

# 频率选择性衰落信道下 DS-CDMA 系统发射分集技术

黄 晖, 廖桂生, 张林让

(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:** 本文研究多径频率选择性衰落信道下, DS-CDMA 系统开环发射分集技术. 提出了一种将线性多用户检测与发射分集相结合的新方法, 该方法能在克服信道衰落的同时抑制多址干扰和码间串扰. 针对两种不同的扩频码分配方式, 本文分别给出了盲和半盲的信道估计和检测算法. 仿真结果表明, 本文所提方法的性能优于基于空时分组码的 RAKE 接收机, 特别是存在远近效应时性能改善更大.

**关键词:** 发射分集; 多用户检测; 空时编码; CDMA 接收机

**中图分类号:** TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)12A-1900-04

## Transmit Diversity Technique for DS-CDMA Systems in a Frequency Selective Fading Environment

HUANG Hui, LIAO Gui-sheng, ZHANG Lin-rang

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

**Abstract:** In this paper, the method of using open loop transmit diversity in a multi user DS-CDMA system operating in a frequency selective fading environment is considered. A novel approach is proposed for linear multi user detection in conjunction with transmit diversity to combat channel fading, multi user interference and inter symbol interference. By assigning spreading codes, blind and semi blind algorithms are developed for channel estimation and detection. Simulation results demonstrate that the proposed technique offers substantial performance over the RAKE receiver based on space time block codes, especially in a near far situation.

**Key words:** transmit diversity; multi user detection; space time coding; CDMA receiver

### 1 引言

采用多接收天线的空时二维处理方法可以有效提高 CDMA 系统的接收性能, 然而, 由于尺寸和成本的限制, 移动台通常只能采用单天线. 特别是对于微小区、非移动用户, 在这种情况下没有足够的时间和空间可分离多径, 并且用户有可能长时间处于深衰落状态. 这些因素使时间分集和频率分集很难实现. 因此, 在基站采用发射分集技术十分必要. 近来的研究表明, 发射分集技术可以在不增加系统带宽的情况下, 改善无线通信系统的性能<sup>[1]</sup>. 通常发射分集分为两大类: 闭环系统和开环系统. 在闭环系统中, 基站利用已知的下行信道衰落信息完成发射分集; 在开环系统中, 发射分集不利用信道衰落信息. 对于 TDD 系统, 基站可以通过估计上行信道进而得到下行信道衰落信息. 对于 FDD 系统, 下行信道衰落信息必须由移动台反馈给基站. 但是, 对于针对所有用户的下行广播信道, 只能采用开环发射分集.

文献[2]提出了一种针对窄带系统基于空时分组码的开环发射分集方法, 该方法具有解码简单的优点. 文献[3]综述了基于空时码的发射分集技术在 TDMA 系统中的应用. 近来

的研究将该方法推广到 CDMA 系统<sup>[4-6]</sup>. 分别提出了不同的将空时编码与多用户检测相结合的处理方法. 其中, 文献[4]对于不同天线, 采用相互正交的扩频序列, 该方法适用于同步 CDMA 系统. 文献[5]给出了一种适用于 TDD 系统的发射分集方法, 该方法假设信道假设信道确知. 文献[6]的方法是对每个天线发射的信号单独进行多用户检测, 然后再将检测结果合并, 该文方法属于将多用户检测与空时解码级连处理.

本文结合多用户检测<sup>[7,8]</sup>和基于空时分组码的发射分集技术, 提出了一种适用于异步 CDMA、FDD 系统、频率选择性信道的发射分集与接收处理方法. 本文方法联合进行空时解码与多用户检测, 使接收机能够对两个发射天线传播支路进行联合多用户检测, 避免了当两信道强相关情况下单支路多用户检测失效问题, 从而提供了更好的抗信道衰落和抑制多址干扰及码间串扰的能力, 并且, 本文方法只需已知期望用户的扩频序列和粗略的定时信息. 本文中分别讨论了两个天线采用不同扩频码和相同扩频码的情况, 对于不同扩频码, 本文给出了基于子空间的盲信道估计方法, 对于相同扩频码, 本文将训练序列与子空间方法相结合完成信道估计. 得到信道估

计值后, 本文采用线性最小均方误差准则完成期望信号检测。

## 2 信号模型

假设系统中有  $K$  个用户, 每个用户符号速率相同, 以 QPSK 调制为例, 扩频增益为  $G$ ,  $d_n^k$  表示第  $k$  个用户的第  $n$  个符号, 采用直接序列周期扩频方式。假设小区半径不大, 使得信道时延扩展  $L T_c$  远小于符号周期  $T$ , 其中,  $T_c$  表示码片周期。

本文采取如下发射分集方案: 采用两个发射天线和一个接收天线, 形成两条信号传播支路。两发射天线间距足够远 (在基站应大于十个波长), 从而, 确保两条信号传播支路的信道统计不相关。本文采用 Alamouti 空时分组编码方法<sup>[2]</sup>, 利用  $\{d_{2n}^k, d_{2n+1}^k\}$  构造两组数据  $\{d_{2n}^k, d_{2n+1}^{k*}\}, \{-d_{2n+1}^k, d_{2n}^{k*}\}$ , 然后将两组数据同步送至两个发射天线, 分别扩频后发射。 $\{c_{i,1}^k, c_{i,2}^k, \dots, c_{i,G}^k\}$ ,  $i=1, 2$  为第  $k$  个用户第  $i$  个发射天线使用的扩频序列。在所有  $K$  个用户中, 可以全部采用上述发射分集方法; 也可以是部分用户 (如公共广播信道) 采用上述发射分集, 而其它用户采用单天线发射或反馈发射分集方法。不失一般性, 假设用户 1 为期望用户, 对接收到的第  $2n$  和  $2n+1$  个符号周期内的基带信号按码片速率采样得两个  $G \times 1$  维向量:

$$\begin{aligned} x(2n) &= [A \quad B] \begin{bmatrix} d_{2n}^1 \\ -d_{2n+1}^1 \end{bmatrix} + N(2n), \\ x(2n+1) &= [A \quad B] \begin{bmatrix} d_{2n+1}^1 \\ d_{2n}^1 \end{bmatrix} + N(2n+1) \end{aligned} \quad (1)$$

上式中  $A, B$  分别表示, 由两条信号传播支路的符号级信道响应在第一个符号周期内的采样值构成的向量。小区半径较小情况下, 多径时延扩展仅为几个码片周期, 期望信号能量主要集中在  $A, B$  中。

$$\begin{aligned} A = C_1^1 H_1^1 &= \begin{bmatrix} c_{1,1}^1 & 0 & 0 \\ c_{1,2}^1 & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & c_{1,1}^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{1,G}^1 & \dots & c_{1,G-L+1}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1,1}^1 \\ \vdots \\ h_{1,L}^1 \end{bmatrix}, \\ B = C_2^1 H_2^1 &= \begin{bmatrix} c_{2,1}^1 & 0 & 0 \\ c_{2,2}^1 & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & c_{2,1}^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{2,G}^1 & \dots & c_{2,G-L+1}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{2,1}^1 \\ \vdots \\ h_{2,L}^1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $H_i^1$  表示用户 1 的第  $i$  条传播支路的码片级信道响应, 由发送滤波器、接收滤波器和发射天线  $i$  至接收天线间的信道响应确定。

为了能够在接收端联合利用两条传播支路的信道, 进行多用户检测, 我们利用  $x(2n)$  及  $x(2n+1)$  的共轭构造向量:

$$\begin{aligned} y(n) &= \begin{bmatrix} x(2n) \\ x^*(2n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B \\ B^* & A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{2n}^1 \\ d_{2n+1}^1 \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} N(2n) \\ N^*(2n+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

从式(3)可以看到, 在  $y(n)$  中对应于期望用户符号  $d_{2n}^1$  的响应向量为:

$$G_1^1 = \begin{bmatrix} A \\ B^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1^1 & 0 \\ 0 & C_2^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$y(n)$  中对应于期望用户符号  $d_{2n+1}^1$  的响应向量为:

$$G_2^1 = \begin{bmatrix} -B \\ A^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -C_2^1 \\ C_1^1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

可以证明无论  $C_1^1$  与  $C_2^1$  及  $H_1^1$  与  $H_2^1$  是否相同,  $G_1^1$  和  $G_2^1$  都不相关。并且式(3)的第一项表示期望用户第  $2n$  及  $2n+1$  个符号的信息, 第二项包括了多址干扰、码间串扰以及加性信道白噪声。假设各用户的各符号是不相关的, 则第一项与第二项不相关。分别对  $G_1^1$  和  $G_2^1$  按导向约束最小均方误差准则设计滤波器, 则可以抑制多址干扰、码间串扰以及两条传播支路间的干扰。由于同时利用了两条传播支路, 因此, 能够得到较好的分集效果。与单传播支路分别检测, 然后合并的方法<sup>[6]</sup>相比, 本文分集方法克服了当两支路响应强相关情况下 (如只存在直达路径, 且同一用户两天线使用相同扩频码), 无法抑制支路间干扰的问题。

由于我们的处理方法只针对期望用户信号, 并不要求其它用户与期望用户同步, 因此, 本文方法同样适用于异步 CDMA 系统。下面我们介绍基于子空间的信道响应估计方法, 以及进一步的检测方法。

## 3 接收机设计

### 3.1 线性最小均方误差接收机

从上节给出的信号模型及发射分集方法可知, 如果已知信道响应  $G_1^1$  与  $G_2^1$ , 则我们可以按导向约束最小均方误差准则设计滤波器:

$$\begin{aligned} W_i &= \arg \min_w w^H R_{yy} w \\ &\text{subject to } W_i^H G_i^1 = 1 \end{aligned}, \quad i=1, 2 \quad (6)$$

求解上述优化问题, 可以得到具有多址干扰和码间串扰抑制能力的线性最小均方误差意义上的接收机:

$$d_{2n}^1 = W_1 y(n) = R_{yy}^{-1} G_1^1 y(n) \quad (7)$$

$$d_{2n+1}^1 = W_2 y(n) = R_{yy}^{-1} G_2^1 y(n) \quad (8)$$

上式中  $R_{yy}$  为采样数据  $y(n)$  的相关矩阵 (实际处理中用采样平均代替统计平均)。对其进行特征分解得:

$$R_{yy} = E\{y(n) y^H(n)\} = U_s \Lambda_s U_s^H + \delta^2 U_n U_n^H \quad (9)$$

其中,  $U_s$  为大特征值对应的特征向量组成的矩阵, 它的列空间张成了信号子空间;  $U_n$  为小特征值对应的特征向量组成的矩阵, 它的列张成噪声子空间, 并且与信号子空间垂直。式(7)、(8)中的最小均方误差权  $W_1, W_2$  应属于信号子空间, 这是因为任何属于噪声子空间的权分量对期望信号并无贡献, 而只能增加噪声能量。因此, 我们可以得到进一步的降维最小均方误差滤波器:

$$W_1 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H G_1^1, \quad W_2 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H G_2^1 \quad (10)$$

至此, 我们可以看到问题归结为如何从观测数据  $y(n)$  中估计出信道响应  $G_1^1$  与  $G_2^1$ 。

下面我们分别介绍两发射天线使用相同或不同扩频码情况下, 基于子空间的盲或半盲的信道估计方法. 在这里需要说明的一点是, 基于子空间的信道估计方法要求噪声子空间维数大于信道时延扩展  $L$ . 为满足这一条件, 在用户数较多时可采用多倍码片速率采样或采用符号间平滑. 本文为了便于描述问题, 采用码片速率采样且没有采用符号间平滑, 但是本文的发射分集及检测算法可直接推广到多倍码片速率采样或采用符号间平滑的情况.

### 3.2 信道估计

当两发射天线使用不同的扩频码时, 现有的基于子空间的盲信道估计方法<sup>[9]</sup>, 可以有效地分别估计出两条传播支路的信道响应. 但是, 现有方法的估计结果与实际信道相差一个未知常数, 即无法得到两传播支路间的相对幅相关系. 本文的盲信道估计方法, 联合估计两支路的信道, 从而, 能够确知两支路的幅相关系. 这对空时解码是非常重要的.

由于  $G_1^1$  与  $G_2^1$  包含于信号子空间, 因此, 得:

$$U_n^T G_1^1 = U_n^H \begin{bmatrix} C_1^1 & 0 \\ 0 & C_2^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = 0 \quad (11)$$

1 4 4 2 4 4 3  
K<sub>1</sub>

$$U_n^T G_2^{1*} = U_n^T \begin{bmatrix} 0 & -C_2^1 \\ C_1^1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = K_2 \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = 0 \quad (12)$$

1 4 4 2 4 4 3  
K<sub>2</sub>

由式(11)(12)得:

$$\begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix}^H \mathbf{K} \mathbf{K} \begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = 0$$

1 4 4 2 4 4 3  
K K

(13)

当两发射天线使用不同扩频码, 即,  $C_1^1 \neq C_2^1$  时, 矩阵  $\mathbf{K} \mathbf{K}$  存在唯一的接近于 0 的最小特征值, 与其对应的特征向量就是  $[H_1^1 \quad H_2^{1*}]^T$  的估计结果. 最后根据式(4)、(5)可得到  $G_1^1$  与  $G_2^1$ .

当两天线使用相同扩频码, 即,  $C_1^1 = C_2^1$  时, 矩阵  $\mathbf{K} \mathbf{K}$  存在两个接近于 0 的小特征值, 与其对应的特征向量  $v_1, v_2$  张成的子空间包含  $[H_1^1 \quad H_2^{1*}]^T$ . 在这种情况下, 我们无法直接得到信道估计结果, 必须借助于训练信号. 设:

$$\begin{bmatrix} H_1^1 \\ H_2^{1*} \end{bmatrix} = [v_1 \quad v_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \mathbf{V} \mathbf{X} \quad (14)$$

1 4 2 4 3  
v

其中  $\mathbf{X}$  为未知二维向量, 根据式(10), 最小均方误差权可表示为:

$$\mathbf{W}_1 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H G_1^1 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H \begin{bmatrix} C_1^1 & 0 \\ 0 & C_1^1 \end{bmatrix} \mathbf{V} \mathbf{X} \quad (15)$$

1 4 4 4 4 2 4 4 4 4 3  
Q<sub>1</sub>

$$\mathbf{W}_2 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H G_2^1 = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H \begin{bmatrix} 0 & -C_1^1 \\ C_1^1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^* \mathbf{X}^* \quad (16)$$

1 4 4 4 4 2 4 4 4 4 3  
Q<sub>2</sub>

定义均方误差意义上的代价函数:

$$J = \sum_{i=1}^N \{ |d_{2i+1}^1|^2 + |W_2^H y(i) - d_{2i+1}^1|^2 \} \quad (17)$$

上式中  $\{d_{2i+1}^1 \dots d_{2N+1}^1\}$  为已知的训练序列, 将式(15)、(16)代入式(17), 除  $\mathbf{X}$  外, 其它都为确知量. 当  $\mathbf{X}$  的取值满足  $\mathbf{V} \mathbf{X} = [H_1^1 \quad H_2^{1*}]^T$  时, 在统计意义上式(17)将取最小值. 对上述代价函数对  $\mathbf{X}$  求导, 可得使代价函数最小的  $\mathbf{X}$ :

$$\mathbf{X} = \left\{ \sum_{i=1}^N [Q_1^H y(i) y^H(i) Q_1 + Q_2^T y^*(i) y^T(i) Q_2] \right\}^{-1} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^N [Q_1^H y(i) d_{2i+1}^{1*} + Q_2^T y^*(i) d_{2i+1}^1] \right\} \quad (18)$$

由于  $\mathbf{X}$  为二维向量, 因此, 几十个训练符号就可得到较好的估计结果. 得到  $\mathbf{X}$  后, 根据式(14)、(4)、(5)可以得到  $G_1^1$  与  $G_2^1$  的估计结果. 与单纯利用训练信号估计信道的的方法相比, 本文将子空间方法与训练信号相结合, 大大降低了所需训练序列的长度.

得到信道估计后, 我们可以根据式(10)采用批处理算法得到接收机滤波器, 也可以采用自适应方法. 同时, 本文的信道估计结果也可以用于其它需要确知信道响应的发射分集方法<sup>[5]</sup>中.

### 4 仿真结果

为了验证本文提出的方法的有效性, 我们进行了计算机仿真. 在所有仿真中扩频序列使用 31 位长 Gold 码. 时延扩展长度  $L = 5$ . 每个发射天线至接收天线有 3 条独立的瑞利衰落多径. 信噪比定义为  $(|H_1^1|^2 + |H_2^{1*}|^2) / \sigma^2$ , 其中  $\sigma^2$  为采样加性高斯白噪声的方差. 采用批处理算法, 样本数为 300, 半盲方法中训练序列符号数为 50.

图 1 仿真了输出误码率与输入信噪比的关系, 共 10 个用户同时工作, 各用户等功率. 图中给出了盲、半盲方法以及基于空时分组码的 RAKE 接收机的输出误码率. 从图中可见盲和半盲方法性能明显优于 SF RAKE. 其中盲方法性能最好, 这是因为盲方法中同一用户两发射天线使用不同的扩频码, 因此, 期望信号与干扰信号相关性弱, 利于抑制干扰. 但缺点是占用了较多的信道资源.

图 2 说明了本文提出的处理方法具有很强的远近效应抑制能力. 仿真环境为: 10 个用户, 其中 6 个与期望用户等功率, 3 个强干扰用户等功率,  $x$  轴表示期望用户与单个强干扰用户的功率比, 输入 SNR = 10dB. 从图中可以看到本文的盲和半盲方法误码率随干扰功率变化很小. 而基于空时分组码的 RAKE 接收机的性能受远近效应的影响很严重.

图 3 的仿真也是为了验证, 本文方法在两传播支路信道完全相关情况下仍能正常工作. 仿真环境为:  $C_1^1 = C_2^1, H_1^1 = -H_2^{1*}$ ; 10 个用户, 其中 6 个与期望用户等功率, 3 个强干扰用户等功率, 期望用户与单个强干扰用户的功率比为 -20dB, 输入 SNR = 10dB. 从图中可以看到本文半盲方法输出信号集中在  $\pm 1 \pm j$  四点附近. 而文献[6]采用的单支路检测方法在这种情况下, 无法抑制两支路间的干扰.

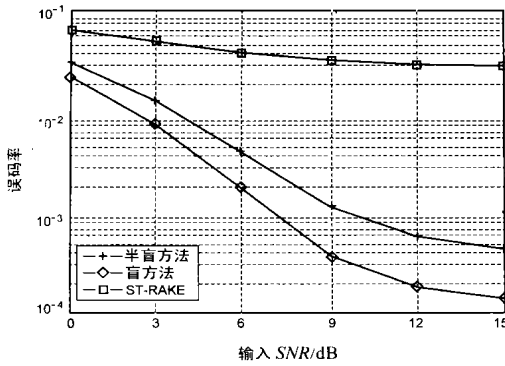


图 1 误码率与输入信噪比关系

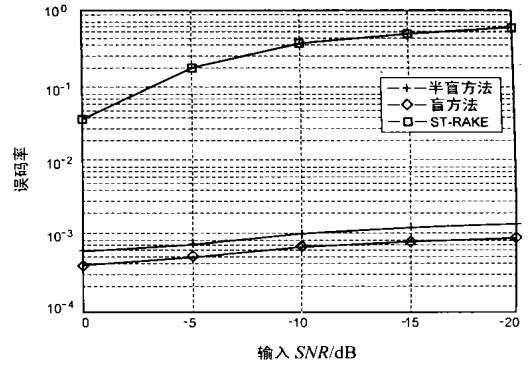


图 2 远近效应抑制

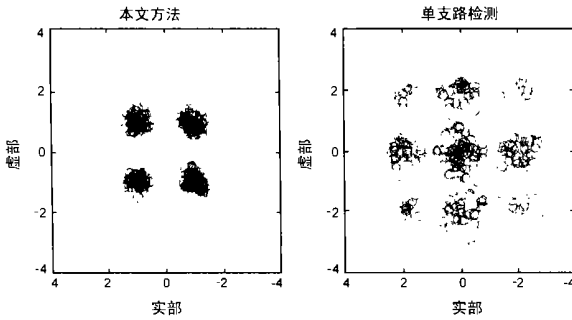


图 3 输出星座图

## 5 结论

本文将多用户检测与发射分集相结合, 提出了一种适用于多径频率选择性信道的发射分集与接收处理方法. 结合空时编码及子空间特征完成了两条支路的信道联合估计. 将空时解码与多用户检测联合处理, 使接收机能够对两个发射天线信道进行联合多用户检测, 从而, 提供了良好的分集效果以及抑制多址干扰及码间串扰的能力. 仿真结果证明本文方法是一种有效的发射分集方法.

### 参考文献:

[ 1 ] V Tarokh, N Seshadri, R Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction [ J ]. IEEE Trans. Inform. Theory, Mar. 1998, 44( 3 ): 744- 765.

[ 2 ] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [ J ]. IEEE Journal on Select. Areas in Com., Oct. 1998, 16( 10 ): 1451- 1458.

[ 3 ] A F Naguib, N Seshadri, A R Calderbank. Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communications [ J ]. IEEE Signal Processing Magazine, May 2000: 76- 92.

[ 4 ] I Oppenman. CDMA space-time coding using an LMMSE receiver [ A ]. Proc. of ICC' 99 [ C ], Vancouver, Canada, June 1999.

[ 5 ] A G Dabak, T Schmidl, C Sengupta. Equalization and multiuser detection for space-time block coding based transmit diversity (SITD) in frequency selective channels [ A ]. Proc. of VTC2000( fall ) [ C ].

[ 6 ] G Klang, A F Naguib. Transmit diversity based on space-time block codes in frequency selective rayleigh fading DS-SS systems [ A ]. Proc. of VTC2000 [ C ], Tokyo, Japan, May 2000: 264- 268.

[ 7 ] S Verdú. Multiuser Detection [ M ]. Cambridge Univ. Press, 1998.

[ 8 ] X Wang, A Host-Madsen. Group-blind multiuser detection for uplink CDMA [ J ]. IEEE Journal on Select. Areas in Com., Nov. 1999, 17( 11 ): 1971- 1984.

[ 9 ] M Torlak, G Xu. Blind multiuser channel estimation in asynchronous CDMA systems [ J ]. IEEE Trans. Signal Processing, Jan. 1997, 45( 1 ): 137- 147.

### 作者简介:

黄 晖 男, 1970 年 10 月生于陕西西安市. 博士生. 1992 年毕业于华中理工大学电信系, 1999 年获西安电子科技大学信号与信息处理专业硕士学位, 现在西安电子科技大学攻读博士学位. 主要研究方向为阵列信号处理、智能天线技术、移动通信中信号处理技术等.

廖桂生 男, 1963 年 6 月生于广西桂林市. 教授, 博士生导师, 雷达信号处理重点实验室副主任, IEEE 会员. 1985 年毕业于广西大学数学系, 分别于 1990 年和 1992 年获西安电子科技大学计算机系和电子工程系硕士和博士学位. 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.