) \quad (17)
 \end{aligned}$$

检测器也可采用类似于空域滤波器的 LMS 和 RLS 算法来自适应更新.

### 3.3 最大比率合并

将  $L$  条支路检测器的输出排成矢量,可得

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_1(i) &= [ x_1(i), \dots, x_L(i) ]^T \\
 &= \sqrt{w_1} \mathbf{a}_1 b_1(i) + [ u_1(i) \dots u_L(i) ]^T \\
 &= \sqrt{w_1} \mathbf{a}_1 b_1(i) + \mathbf{u}_1(i) \quad (18)
 \end{aligned}$$

其中,信道参数  $\mathbf{a}_1 = [ \alpha_{11}, \dots, \alpha_{1L} ]^T$ .对  $\mathbf{x}_1(i)$  中的各分量进行相干合并可以进一步增强输出信于噪比.令  $\mathbf{R}_x$  为  $\mathbf{x}_1(i)$  的自相关矩阵.理论上,最佳合并向量为  $\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}_1$ ,要求明确知道信道参数  $\mathbf{a}_1$ .但是,从上面的讨论中可知,由于  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$ 、 $\mathbf{g}_{\text{opt}}$  是分别最小化式(10)和(15)的均方能量得到的,干扰和噪声得到很大程度的抑制.因此,  $\mathbf{x}_1(i)$  各分量中的信号功率明显高于  $\mathbf{u}_1(i)$  中各分量的功率,即有

$$\mathbf{R}_x = w_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H + \mathbf{R}_u \approx w_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \quad (19)$$

因此,可以用  $\mathbf{R}_x$  的主特征向量来替代最佳合并向量.本文中采用投影逼近子空间跟踪算法(PSTd)来更新主特征向量<sup>[10]</sup>.设  $\mathbf{R}_x$  的主特征向量为  $\mathbf{h} = [ h_1, \dots, h_L ]^T$ ,则可得判决统计量

$$\hat{b}_i(i) = \text{sign}[ \mathbf{h}^H \mathbf{x}_1(i) ] \quad (20)$$

## 4 仿真实例及性能分析

定义用户  $k$  的信噪比、用户 1 接收机输出均方误差分别为

$$\text{SNR}_k = w_k \| \mathbf{a}_k \|^2 / \sigma^2 \quad (21)$$

$\text{MSE} =$

$$E \left\{ \left[ \sum_{l=1}^L h_l^* \mathbf{g}_l^H [ \sqrt{w_1} \alpha_{1l} b_1(i) \mathbf{S}(:, l) \mathbf{a}_{1l}^T - \mathbf{Y}^T(i) ] \mathbf{w}^*(i) \right]^2 \right\} \quad (22)$$

仿真实例中采用 31 位 Gold 码,用户数和各个用户的路径数分别为 8,3.设期望用户为用户 1,其余用户均为干扰用户,则  $\text{SNR}_E = \text{SNR}_1, \text{SNR}_l = \text{SNR}_{2-8}$ .信噪比的单位均为 dB.下面的分析由大量蒙特卡罗仿真得到.

**实例 1** 仿真本文提出的空时盲自适应 RAKE 接收机(STBRAKE)的收敛情况,将 STBRAKE 的 LMS 和 RLS 实现形式作了比较,如图 2 所示.天线阵元数为 4,  $\text{SIR}_E = 5, \text{SIN}_l = 15$ ,即存在很强的多址干扰.从图中可见,STBRAKE 的 LMS 实现需要约 300 次迭代才能收敛,而 RLS 实现只需约 100 次迭代即可稳定.

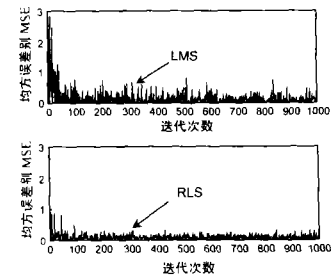


图 2 STBRAKE 接收机收敛曲线

**实例 2** 仿真了空域滤波的性能.天线阵元数为 10,  $\text{SIR}_E = 5, \text{SIN}_l = 15$ ,期望用户多径信号的波达方向角(DOA)分别为  $-20^\circ, 0^\circ, 30^\circ$ ,结果如图 3 所示.期望用户的信号完全通过滤波器,干扰信号得到部分抑制.通常,由于天线阵元数小于多径信号数,干扰不能全部置零,所以本文对空域滤波器的输出进行盲多用户检测,再按最大比率合并以进一步抑制干扰.

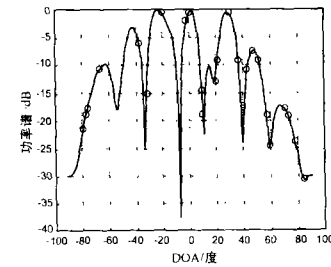


图 3 波束形成方向图

所示.期望用户的信号完全通过滤波器,干扰信号得到部分抑制.通常,由于天线阵元数小于多径信号数,干扰不能全部置零,所以本文对空域滤波器的输出进行盲多用户检测,再按最大比率合并以进一步抑制干扰.

**实例 3** 仿真 STBRAKE 的 LMS 和 RLS 实现的稳态性能,分别记为 STBRAKELMS 和 STBRAKERLS,并与传统空时二维 RAKE 接收机(CDRAKE)的性能作了比较.天线阵元数为 4.比较了各个干扰用户信噪比不变(设各干扰用户信噪比相等)而期望用户信噪比变化时的比特误码率变化情况,  $\text{SIN}_l = 18$ ,即存在很强的多址干扰.结果如图 4.由图可见,STBRAKELMS 和 STBRAKERLS 的性能均优

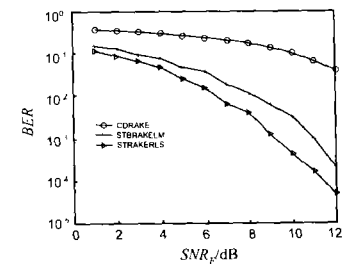


图 4 STBRAKE 接收机误码率性能 1

于 CDRAKE, 而 STBRAKERLS 的性能最好。

**实例 4** 条件同实例 3. 仿真期望用户信噪比不变而干扰用户信噪比变化(设各干扰用户信噪比相等)时的误码率变化情况,  $SIR_E = 10$ , 见图 5. 由图可见, STBRAKELMS 和 STBRAKERLS 抑制多址的能力均优于 CDRAKE, 而 STBRAKERLS 的性能最好。

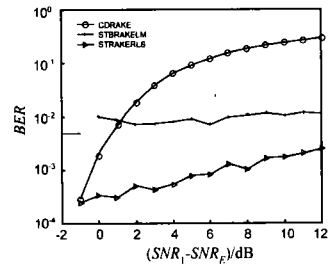


图 5 STBRAKE 接收机误码率性能 2

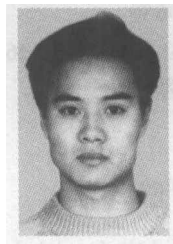
## 5 结论

本文利用广义旁瓣相消的思想来设计空域滤波器和时域盲多用户检测器, 并给出了 LMS 和 RLS 自适应实现, 提出了一种新的空时盲自适应 RAKE 接收机. 仿真结果表明, 该接收机具有较强的抑制多址干扰和抗多径干扰能力, 大大提高了传统空时二维 RAKE 接收机的性能. 因此很好地解决了多址干扰以及“远-近”效应问题。

## 参考文献:

- [ 1 ] Verdu S. Optimum multiuser asymptotic efficiency[J]. IEEE Trans on COM, 1986, 34(9): 890 - 897.
- [ 2 ] Xie Z, Shot R T, et al. A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications[J]. IEEE J Select. Area Commun, 1990, 8(4): 683 - 690.
- [ 3 ] Duel-Hallen A. A family of multiuser decision-feedback multiuser detector for asynchronous code-division multiple access channels[J]. IEEE Trans on COM, 1995, 41(2): 285 - 290.
- [ 4 ] Mitra U, Poor H V. Analysis of an adaptive decorrelating detector for synchronous CDMA channels[J]. IEEE Trans on COM, 1996, 44(2): 257 - 268.
- [ 5 ] Honig M, Madhow U, et al. Blind adaptive multiuser detection[J]. IEEE Trans on IT, 1995, 41(4): 944 - 960.
- [ 6 ] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 国防工业出版社, 2000. 12.
- [ 7 ] Wong T F, Lok T M, et al. A linear receiver for direct-sequence spread-spectrum multiple-access systems with antenna arrays and blind adaptation[J]. IEEE Trans on IT, 1998, 44(2): 659 - 676.
- [ 8 ] Lee T S, Tsai T C, et al. A beamspace-time interference cancelling CDMA receiver for sectored communication in a multipath environment[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2001, 19(7): 1374 - 1384.
- [ 9 ] Wang X D, Poor H V. Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels[J]. IEEE Trans on SP, 1999, 47(9): 2356 - 2373.
- [ 10 ] Yang B. Projection approximation subspace tracking[J]. IEEE Trans on SP, 1995, 43(1): 95 - 107.

## 作者简介:



王 伶 男, 1978 年出生于贵州仁怀. 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为多用户检测、智能天线以及神经网络在通信中的应用。

刘 芳 女, 1963 年出生于北京. 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为网络智能信息处理与模式识别。