

WCDMA 系统上行链路空时干扰抑制技术¹

张 华 龚耀寰

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘 要 该文提出一种将自适应并行干扰对消技术简化为利用软判决变量在一个比特周期内的平均作为再生信号幅度估计的并行干扰对消方法, 这种简化大大降低了原方法的运算量, 而且具有很好的稳定性. 仿真实验表明在单阵元接收情况下, 简化方法的对消效果较原方法有些下降, 但在阵列接收后进行并行干扰对消的情况下, 二者的性能基本没有差别. 因而该文针对 WCDMA 系统上行链路的帧结构特征, 进一步提出了导频位辅助 LMS-DRMTA 算法加上软判决变量平均幅度估计法的空时联合 WCDMA 系统的干扰对消方案.

关键词 并行干扰对消, 软判决, WCDMA, 上行链路, 智能天线, 导频位

中图分类号 TN914.4

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 技术以其固有的较高的频谱利用率、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^[1-6], 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 系统的 MUD 技术中, 通常认为有实现价值的方法有最小均方误差 (MMSE) 法, 去相关法, 并行干扰对消 (PIC) 法, 串行干扰对消 (SIC) 法等^[5,6]. 即使在这几种方法中, 从工程实现的角度看, 最小均方误差法和去相关法仍然有太高的复杂度, 串行干扰对消法在用户数目较大时存在很长的时延, 所以并行干扰对消法目前从实现的角度最具有吸引力^[6].

在 CDMA 系统中采用阵列天线技术方面, B. G. Agee 提出了 MT-LSCMA (MultiTarget Least Squares Constant Modulus Algorithm)^[2], Z. Rong 提出了 MT-DD (MultiTarget Decision Directed) 算法, LS-DRMTA (Least Squares De-spread Re-spread MultiTarget Array) 算法, LS-DRMTCMA (Least Squares De-spread Re-spread MultiTarget Constant Modulus Algorithm)^[3,4]. 但是 MT-LSCMA、MT-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 算法、LS-DRMTCMA 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. 文献 [7] 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, 新算法大大降低了基站阵列处理的运算量, 而性能基本与 LS-DRMTA 算法基本相同.

本文将 Guoqing Xue 等提出的自适应并行干扰对消技术^[5] 简化为软判决变量平均幅度估

¹ 2000-11-14 收到, 2001-08-13 定稿

中兴基金及国防科技重点实验室基金资助项目

计并行干扰对消方法,然后将导频位辅助 LMS-DRMTA 算法和软判决变量平均幅度估计并行干扰对消方法联合形成 WCDMA 系统的空时干扰对消技术。本文第 2 节介绍系统信号模型;第 3 节给出软判决变量平均幅度估计并行干扰对消方法,并进行了仿真;第 4 节给出导频位辅助 LMS-DRMTA 算法及软判决变量平均幅度估计并行干扰对消方法的联合干扰对消结构,并进行了仿真实验;第 5 节总结全文。

2 系统信号模型

假设系统为处于加性高斯信道的同步 CDMA 系统,考虑一个蜂窝小区内的一个扇区的接收处理。假设每个扇区内采用有 N 个天线阵元的均匀线性阵列 (ULA),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

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

其中 E_i 表示第 i 个用户的信源符号进行扩频后每个扩频码片 (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; $c_i((j-1)P+l)$, $l=1, \dots, P$ 表示第 i 个用户第 j 个信源符号的第 l 个扩频码片; $a_k(\theta_i)$ 表示第 i 个用户信号对基站天线阵的方向矢量 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 的第 k 个分量,其中 $\mathbf{a}(\theta_i) = [1, e^{j\phi}, e^{j2\phi}, \dots, e^{j(N-1)\phi}]^T$, $\phi = (d \sin(\theta_i)/\lambda)2\pi$, d 为 ULA 阵元间距, λ 为载波频率; $n_k(t)$ 表示第 k 个阵元上的加性白高斯噪声;则 $X(j) = [x_1(j), x_2(j), \dots, x_N(j)]^T = \sum_{i=1}^M \sqrt{2E_i} b_i(j) c_i((j-1)P+l) \mathbf{a}_k + \mathbf{n}(j)$ 表示整个阵列一个快拍的输出。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。对 $Y_i(j)$ 直接匹配滤波得到

$$Z_i(j) = \sum_{l=1}^P c_i((j-1)P+l) \bullet Y_i(j) = D_i(j) + I_i(j) + n_i(j) \quad (3)$$

其中 $D_i(j) = P b_i(j) \sqrt{2E_i} \mathbf{a}_i$ 表示匹配滤波输出中的期望信号分量; $I_i(j) = \sum_{l=1}^P c_i((j-1)P+l) \bullet \sum_{k \neq i} \sqrt{2E_k} b_k(j) c_k((j-1)P+l) \mathbf{a}_k$ 表示第 i 用户接收通道中的多用户干扰分量; $n_i(j)$ 表示第 i 用户接收通道中的加性噪声。在进行阵列处理时,就是要尽可能准确地估计 $\mathbf{a}_i(j)$, 从而使接收阵列的方向图主瓣对准期望用户的波达方向,利用相对较低的副瓣实现对干扰用户信号的抑制;而并行干扰对消主要是要尽可能准确地估计出 (3) 式中的多址干扰分量的估计值 $\hat{I}_i(j)$, 并从接收信号中减去,得到更为“纯净”的期望用户接收信号。期望信号的软判决变量为 $\tilde{D}_i(j) = Z_i(j) - \hat{I}_i(j)$, 对应的输出比特为 $\hat{b}_i(j) = \text{sign}(\tilde{D}_i(j))$ 。

3 软判决变量平均幅度估计 PIC

3.1 算法原理

为了更明确地看出 PIC 的效果,本节讨论采用单元天线进行接收时的 PIC 处理。软判决变

量平均幅度估计 PIC 的第 q 级对消结构如下图 1 所示。

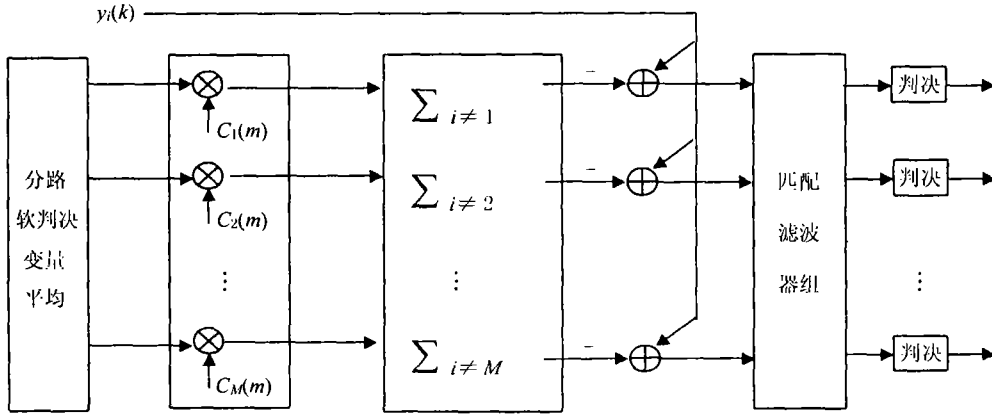


图 1 软判决变量平均并行干扰对消结构图

在进行第一级 PIC 时, 令 $\hat{D}_i(j) = Z_i(j)$, $i = 1, \dots, M$, 第一级 PIC 在第 j 个比特内的再生信号 (重扩信号) 为

$$X_{ri}(l) = \hat{A}_i^{(1)}(j) \hat{b}_i(j) c_i((j-1)P + l), \quad i = 1, \dots, M; \quad l = 1, \dots, P \quad (4)$$

由于 c_i , $i = 1, \dots, M$ 彼此的相关性很弱, 当系统存在大量用户, 且信道为加性高斯信道时, (3) 式中的 $I_i(j) + n_i(j)$ 可以近似为零均值高斯噪声^[9], 这时 $(1/P)\hat{D}_i^{(q-1)}(j)$ 就自然成为第 q 级 PIC 幅度 $\hat{A}_i^{(q)}$ 的简单而合理的估计。用这种幅度估计方法, 第 j 比特的第 q 级 PIC 再生信号表示为

$$X_{ri}(l) = (1/P)\hat{D}_i^{(q-1)}(j) c_i((j-1)P + l), \quad i = 1, \dots, M; \quad l = 1, \dots, P \quad (5)$$

于是第 i 个用户的第 q 级对消的多址干扰估计为 $\hat{I}_i^{(q)}(l) = \sum_{k \neq i} X_{rk}^{(q)}(l)$, $l = 1, \dots, P$ 。这样第 i 个用户的第 q 级对消为 $X_i^{(q)}(l) = X_i^{(q-1)}(l) - \hat{I}_i^{(q)}(l)$, $l = 1, \dots, P$ 。 $X_i^{(q)}(l)$ 就是 $X_i^{(q-1)}(l)$ 经过一级 PIC 得到的相对更为“纯净”的第 i 个用户接收通道的输出, 对 $X_i^{(q)}(l)$ 重新匹配滤波可以得到第 q 级对消的软判决变量 $\tilde{D}_i^{(q)}(j) = \sum_{l=1}^P X_i^{(q)}(l) c_i((j-1)P + l)$, $\tilde{D}_i^{(q)}(j)$ 可以用于进行新的 PIC, 或是经过判决直接输出解调结果。由于多址干扰的估计不可能完全正确, 对第 $q-1$ 级错误的判决输出会导致第 q 级错误的多址干扰估计 $\hat{I}_i^{(q)}$, 严重时对消后的解调结果比对消前还差。D. Divsalar 等提出了部分干扰对消法^[9]。这时有

$$\tilde{D}_i^{(q)}(j) = p \left[\sum_{l=1}^P X_i^{(q)}(l) c_i((j-1)P + l) \right] + (1-p)\tilde{D}_i^{(q-1)}(j) \quad (6)$$

其中 p 的取值见文献 [9]。

在文献 [6] 中, 再生信号的幅度估计 $\hat{A}_i^{(q)}(j)$ 采用基于码片的 LMS 算法进行自适应估计, 其迭代关系如下:

$$\hat{A}_i(l) = \hat{A}_i(l-1) + \frac{\mu}{\|X_{ri}(l)\|^2} [X_{ri}(l)]^* e(l) \quad (7)$$

$$e(l) = X(l-1) - \sum_{i=1}^M c_i(l) \hat{b}_i(j) \hat{A}_i(l-1) \quad (8)$$

用这种方式进行再生信号幅度估计, 当算法收敛后, 其幅度估计精度要好于软判决变量平均幅度估计 PIC 法, 但是相对于后者, 它存在下列问题:

(1) 每个比特内其运算量比软判决变量平均幅度估计 PIC 法大 $q \times M \times P$ 次乘法运算, 其中 q 为进行 PIC 的级数;

(2) 当迭代步长 μ 太小时, 算法在一个比特内一般不能收敛, μ 太大时, 又容易造成幅度估计的发散, 因而不太稳定。

3.2 算法仿真

本节在小区激活用户 $M = 20$, 天线阵元数 $N = 1$, 扩频增益 $P = 32$, 各用户扩频码采用随机序列, 信道模型采用加性高斯噪声等条件下对自适应 PIC 和软判决变量平均幅度估计 PIC 两种算法的解调误码率 (BER) 进行了仿真。20 个用户的接收强度分为下面两种情况:

(1) 20 个用户均有相同的接收功率;

(2) 15 个用户有正常接收功率 (设为 0dB), 3 个用户的接收功率为 3dB, 两个用户的接收功率为 6dB。其中期望用户接收功率为 0dB。这两种情况下两种算法的 BER 仿真结果如图 2, 图 3 所示。图中为了方便表示, 将自适应 PIC 标注为 “Adap”, 将软判决变量平均幅度估计 PIC 标注为 “AAA”。标注后面的数字 “0” 表示天线输出直接匹配滤波解调的结果, 其它数字表示第 n (n 为 1,2,3) 级 PIC 的结果 (后面也这样标注)。

图 2 对应第一种接收功率分配情况, 由图 2 可以看出自适应 PIC 和软判决变量平均幅度估计 PIC 在等接收功率时每一级 PIC 的效果都十分明显, 不过总体看来自适应 PIC 法稍好于软判决变量平均幅度估计 PIC 法。图 3 对应第二种接收功率分配情况, 从图 3 可以看出这种情况下自适应 PIC 的效果大大好于软判决变量平均幅度估计 PIC。这是由于当自适应 PIC 算法收敛以后, 一个比特内再生信号的每个码片都能根据自适应算法得到相应的幅度估计, 而软判决变量平均幅度估计 PIC 法则将软判决变量的平均作为该比特内所有码片的幅度值, 这种幅度估计相对于前者自然显得 “粗糙”。我们在下一节将看到在阵列处理后进行 PIC 时这种 “粗糙” 将显得微不足道。

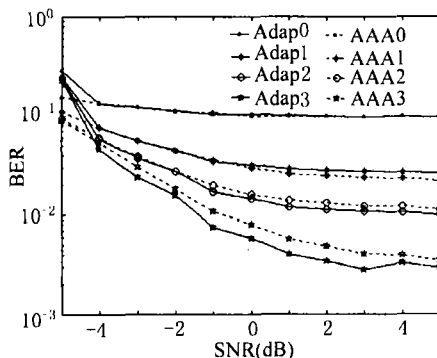


图 2 单元天线及 PIC BER(条件 1)

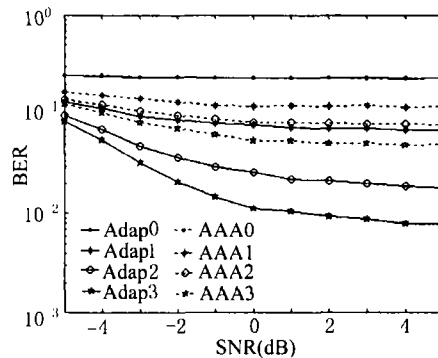


图 3 单元天线及 PIC BER(条件 2)

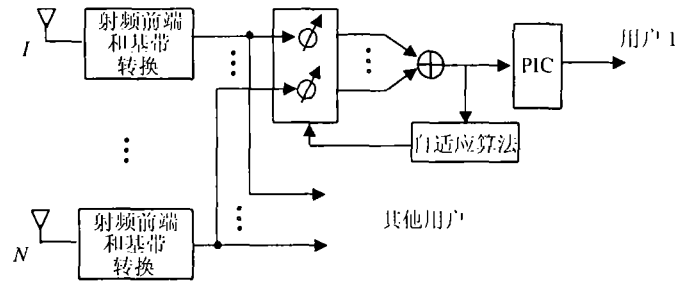


图 4 基站扇区内的阵列处理加 PIC 结构示意图

4 WCDMA 系统上行链路空时干扰抑制方案

4.1 空时干扰抑制结构

本文采用的 WCDMA 系统上行链路空时干扰抑制方案如图 4 所示。系统基站采用 N 阵元的线性阵列，空时干扰抑制系统先对期望用户进行波束形成，从空域对期望用户信号进行增强，同时通过相对较低的旁瓣对干扰用户信号进行抑制。期望用户接收通道的阵列输出结果再进行并行干扰对消，进一步消除多址干扰。由于前端阵列已经进行干扰抑制，所以此时的并行干扰对消效果比单天线阵元时的效果差的多。但是由于有时阵列处理的偏差，阵列方向图可能会偏离期望用户方向，另外即使在正确形成了阵列方向图的情况下，干扰用户信号方向有可能很靠近期望用户信号方向，这时的多用户干扰不能从空域上进行抑制，只能通过并行干扰对消进行抑制。

4.2 导频位辅助 LMS-DRMTA 算法

本文在阵列处理部分采用文献 [8] 提出的导频位辅助 LMS-DRMTA 算法，为了讨论方便，这里仅介绍一下思路。导频位辅助 LMS-DRMTA 算法主要是利用 WCDMA 上行链路的专用物理控制信道 (DPCCH) 中与其它控制信息时分复用的预知导频位，在导频位或部分导频位期间采用 LS-DRMTA 算法^[3,4]估计阵列权矢量，在信息数据接收期间采用 LMS 算法对由导频位计算的权矢量进行跟踪，这样可以大大降低阵列处理的运算量。具体的算法及仿真见文献 [7]。本文旨在将导频位辅助 LMS-DRMTA 算法与上节提出的软判决变量平均幅度估计 PIC 结合成适于 WCDMA 上行链路的空时干扰抑制技术。

4.3 空时处理的联合仿真

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：

(1) 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。

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

期望用户一直属于正常接收强度。

在上面的仿真条件下，本文对导频位辅助 LMS-DRMTA 算法分别与自适应幅度估计 PIC 及软判决变量平均幅度估计 PIC 的联合处理均作了仿真，结果如图 5，图 6 所示。其中图 5 为第一种接收强度两种联合处理方法的 BER 对比，图 6 为第二种接收强度两种联合处理方法的 BER 对比。

由图 5，图 6 可以看出随着干扰用户接收强度的增强，阵列输出加上 PIC 接收方案的整体误码率明显升高；阵列处理后用自适应幅度估计 PIC 和软判决变量平均幅度估计 PIC 的解调

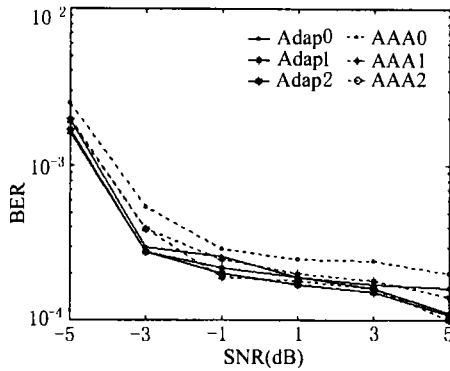


图 5 阵列处理及 PIC BER(条件 1)

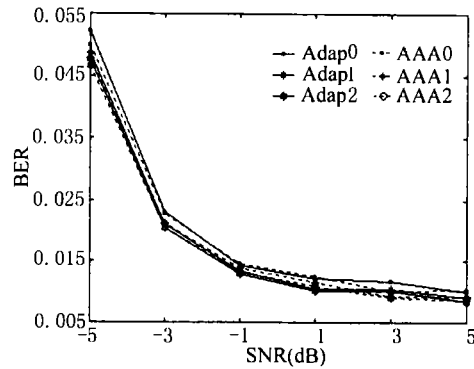


图 6 阵列处理及 PIC BER(条件 2)

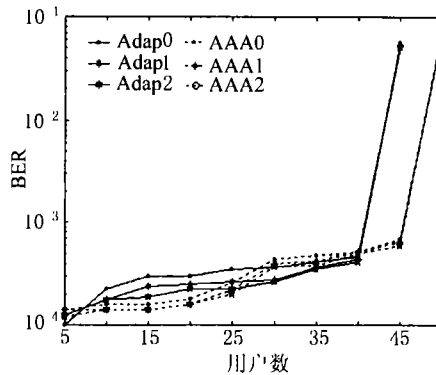


图 7 阵列天线与两种 PIC 方法在不同用户数下的 BER 比较

效果并没有明显区别; 由于前端阵列处理已经对消了大部分干扰, 所以此时的 PIC 效果不如图 2, 图 3 中单阵元天线后的 PIC 效果明显; 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, 但是效果多数不如第一级明显, 因而在阵列处理后的 PIC 级数不宜过多, 最好两级即可。

另外, 我们对导频位辅助 LMS-DRMTA 算法和两种 PIC 方法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, SNR 固定为 -5dB , 其它仿真条件同上, 结果如图 7 所示。从图 7 可以看出, 在一定的误码率下, 阵列接收加两种 PIC 方案有相近的系统容量。若以 10^{-3} 为出界解调 BER, 两种接收方案在一个扇区内的系统容量都能达到 40, 阵列接收加自适应 PIC 的容量只是稍大一点。

5 结 论

本文将自适应幅度估计 PIC 方案简化为软判决变量平均幅度估计 PIC 法, 这种简化可以减小原算法的计算量并提高了 PIC 时系统的稳定性。尽管简化 PIC 法在单阵元天线后时的干扰对消效果不如自适应幅度估计 PIC 效果显著, 但是在基站采用天线阵列进行接收时, 阵列处理加两种 PIC 方案的整体解调效果差别并不大。因而本文按照 WCDMA 系统的帧结构特点, 进一步提出了导频位辅助 LMS-DRMTA 算法加软判决变量平均幅度估计 PIC 的空时联合干扰抑制方案。这种方案的显著优点就是它的简单, 运算量小, 而且比较稳定。

参 考 文 献

- [1] L. C. Godara, Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations, Proc. IEEE, 1997, 85(7), 1031–1060.
- [2] B. G. Agee, Blind separation and capture of the communication signals using a multitarget constant modulus beamformer, Proc. IEEE Military Comm. Conf., Boston, MA, Oct., 1989, 19.2.1–19.2.7.
- [3] Z. Rong, *et al.*, Simulation of multitarget adaptive array algorithms for wireless CDMA systems, IEEE Vehicular Technology Conf., Phoenix, AZ, May 5-7, 1997, 1–5.
- [4] Z. Rong, *et al.*, Despread-respread multi-target constant modulus array for CDMA systems, IEEE Communications Letters, 1997, 1(4), 114–116.
- [5] Guoqing Xue, Jianfeng Weng, *et al.*, Adaptive multisatge parallel interference cancellation for CDMA, IEEE J. on SAC., 1999, SAC-17(10), 1815–1827.
- [6] T. Ojanpera, *et al.*, Qualitative comparison of some multiuser detector algorithms for wideband CDMA, VTC'98, Ottawa, Canada, May, 1998, 46–50.
- [7] 张华, 等, WCDMA 系统基站阵列接收方案带训练序列的 LMS-DRMTA 算法, 电子与信息学报, 2002, 24(4), 527–533.
- [8] H. Liu, *et al.*, Blind Equalization in antenna array CDMA systems, IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, SP-45(11), 161–171.
- [9] D. Divasalar, *et al.*, Improved parallel interference cancellation for CDMA, IEEE Trans. on Communications, 1998, COM-64(2), 258–268.

THE SPACE-TEMPORAL INTERFERENCE CANCELLATION
TECHNOLOGY FOR THE UPLINK OF WCDMA SYSTEM

Zhang Hua Gong Yaohuan

(College of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract This paper simplifies the adaptive parallel interference cancellation (PIC) scheme into a new method named soft-decision variant averaging amplitude estimation PIC technology. Relative to the adaptive PIC, the new method cuts down large amount of computational complexity, furthermore, it has better robustness than the adaptive PIC method. The simulations indicate that when a single sensor is used at the base station, the new method performs worse than the adaptive PIC method, especially under near far conditions. However, when an antenna array is used at the base station, and the array output is fed into PIC processing, the two PIC methods perform almost the same. Therefore, accounting to the frame structure of WCDMA, a space-temporal interference cancellation scheme including pilot-bits assisted LMS-DRMTA algorithm and soft-decision averaging amplitude estimation PIC is proposed for the uplink of WCDMA system. The overall scheme is characterized by low complexity and strong robustness.

Key words Parallel interference cancellation, Soft-decision, WCDMA, Uplink, Smart antenna, Pilot bit

张 华: 男, 1973 年生, 博士生, 主要从事智能天线技术及移动通信系统的研究.

龚耀寰: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为自适应抗干扰技术、阵列信号处理技术及其在通信、雷达等电子系统中的应用.