

# WCDMA 系统上行链路阵列接收及 自适应并行干扰对消技术

张 华, 龚耀寰, 李会勇

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054)

**摘 要:** 本文提出了一种适于 WCDMA 系统上行链路阵列接收加 PIC 的联合处理方案. 首先针对 WCDMA 系统上行链路帧结构的特征, 将 Z. Rong 等中提出的 LS-DRMTA 改进为导频位辅助 LMS-DRMTA 算法. 这种新的阵列接收 CDMA 解调算法相对于 LS-DRMTA 算法大大降低了基站处理的运算量, 提高了算法的实用性. 仿真实验还表明该算法比原算法具有更低的误码率. 然后在阵列处理之后加上 PIC, 可以进一步消除 CCI, 降低系统误码率. 这种阵列接收加 PIC 方案具有运算量小, 延时小, 易于适时实现等特点.

**关键词:** WCDMA; 上行链路; 帧结构; 智能天线; 导频位; 自适应并行干扰对消

**中图分类号:** TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 12-1589-04

## Array Processing and Adaptive PIC Technology for Uplink of WCDMA System

ZHANG Hua, GONG Yao-huan, LI Hui-yong

(College of Electronic Engineering of UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** A combined scheme of smart antenna and PIC with low complexity is proposed for the uplink receiving of WCDMA system. At first we develop the LS-DRMTA algorithm proposed by Z. Rong into a new algorithm named pilot bit assisted LMS-DRMTA in accordance with the uplink frame structure of WCDMA system. The proposed algorithm cuts down lots of computation complexity of LS-DRMTA algorithm, which simplifies its application in WCDMA system. Further more, the simulation experiments indicate that the new algorithm can perform at much lower BER than LS-DRMTA. After the array processing of the received signal by the proposed algorithm, we go further to cancel the CCI by adaptive PIC which is a useful method for MUD. The overall scheme proposed is characterized by low computation complexity, little delay and easy real time implementation.

**Key words:** WCDMA; uplink; frame structure; smart antenna; pilot bit; adaptive PIC

### 1 引言

近十多年来,移动通信事业在全球范围内得到了飞速发展,移动通信用户数目的快速增长推动了人们对如何在有限的频率资源下不断扩大移动通信系统容量的研究. CDMA 技术以相对于 FDMA、TDMA 较高的频谱利用率、较强的抗干扰性能等优点在移动通信中得到了越来越广泛的应用. 目前 CDMA 技术已成为第三代移动通信系统 (3G) 的主体技术. 由于 CDMA 系统的“软容量”特性,共信道干扰 (CCI) 的电平直接影响了系统容量. 近年来文献中大量讨论的智能天线技术 (又称自适应阵列天线技术或软件天线技术) 和多用户检测技术 (MUD) 对抑制 CCI、提高信号接收质量、扩大系统容量有显著作用<sup>[1]</sup>, 因而在 CDMA 系统中如何实现智能天线技术和多用户检测技术的结合进行 CCI 干扰抑制成了移动通信领域的一个研究热点. 在 CDMA 系统中采用阵列天线技术, B. G. Agee 提出了 MF-LSCMA 算法<sup>[2]</sup>, Z. Rong 提出了 MF-DD 算法、LS-DRMTA、LS-DRMTCMA 算法<sup>[3,4]</sup>. 但是 MF-LSCMA、MF-DD 算法需要在天线阵权矢量的更新过程中不断采用 GSO 方法对不

同用户信号的权矢量进行正交化处理; 需要在天线阵列权矢量收敛后再在输出端口用用户扩频码来实现不同用户的识别; 而且输出端口数目受天线阵元数目的限制. LS-DRMTA、LS-DRMTCMA 算法虽然没有上述缺点, 但其权矢量的更新需要在每个信源比特进行一次矩阵求逆运算, 因而基站的阵列处理引入了大量的计算, 难以实时实现.

本文首先利用 WCDMA 上行链路帧结构的特征, 对 WCDMA 系统下的 LS-DRMTA 算法进行了改进, 提出了导频位辅助 LMS-DRMTA 算法. 新算法一方面大大降低了基站阵列处理的运算量, 另一方面对系统的误码率有一定的改善. 这种改进同样适用于 LS-DRMTCMA 算法. 然后在对期望用户的阵列接收之后加上自适应并行干扰对消, 这种阵列处理加自适应并行干扰对消的 WCDMA 接收结构大大降低了 CCI, 明显提高了信号接收质量.

### 2 系统信号模型

蜂窝式移动通信系统蜂窝小区基站扇区内的阵列处理结构示意图如图 1 所示.

收稿日期: 2000-08-10; 修回日期: 2001-01-03

基金项目: 国防科技预研基金 (2000J7. 1. 3. DZ0207); 国防科技重点实验室基金 (2000JS04. 4. 1DZ02)

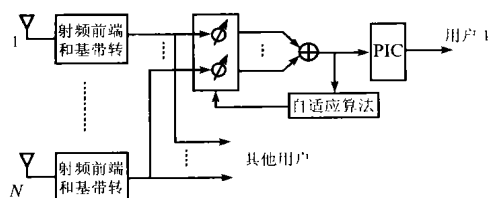


图1 基站扇区内的阵列处理加 PIC 结构示意图

每个扇区内采用均匀线性阵 (ULA), ULA 有 N 个天线阵元, 该扇区内共有 M 个激活用户, 系统的处理增益为 P. 假设扇区内 M 个用户对基站天线阵均为远场信号源. 则基站天线阵第 k 个阵元在 t 时刻 (第 j 个信源符号) 的接收信号为:

$$x_k = \sum_{i=1}^M \sqrt{2p} b_i(j) c_i((j-1)P+1) a_k(i) + n_k(t), \quad k=1, \dots, N \quad (1)$$

其中: p 表示信源符号进行扩频处理后每个扩频码片 (chip) 的能量;  $b_i(j)$  表示第 i 个用户第 j 个信源符号的值, 为 +1 或 -1;  $c_i((j-1)P+1)$ ,  $l=1, \dots, P$  表示第 i 个用户第 j 个信源符号的第 l 个扩频码片;  $a_k(i)$  表示第 i 个用户信号对基站天线阵的方向矢量  $a(i)$  的第 k 个分量, 其中  $a(i) = [1, e^{j\phi}, e^{j2\phi}, \dots, e^{j(N-1)\phi}]^T$ ,  $\phi = \frac{d \sin(\theta)}{2}$ , d 为 ULA 阵元间距,  $\lambda$  为载波波长;  $n_k(t)$  表示第 k 个阵元上的加性高斯白噪声.

则  $X(j) = [x_1(j), x_2(j), \dots, x_N(j)]^T$  表示整个阵列一个快拍的输入.

设第 i 个用户的接收权矢量为  $W_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iN}]^T$ . 则第 i 个用户的阵列输出信号为:

$$Y_i(j) = \sum_{k=1}^N w_{ik} x_k(j) = W_i^H X(j) \quad (2)$$

$Y_i(j)$  用于进行第 i 个用户信号的解调判决. 由于实际系统中不同用户扩频码不可能完全正交, 而且对第 i 个用户形成的接收波束中有可能含有其他用户, 所以  $Y_i(j)$  中通常可能仍包含大量的 CCI 分量. 假设  $I_i$  表示其他所有用户对第 i 个用户的干扰, 则图 1 中 PIC 的功能可简单表示为求出  $D_i(j) = Y_i(j) - I_i(j)$ , 然后用  $D_i(j)$  代替  $Y_i(j)$  作为第 i 个第 j 个比特的解调判决变量.

### 3 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法

#### 3.1 LS-DRMTA 算法

LS-DRMTA 算法<sup>[3]</sup>的权矢量每个信源符号更新一次, 权矢量更新采用最小二乘意义下的最小均方误差准则, 即

$$W_i(j+1) = [X(j) X(j)^H]^{-1} X(j) r_i^*(j) \quad (3)$$

其中上标“H”表示共轭转置, “\*”表示共轭,  $[X(j)]_{N \times K}$  表示阵列在一个信源符号内的采样矢量, K 表示阵列在一个信源符号内的采样快拍数,  $r_i(j)$  表示参考信号.  $r_i(j)$  的产生采用判决反馈重扩技术.

整个算法简单总结如下:

$$Y_i(j) = [W_i^H X(j)]^T = [y_i(1+jK), y_i(2+jK), \dots, y_i(K+jK)]^T; \\ b_i(j) = \text{sgn} \left\{ \text{Re} \left( \sum_{k=1+jK}^{(j+1)K} y_i(k) c_i(k) \right) \right\};$$

$$r_i(j) = b_i(j) [c_i(1+jK), c_i(2+jK), \dots, c_i(K+jK)];$$

$$W_i(j+1) = [X(j) X(j)^H]^{-1} X(j) r_i^*(j) \quad (4)$$

在 WCDMA 环境下大概估算一下采用阵列接收时 LS-DRMTA 的附加运算量如下. 在 WCDMA 框架下, 上行链路的扩频数据流是按 3.84Mbps 的速率分帧发送的, 每帧长 10ms, 每帧又分为 15 个时隙, 每个时隙约 0.667ms, 2560 个扩频码片<sup>[5]</sup>. 由于 WCDMA 中扩频增益为 256~4, 所以一个时隙约包含 10~640 比特的数据. 按照 LS-DRMTA 算法, 每个比特进行一次权矢量更新, 则 WCDMA 的一个时隙要进行 10~640 次权更新. 即为了采用阵列接收, 基站的每个扇区需要在 0.667ms 内对每个激活用户进行 10~640 次自相关矩阵求逆及对应的互相关运算, 这使得基站的阵列接收大大增加了基站处理的运算量. 为了减少阵列接收时的附加运算量, 本文提出了如下导频位辅助 LMS-DRMTA 算法.

#### 3.2 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法

算法思路如下: 在上行链路的导频位期间 (3~8 比特) 按照 LS-DRMTA 算法更新训练阵列接收的权矢量, 其中参考信号按式 (5) 产生; 在接收传送的信息码流期间, 以训练结束时的权矢量为初值, 利用 LMS 算法进行权矢量更新. 这里需要指出的是, 尽管 LMS 自适应算法的收敛速度相对较慢<sup>[8]</sup>, 但 LMS 算法运算量小, 易于实时实现, 而且在 WCDMA 系统中, 它并不会影响 LMS-DRMTA 的性能. 因为权矢量每隔一个时隙 0.667ms 按 LS-DRMTA 更新一次, 由于 LS-DRMTA 算法采用最小二乘最小均方误差准则形成权值, 所以训练结束时, 即 LMS 算法的初值已在最优权值附近, 况且在 0.667ms 之内, 移动用户对基站可能只有很小的角度变化.

$$r_i(j) = b_{\text{pilot}}(j) [c_i(1+jK), c_i(2+jK), \dots, c_i(K+jK)] \quad (5)$$

对导频位辅助 LMS-DRMTA 算法总结如下:

- (1) 将第 i 个用户的阵列接收权矢量初始化为  $[1, 0, \dots, 0]^T$ .
- (2) 在训练序列 (长度小于或等于 8) 期间按式 (4) 更新权值, 而参考信号由式 (5) 产生.
- (3) 在信息码流期间, 以式 (2) 产生的权矢量为初值, 按下列方法更新:

$$W_i(j+1) = W_i(j) + \mu X(j) E_i(j)^H \quad (6)$$

$$E_i(j) = r_i(j) - Y_i(j) \quad (7)$$

其中  $\mu$  表示步长;  $[X(j)]_{N \times P}$  表示当前信息位的阵列接收矢量;  $[r_i(j)]_{1 \times P}$  是按式 (4) 产生的参考信号;  $[E_i(j)]_{1 \times P}$  表示当前信息位的权矢量校正误差矢量;  $[Y_i(j)]_{1 \times P}$  为当前信息位的 P 个快拍的阵列输出 (一个码片采样一次).

由于导频位辅助 LMS-DRMTA 算法仅在很短的一位或几位导频位期间进行矩阵求逆运算, 在正常数据期间的权更新 LMS 算法的运算量仅为  $O(N)$  的量级<sup>[8]</sup>, N 为天线阵元数目, 所以较 LS-DRMTA 算法大大降低了基站处理的运算量.

#### 3.3 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法的仿真实验

为了比较 LS-DRMTA 算法和导频位辅助 LMS-DRMTA 算法的性能, 我们在天线阵元数  $N=6$ , 扇区内激活用户数  $M=20$ , 扩频增益  $P=32$ , 阵列接收到的各用户功率近似相等, 采

用高斯白噪声信道等条件下,对二算法进行了如下的仿真实验.二算法均采用 DPSK 方式调制,导频位均取 5(更短的导频位不会影响接收权的性能).

(1)不同 SNR 下的检测误码率 (BER).图 2 给出了在相同的用户数目及入射角度条件下单元天线、阵列 LS-DRMTA 算法和 LMS-DRMTA 算法的 BER 随 SNR 的变化曲线.

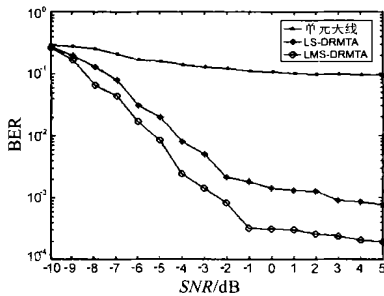


图 2 三种接收方法的 BER 比较

由图 2 可以清楚地看出阵列 ( $N = 6$ )LS-DRMTA 算法、LMS-DRMTA 算法的解调误码率远远低于单元天线的解调误码率,而 LMS-DRMTA 算法的误码率又明显低于 LS-DRMTA 算法的误码率.这里需要说明的是,我们的 SNR 指的是每码片能量与加性噪声的功率比即  $E_c/N_0$ ,由于  $M = 20$ ,即信干比 SIR 约为  $-12.79\text{dB}$ , $P = 32$  即扩频增益为  $15.05\text{dB}$ ,所以在图中  $\text{SNR} = -3\text{dB}$  时,解扩后判决前  $\text{SINR}$  小于 0,只有通过天线阵列的定向接收才能实现正确解调.

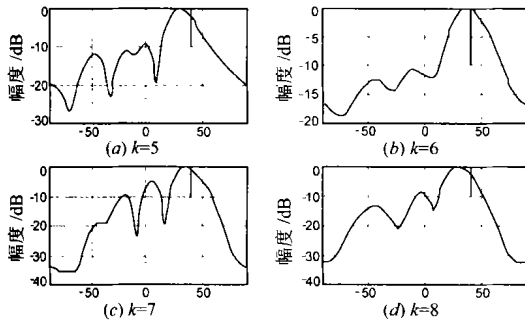


图 3 LS-DRMTA 算法波束形成跟踪

(2)为了形象地看出导频位辅助 LMS-DRMTA 算法比 LS-DRMTA 算法在阵元数目远小于用户数目情况下有更低的 BER 的原因,我们在  $\text{SNR} = -3\text{dB}$ , $M = 30$ ,期望信号方向为  $40^\circ$ ,LMS-DRMAT 迭代步长为 0.001,其它用户方向随机产生,其它条件同前面的情况下,对二算法在相同迭代次数下的权矢量形成的波束图如下图 3、图 4 所示.图 3、图 4 中 (a) 为训练结束时的阵列波束图, (b)、(c)、(d) 分别为训练结束后第

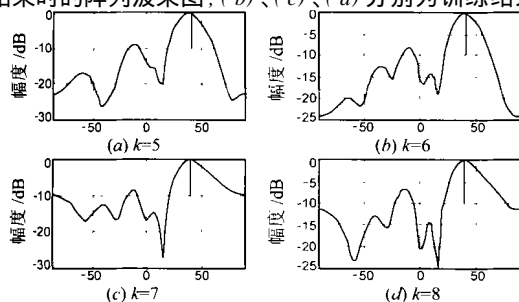


图 4 LMS-DRMTA 算法波束形成跟踪

一、二、三次迭代后的阵列波束图.由图可以看出,由于 LS-DRMTA 算法每次迭代根据输入按式 (3) 独立形成权矢量,所以尽管  $K = 6$  时,波束图能对准期望信号,但  $K = 7, 8$  时,波束图又偏离了期望信号.而 LMS-DRMTA 算法按式 (6) 校正并跟踪权矢量,由于训练结束时权矢量已在最佳值附近,所以 LMS 算法能快速将权矢量校正到最佳值并保持对最佳值的跟踪.

#### 4 自适应并行干扰对消技术

本文采用的自适应并行干扰对消技术结构如图 5 所示.这种 PIC 技术具有结构简单、运算量小、延时小等特点<sup>(6)</sup>.

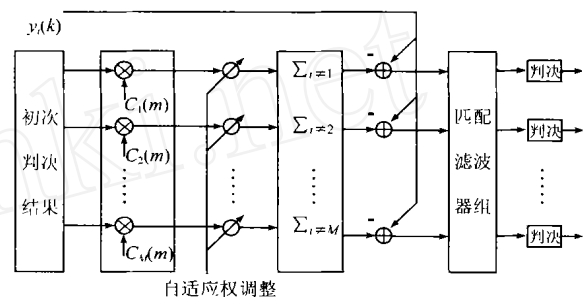


图 5 自适应并行干扰对消结构图

图 5 所示结构是紧接着上面的导频位辅助 LMS-DRMTA 算法,对阵列输出进行处理的.第  $i$  个用户为期望用户的阵列输出为:

$$Y_i(j) = [W_i^H X(j)]^T = [y_i(1+jK), y_i(2+jK), \dots, y_i(K+jK)]^T$$

为了方便,令  $Y_i(j) = [y_1, y_2, \dots, y_P]$ ,  $P$  为扩频增益,(对应每码片采样一次的情况).并行干扰对消时先利用  $Y_i(j)$  对各用户进行解调得到:

$$b_i^{(0)} = \text{sign} \left\{ \text{Re} \left[ \sum_{k=1}^P y_i c_i(k) \right] \right\}, i = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, P \quad (8)$$

$b_i^{(0)}$  作为图 6 中的  $M$  路输入.然后利用  $c_i$  对  $b_i^{(0)}$  进行重新扩频得到:

$$\delta_i(k) = c_i(k) b_i^{(0)}, i = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, P \quad (9)$$

定义  $y_k$  的估计量  $\hat{y}_k = \sum_{i=1}^M \delta_i(k)$ ,令  $e(k) = y_k - \hat{y}_k$ .利用归一化 LMS 算法对权矢量  $i$  按下式更新:

$$i(k+1) = i(k) + \frac{\mu}{\delta_i(k)} [2 \delta_i(k)]^* e(k) \quad (10)$$

将所有其它用户对第  $i$  各用户的共信道干扰表示为:

$$I_i(k) = \sum_{j=1, j \neq i}^M y_j(k) \delta_j(k), k = 1, 2, \dots, P \quad (11)$$

则采用部分干扰对消法消除 CCI 后的第  $i$  个用户的软判决变量为:

$$\tilde{b}_i^{(1)} = p \tilde{b}_i^{(0)} + (1-p) \sum_{k=1}^P (y_k - I_i(k)) \quad (12)$$

其中  $0 < p < 1$ ,第  $i$  个用户的软判决变量为  $b_i^{(1)} = \text{sign}(\text{Re}(\tilde{b}_i^{(1)}))$  采用部分干扰对消法的优点见文献[7].如果以  $b_i^{(1)}$  作为图 5 所示的自适应 PIC 结构的输入,则可以实现第二级 PIC 或更多级 PIC.

## 5 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法及自适应 PIC 联合仿真实验

仿真条件:小区激活用户  $M=20$ , 天线阵元数  $N=6$ , 扩频增益  $P=32$ , 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法采用 DPSK 调制, 训练序列采用 3 位导频位, 各用户扩频码采用随机序列. 20 个用户的入射方向随机产生. 20 个用户的接收强度分为下面两种情况:

(a) 10 个用户为正常接收强度 (设为 0dB), 5 个用户的接收强度为 3dB, 3 个用户的接收强度为 6dB, 2 个用户的接收强度为 7.8dB.

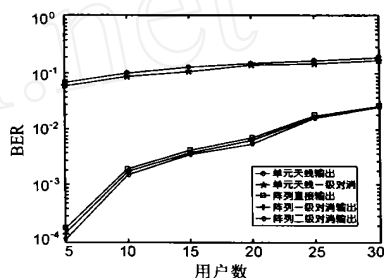
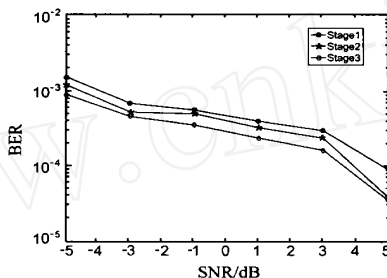
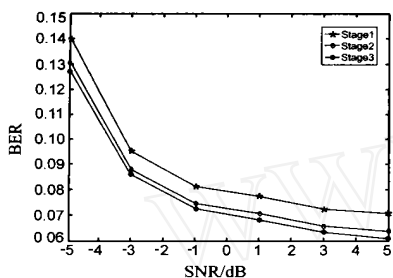


图 6 阵列处理及 PIC BER (条件 a)

图 7 阵列处理及 PIC BER (条件 b)

图 8 单元天线与所提方案在不同用户数下的 BER 比较

另外,我们对单元天线和所提出的阵列接收方案分别加上 PIC 在不同用户数目相同接收功率条件下的接收误码率进行了仿真实验,结果如图 8 所示.可以看出在一定的误码率下,所提阵列接收方案比直接单元天线接收有大得多的系统容量.

## 6 结论

智能天线技术、多用户检测技术在蜂窝式移动通信小区基站的引入,具有显著减小系统共信道干扰、降低系统的解调误码率等性能.由于 CDMA 系统的“软容量”特性,智能天线技术及多用户检测技术的上述优点可以等效为对 CDMA 系统容量的扩大.但是这些技术在移动通信系统中的应用必需以不太高的附加实现复杂度、较小的附加运算量为前提.本文首先按照 WCDMA 系统的帧结构特点,提出了导频位辅助 LMS-DRMTA 算法,这种新的 CDMA 系统阵列接收算法相对原算法运算量大大降低,实用性大大增强,而且能明显降低系统解调的误码率.然后在导频位辅助 LMS-DRMTA 接收算法后面加上自适应并行干扰对消 (PIC) 结构,可以进一步减小共信道干扰,降低系统解调误码率.但是由于前端的阵列接收已经大大消除了共信道干扰,所以多级 PIC 的对消效果不太明显,所以采用导频位辅助 LMS-DRMTA 算法加一级 PIC 是较好的性能与复杂性的折中.

## 参考文献:

- [1] Lal C Gdara. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations [A]. Proceedings of the IEEE [C] Jul. 1997, 85:1031 - 1060.
- [2] B G Agee. Blind separation and capture of the communication signals using a mul-

(b) 15 个用户为正常接收强度 (设为 0dB), 3 个用户的接收强度为 3dB, 2 个用户的接收强度为 6dB. 期望用户一直属于正常接收强度.

导频位辅助 LMS-DRMTA 算法加 PIC 接收方案在上面三种远近效应下的误码率分别如图 6、图 7 所示. 图中“Stage 1”表示直接阵列输出的结果,“Stage 2”、“Stage 3”分别表示第一级 PIC、第二级 PIC 的结果.

由图 6、图 7 可以看出随着干扰用户接收强度的增加,阵列输出加上 PIC 接收方案的整体误码率明显升高;第一级 PIC 效果比较明显,第二级 PIC 虽然可以继续降低误码率,但是效果不如第一级明显.

titarget constant modulus beamformer [A]. Proc. IEEE Military Communication Conference [C], 1989:19. 2. 1 - 19. 2. 7.

- [3] Z Rong, et al. Simulation of multitarget adaptive array algorithms for wireless CDMA systems [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C], Phoenix, AZ, May 5 - 7, 1997:1 - 5.
- [4] Z Rong, et al. Despread-respread multi-target constant modulus array for CDMA systems [J]. IEEE Communications Letters, July 1997, 1(4):114 - 116.
- [5] 3G TS 25.211 V3.2.0 (2000-03) Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD) [S].
- [6] Guoqing Xue Jianfeng Weng, et al. Adaptive multisatge parallel interference cancellation for CDMA [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(10).
- [7] Dariush Divasalar, et al. Improved parallel interference cancellation for CDMA [J]. IEEE Trans. on Communications, Feb. 1998, 46(2).
- [8] Simon Haykin. 自适应滤波器原理 [M]. 第三版影印版, 电子工业出版社, 1998 年.

## 作者简介:



张 华 男. 1973 年出生于河南光山. 在读博士生, 1998 年于四川大学无线电系获得硕士学位. 现在主要从事智能天线技术及移动通信系统的研究.