

# Rayleigh 衰落信道下天线阵 MC2DS2CDMA 系统的空频盲自适应接收算法

王永刚<sup>1,2</sup>, 焦李成<sup>1</sup>

(11 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; 21 空军工程大学, 陕西西安 710068)

**摘 要:** 讨论了天线阵多载波直接序列码分多址(MC2DS2CDMA)系统的信号接收. 提出了一种基于最大信噪比准则的空频盲自适应算法(SFBA), 对其性能进行了分析. 该算法无需信道先验信息和训练序列, 而是利用 CDMA 信号自身的结构特点实现频域和空域的联合接收, 有效抑制干扰和噪声, 提高信噪比, 实现最佳接收. 在 AWGN 和 Rayleigh 衰落信道下的仿真结果表明, 该算法简单有效, 且具有抗远近效应的能力.

**关键词:** MC2DS2CDMA; 最大信噪比; Rayleigh 衰落信道; 波束形成

**中图分类号:** TN9141.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 020075-04

## Space2Frequency Blind Adaptive Algorithm of MC2DS2CDMA System in Rayleigh Fading Channel with Antenna Array

WANG Yong2gang<sup>1, 2</sup>, JIAO Li2cheng<sup>1</sup>

(11 National Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi. an, Shaanxi 710071, China;  
21 Air Force Engineer University, Xi. an, Shaanxi 710068, China)

**Abstract:** A multicarrier direct2sequence code2division multiple access (MC2DS2CDMA) system, which employs an antenna array at the base2station, is introduced. A space2frequency blind adaptive algorithm (SFBA) based on maximum2signal2noise ratio (MSNR) principle is presented and the analysis of the performance of this algorithm is given. Neither the knowledge of the channel condition nor any training sequence is required. Using the characteristic of the CDMA signal, this algorithm can cancel the interferences and noise, and increase the SNR. The results of simulation show the feasibility, validity and resistance to near2far problem of this algo2rithm in Rayleigh fading channel.

**Key words:** MC2DS2CDMA; MSNR; Rayleigh fading channel; beamforming

### 1 引言

随着无线多媒体通信的发展, MC2CDMA 的研究受到了人们广泛的关注<sup>[1]</sup>, 在多载波调制下, 利用频率分集来抑制衰落和窄带干扰, 利用不同载波的接收信号的相关性来消除 MAI, 从而减轻远近效应, 这是 MC2CDMA 系统区别于 DS2CDMA 系统的显著特点. 而 MC2DS2CDMA 系统<sup>[2]</sup>同时使用直接序列扩频和多载波调制, 获得了两者的优点. 传统的多载波接收机利用最大比合成器(MRC)来接收, 需要估计每一载波的每一个衰落系数, 准确地估计这些量使系统效率低下, 不能快速地适应信道变化. 并且当干扰和噪声相关时, MRC 不能得到最优权矢量<sup>[4]</sup>. 利用天线阵<sup>[3,5,6]</sup>可有效地提高接收机的性能, 增加系统容量和改善系统覆盖. 本文结合天线阵, 给出了一种基于最大 SINR 的空频盲自适应接收算法, 该算法不需知道信道

特性(衰落系数、波达方向、噪声的统计特性等)和训练序列, 而是利用 CDMA 信号自身的结构特点实现频域和空域的联合处理, 可有效抑制干扰和噪声, 提高接收信号的信噪比, 实现最佳接收. 仿真结果表明, 该算法简单有效, 不仅可以最佳的合成多个载波上的信号, 抑制衰落和干扰, 还能盲自适应形成波束, 抑制远近效应.

### 2 系统模型

#### 2.1 发射机

假设同时有 K 个用户, 使用系统中相同的 M 个载波. 第 k 个用户的发射机结构如图 1 所示. 其中  $d_n^{(k)}$  是代表用户数据的随机二进制序列;  $c_n^{(k)}$  是伪随机特征序列; 扩频因子为 N, 用户的发射功率为  $P_k$ . 码片波形滤波器输出的信号经多载波调制后发射. 以上多载波调制过程可通过 DFT 有效完

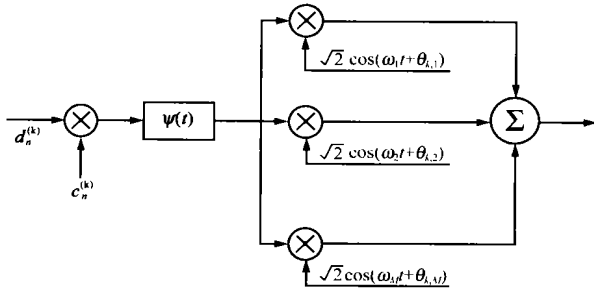


图 1 第 k 个用户的发射机结构

成<sup>[8]</sup>. 则第 k 个发射信号可表示为:

$$\sqrt{2P_k} \sum_{i=-1}^1 d_i^{(k)} c_i^{(k)} \mathbb{W}(t - iT_c - T_k) \sum_{m=1}^M \cos(X_m t + H_{k,m}) \quad (1)$$

其中  $T = \delta_i / N_8$ .

21.2 接收机

考虑如图 2 所示的接收机, 接收机使用 D 个阵元的等距阵线阵. D 维接收信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{i=-1}^1 d_i^{(k)} c_i^{(k)} \mathbb{W}(t - iT_c - T_k) \sum_{m=1}^M \cos(X_m t + H_{k,m}) A_{k,m} a_{k,m} + n_w(t) \quad (2)$$

其中  $A_{k,m}$  是第 k 个用户的第 m 个载波的所有相移和衰落的影响总和;  $H_{k,m} = H_{k,m} + B_{k,m}$ ,  $B_{k,m}$  是由信道引起的相位变化;  $a_{k,m} = [a_{k,m}^1, \dots, a_{k,m}^D]^T$  是阵列导向矢量;  $n_w(t)$  是 AWGN 噪声.

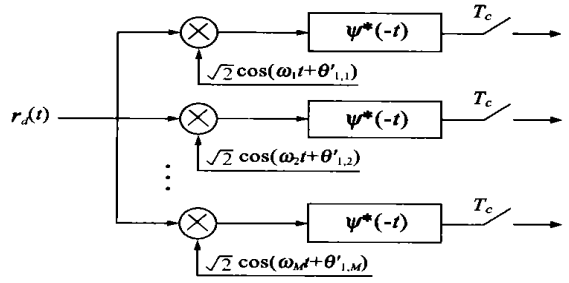


图 3 M 支路的多载波解调器

出信号的矢量形式为:

$$Y = S_Y + I_Y + N_Y \quad (3)$$

其中  $S_Y = \left\{ \sqrt{2P_1} \sum_{i=-1}^1 d_i^{(1)} c_i^{(1)} \mathbb{W}(t - iT_c) \right\} \# D_1 \quad (4)$

$$I_Y = \sum_{i=2}^K \left\{ \sqrt{2P_k} \sum_{i=-1}^1 d_i^{(k)} c_i^{(k)} \cos(H_{k,i} - H_{1,i}) \# \mathbb{W}(t - iT_c - T_k) \right\} \# D_k \quad (5)$$

21.4 相关器的输出及其统计特性

多载波解调器的输出信号按码片率采样后经相关器输出扩频后的信号 Z 可表示为

$$Z(t) = S_Z(t) + I_Z(t) + N_Z(t) \quad (6)$$

假设噪声分量、干扰分量互不相关, 则总的噪声和干扰的相关矩阵为

$$R_{ii} = E_A [I_Z Z^H + N_Z N_Z^H] \quad (7)$$

输出信号的相关矩阵为

$$R_Z = E_A [Z Z^H] = E_A [S_Z S_Z^H] + R_{ii} \quad (8)$$

其中  $E_A[\cdot]$  表示给定  $A_{k,m}$ ,  $k = 1, \dots, K$ ,  $m = 1, \dots, M$  的条件期望.

3 权矢量的确定及性能分析

3.1 权矢量的确定

符号  $d_n^{(1)}$  的判决统计表示为  $d_{\text{decision}} = W^H Z$ , 其中  $W = [W_1, \dots, W_{(D-1)M+m}, \dots, W_{DM}]^T$ . 确定权矢量的一种方法是最大比合成<sup>[2,8]</sup>, 权矢量的每一部分都单独由下式确定:

$$W_{(d-1)M+m} = \frac{E_A [d_n^{(1)*} Z_{(d-1)M+m}]}{\text{var}_A [d_n^{(1)*} Z_{(d-1)M+m}]} = \frac{\sqrt{2P_1} N_T c_{A, m}^d a_{1,m}^d}{[R_{ii}]_{(d-1)M+m, (d-1)M+m}} \quad (9)$$

当不同载波上噪声和干扰无关时, 例如, 当仅存在 AWGN 时, MRC 在最大化 SNR 的意义上是最优的. 为了获得 MRC, 必须估计信道系数和波达方向, 当存在 MAI 时估计这些系数变得更加困难. 实际上, 由于不同载波上的 MAI 是相关的, 所以 MRC 不是最优的.

一般最优权矢量的确定可依据三个准则即最大信噪比 (MSNR) 准则、最小均方误差 (MMSE) 准则和约束最小化输出能量 (CMOE) 准则, 理论上可以证明这三个准则是等效的<sup>[5]</sup> [7]. 这里我们考虑最大信噪比准则, 即最优权矢量将最大化如下所定义的 SINR

$$\text{SINR} = \frac{W^H R_S W}{W^H R_N W} \quad (10)$$

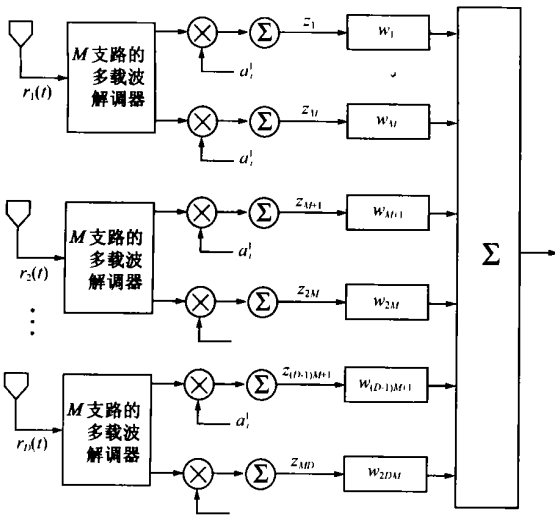


图 2 MC-CDMA 系统中的用户 1 的接收

21.3 M 支路多载波解调器的输出

M 支路的多载波解调器如图 3 所示, 考虑对第 1 个用户的接收. 假设系统已经完全同步, 经 M 个载波解调后的输出信号为一 MD 维的列矢量  $Y = [y_1, \dots, y_M, y_{M+1}, \dots, y_{(d-1)M+m}, y_{DM}]^T$ . 方便起见, 我们定义矢量  $d_k = [d_{k,1}, d_{k,2}, \dots, d_{k,M}]^T$ , 其中  $d_{k,m} = A_{k,m}$ , 定义  $D_k = a_k a_k^H$  为广义空频信道系数矩阵,  $\circ$  表示 Kronecker 积. 则多载波解调器的输

同样等效于最大化

$$\text{SINR}+ 1= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_Z \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w}} \quad (11)$$

文[7]中指出最大化式(11)的最优权矢量是矩阵束 $(\mathbf{R}_Z, \mathbf{R}_n)$ 的最大特征值对应的特征矢量. 相关矩阵 $\mathbf{R}_Z$ 可容易的通过计算相关器的输出 $\mathbf{Z}$ 的相关得出, 现在的问题是如何得到 $\mathbf{R}_n$ 的估计. 由于扩频信号的特殊结构, 有可能移走期望信号分量而保持噪声和干扰的统计量不变. 为了估计 $\mathbf{R}_n$ , 让多载波解调器的每一支路上的输出通过另一个相关器, 如图4所示. 第二个相关器的特征矢量 $(\hat{\mathbf{a}}_0^{(1)}, \hat{\mathbf{a}}_1^{(1)}, \dots, \hat{\mathbf{a}}_{N-1}^{(1)})$ 选择为期望用户特征矢量 $(\mathbf{a}_0^{(1)}, \mathbf{a}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{a}_{N-1}^{(1)})$ 的正交矢量. 例如, 当 $N$ 为偶数, 可选择

$$\hat{\mathbf{a}}_i^{(1)} = \begin{cases} \mathbf{a}_i^{(1)}, & 0 \leq i < N/2 \\ -\mathbf{a}_i^{(1)}, & N/2 \leq i < N-1 \end{cases} \quad (12)$$

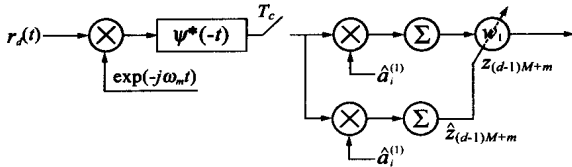


图4 双支路相关合成器

这样, 就可以在第二个相关器的输出端将第一个用户信号分量, 也就是期望用户信号分量有效的挖掉. 因此, 第二个相关器的输出将只包含干扰分量和噪声分量, 其相关矩阵即为干扰和噪声分量的相关矩阵的有效估计. 将第二个合成器的所有输出表示为 $\mathbf{Z}$ , 则对应的相关矩阵为:

$$\mathbf{R}_Z = E_A[\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H] = \mathbf{R}_n \quad (13)$$

有了 $\mathbf{R}_Z$ 和 $\mathbf{R}_n$ 后, 根据最大信干噪比准则, 最佳权矢量就是矩阵束 $(\mathbf{R}_Z, \mathbf{R}_n)$ 的最大特征值对应的特征矢量. 文[5]已证明类似矩阵束 $(\mathbf{R}_Z, \mathbf{R}_n)$ 的最大特征值对应的特征矢量可通过一个类似于LMS算法但无训练序列的约束随机梯度算法求得, 其计算复杂度比SVD算法的复杂度小得多, 因此我们就可以得到一个MCDS-CDMA系统的空频盲自适应(SFBA)接收算法.

SFBA算法:

(1)阵列接收信号 $\mathbf{r}(t)$ 经 $M$ 支路多载波解调器解调, 按码片速率采样, 得到 $MD$ 维空频接收列矢量 $\mathbf{Y}$ ;

(2) $\mathbf{Y}$ 经过 $MD$ 个双支路相关合成器, 在输出端得到矢量 $\mathbf{Z}$ 和 $\hat{\mathbf{Z}}$ , 对于第 $j$ 个符号周期, 分别用 $\mathbf{Z}(j)$ 和 $\hat{\mathbf{Z}}(j)$ 来表示;

(3)第 $j$ 个符号周期的权矢量用 $\mathbf{w}(j)$ 表示, 初始化:  $\mathbf{W}(0) = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$ , 其中1的位置为 $i = \delta MD / 28, j = 0$ ; 更新:  $j = j + 1$ ,

$$\mathbf{W}_{\text{new}} = \mathbf{W}(j-1) + \frac{1}{L} [ \mathbf{Z}(j)^H \mathbf{W}(j-1) ] [ (\hat{\mathbf{Z}}(j)^H \hat{\mathbf{Z}}(j)) \mathbf{Z}(j) - (\hat{\mathbf{Z}}(j)^H \hat{\mathbf{Z}}(j)) \hat{\mathbf{Z}}(j) ], \mathbf{C}(j)$$

$$= \frac{1}{\mathbf{W}_{\text{new}} + \exp(-j\# \text{angle}(\mathbf{W}_{\text{new}}(j)))},$$

$$\mathbf{W}(j) = \mathbf{C}(j) \# \mathbf{W}_{\text{new}} \quad (14)$$

(4)算法收敛后, 符号估计为  $\hat{d} = \text{sign}(\text{Re}(\mathbf{W}^H \mathbf{Z}))$ .

其中稳定因子 $\mathbf{C}(j)$ 用来稳定算法, 步长 $L$ 是用来控制算法收敛速度, 其具体选择可参考文献[5]、[7].

### 3.2 性能分析

文献[7]指出矩阵束 $(\mathbf{R}_Z, \mathbf{R}_n)$ 的最大特征值对应的最大特征矢量就是使式(9)最大的最优权矢量, 其显示表达式为:

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{D}_1 \quad (15)$$

比较式(9)和式(15), 不难看出当信道只有AWGN而没有MAI时, 通过 $MD$ 个合成器的噪声和干扰分量是无关系的, 相关矩阵 $\mathbf{R}_n$ 的非对角线元素为零, 所给算法退化为MRC, 两者均给出了最佳权矢量. 但是, 噪声和干扰分量并非总是不相关的, 这时 $\mathbf{R}_n$ 的非对角线元素不为零, MRC已不是最优, 而基于最大信干噪比准则得出的权矢量仍是最优的.

首先考虑单个干扰信号的情况, 即 $K=2$ , 此时只有一个强干扰信号. 则噪声和干扰的相关矩阵为:

$$\mathbf{R}_n = N_0 N T_c \mathbf{U} + \mathbf{B}_2 \mathbf{D}_2 \mathbf{D}_2^H$$

这里 $\mathbf{U}$ 是单位矩阵,

$$\mathbf{B}_k = 2P_k N \sum_{k=1}^K | \hat{\mathbf{W}}(k) \mathbf{K}_c - \mathbf{T}_k |^2$$

则最佳权矢量为:

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{D}_1 = \frac{1}{N_0 N T_c} \left[ \mathbf{D}_1 - \frac{\mathbf{B}_2 \mathbf{D}_2^H \mathbf{D}_1}{N_0 N T_c + \mathbf{B}_2 | \mathbf{D}_2 |^2} \mathbf{D}_2 \right] \quad (16)$$

对应的最大输出SNR为:

$$\text{SNR}_{\text{opt}} = \frac{2P_1 N T_c}{N_0} \left[ | \mathbf{D}_1 |^2 - \frac{\mathbf{B}_2 | \mathbf{D}_2^H \mathbf{D}_1 |^2}{N_0 N T_c + \mathbf{B}_2 | \mathbf{D}_2 |^2} \right] \quad (17)$$

讨论: 几何上两个用户之间的影响可表示为 $MD$ 维空间上的矢量 $\mathbf{D}_1$ 和 $\mathbf{D}_2$ . 如果矢量是正交的, 则最佳权矢量是 $\mathbf{C}\# \mathbf{D}_1$  ( $\mathbf{C}$ 为一常量), 它收集来自第一个用户的能量, 并通过正交性来抑制来自第二个用户的能量, 消除干扰. 虽然 $\mathbf{D}_1$ 和 $\mathbf{D}_2$ 并不总是正交, 但是在高维空间中, 它们近似正交.

我们定义损耗概率 $P_0$ 为第一个用户的SNR由于存在第二个用户的干扰而下降超过3dB的概率. 从式(17)可得

$$P_0 = P_r \left[ \frac{| \mathbf{D}_1 |^2}{2} F - \frac{\mathbf{B}_2 | \mathbf{D}_2^H \mathbf{D}_2 |^2}{N_0 N T_c + \mathbf{B}_2 | \mathbf{D}_2 |^2} \right] F P_r \left[ \frac{| \mathbf{D}_1 |^2}{2} F - \frac{| \mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_2 |^2}{| \mathbf{D}_2 |^2} \right] \quad (18)$$

不难看出损耗概率的上下限就是矢量夹角在0到45(或135到180)之间的概率. 注意, 不论第二个发射信号的功率多大, 这一上下限始终有效, 从而可以有效地抑制远近效应<sup>[4]</sup>.

当系统中存在多个干扰信号时, 由于多干扰信号条件下的权向量和SNR的表达式比较复杂, 这里从略, 我们将通过仿真进行验证.

### 4 系统仿真

本节用Monte Carlo仿真来研究所给算法在不同信道条件下的性能. 本节中SNR固定为15dB,  $N=32$ , 使用滚降因子为0.1的升余弦波形作为码片波形, 所得结果是500次实现的平均.

首先考虑阵元数 $D=1, M=8$ , 只有AWGN的衰落信道的简单情况, 即没有多址干扰, 所得结果见图5. 在这一情况下, 接收机退化为文[2]中的MRC接收机, 最佳权矢量由式(9)确定.

接着考虑 $M=1$ 的极端情况, 接收机退化为一个DS-SS-CDMA

MA 系统的盲自适应波束形成接收机。K = 2, 期望信号的波达方向为, 系统中另一个干扰用户的功率比期望用户的功率高 40dB, DOA = -55°。图 6 给出了 D = 7 时的理想方向图 and 实际算法得到的方向图以及 D = 5 的实际方向图。可以看出, 所给算法通过在期望用户方向形成主瓣, 在干扰方向上形成零点, 从而抑制远近效应。

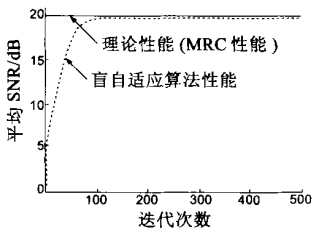


图 5 性能曲线(D = 1, M = 8, AWGN 信道)

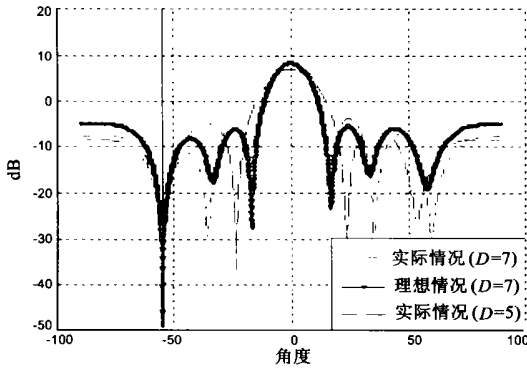


图 6 D = 7 阵列方向图(K = 2, M = 1 衰落信道)

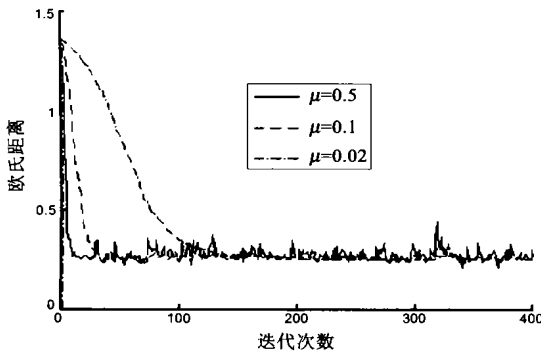


图 7 收敛曲线(D = 5, M = 8, K = 8 衰落信道)

最后考虑 M = 8, D = 3, K = 8 的情况, 其中一个干扰用户的功率比期望用户的功率高 20dB。图 7 给出了算法在不同步长下的收敛速率, 其中纵坐标为算法所得权值与最佳权值之间的欧式距离。图 8 给出了其性能结果, 我们看到最佳 SINR 比 20dB 小一点, 这表明干扰信号可以被有效地消除。而此时 MRC 得到的 SINR 仅为 2dB, 这远远小于最佳值。结果表

明, 该算法在空域和频域内能有效地对干扰和噪声进行抑制, 最大限度地提高 SNR, 从而提高系统接收性能。

### 5 结论与展望

本文讨论了一种天线阵 MC2DS2CDMA 系统的信号接收方案, 给出了一种用来确定最佳权矢量的空频盲自适应算法 (SFBA)。对于衰落信道中的通信, 所给接收机通过频域合并不同载波上的期望信号分量和空域形成波束, 有效地抑制噪声和多址干扰。仿真表明该算法在各种信道条件下包括具有远近效应的情况下, 都具有非常好的性能。因此, 使用该算法的 MC2DS2CDMA 系统对将来的 CDMA 系统十分具有吸引力。但是, 所给接收机实质上还是一种空频联合处理的单用户接收机, 下一步我们将在此基础上研究 MC2DS2CDMA 系统的空频多用户接收。

#### 参考文献:

- [ 1 ] S Hara, R V Prasad. Overview of multicarrier CDMA [ J ]. IEEE Commun. Mag. , 1997, 35( 11): 126- 133.
- [ 2 ] S kondo, L B Milstein. Performance of multicarrier DS2CDMA system [ J ]. IEEE Trans. , 1996, Commun244( 2): 238- 246.
- [ 3 ] A F Naguib, A Paulraj. Capacity improvement with base2station antenna array in cellular CDMA [ J ]. IEEE Trans. , 1994, VI243 ( 8): 691 - 698.
- [ 4 ] T M Lok, T F Wong Blind adaptive Signal reception for MC2CDMA system in Rayleigh fading channel [ J ]. IEEE Trans. , 1999, Commun. 247( 3): 464- 471.
- [ 5 ] T F Wong, T M Lok. A linear receiver for direct2sequence spread2spec2trum multiple2access system with antenna arrays and blind adaptation [ J ]. IEEE Trans. , 1998, II244( 3): 659- 676.
- [ 6 ] C K Kim, Y S Cho. Performance of a wireless MC2CDMA system with an antenna array in a fading channel: reverse link [ J ]. IEEE Trans. , 2000, Commu.248 ( 8): 1257- 1261.
- [ 7 ] S Haykin. Adaptive filter theory ( 2<sup>d</sup> ed) [ M ]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
- [ 8 ] J G Proakis. Digital Communication ( 3<sup>d</sup>ed) [ M ]. New York: McGraw Hill, 1995.

#### 作者简介:



王永刚 男, 1975 年 7 月出生于河南省焦作市, 讲师, 现为西安电子科技大学在读博士, 主要研究兴趣包括: 智能信号处理、多用户检测、空时信号处理等。

焦李成 男, 1959 年 10 月出生于陕西省白水, 教授, 博士生导师, 主要研究领域包括: 非线性理论、人工神经网络、子波理论与应用、进化算法、数据挖掘及多用户检测等。