

小扩频系数下的多级非线性并行 干扰删除器的衰减系数

陶小峰, 雷 鸣, 刘宝玲, 张 平

(北京邮电大学92# 无线新技术研究室, 北京 100876)

摘要: 并行干扰删除器由于较佳的性能和较低的复杂度已开始逐步实用化. 在日本, 并行干扰删除器已用于3G的演示系统当中. 但由于3G系统存在较小的扩频系数, 并行干扰删除器的干扰再生的方法和结构必须加以调整. 本文针对CDMA系统在频率选择性瑞利衰落信道中, 小扩频系数下多级非线性并行干扰删除器的干扰再生的问题, 明确了衰减系数的概念、产生原因, 提出了一种新型应用衰减系数的多级非线性并行干扰删除器(PIC)方案. 此外, 还详细分析了小扩频系数下衰减系数下多级非线性并行干扰删除器性能的提高. 最后, 本文给出了衰减系数的仿真实现, 仿真结果也表明了应用衰减系数的新型多级非线性并行干扰删除器性能改善的程度.

关键词: 并行干扰删除器; 衰减系数; 瑞利衰落

中图分类号: TN925.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)04-0499-04

Attenuation Factors of Multistage Non-linear Parallel Interference Cancellation with Small Spread Factors

TAO Xiao-feng, LEI Ming, LIU Bao-ling, ZHANG Ping

(Wireless Technologies Innovation Lab

P. O. BOX 92, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, 100876, China)

Abstract: Parallel interference cancellators have been used gradually because of their better performance and lower complexity, for example, in 3G demo systems of Japan. The approaches of regenerating interference and structures of parallel interference cancellators must be adjusted for the sake of small spread factors of 3G systems. Aiming at the question of interference regeneration of multistage non-linear parallel interference cancellators with small spread factors for frequency selective Rayleigh fading CDMA systems, we propose a concept of attenuation factors, reasons and a novel scheme of multistage non-linear parallel interference cancellation (PIC) based on attenuation factors. Moreover, we analyze in detail the performance of multistage non-linear PIC with small spread factors, which benefits from attenuation factors. And simulation results show that to what extent the performance of the novel multistage non-linear PIC based on attenuation factors can be improved.

Key words: PIC; attenuation factor; Rayleigh fading

1 引言

个人通信所追求的目标就是任何人、任何时候可以与任何地方的任何人进行通信. 当前由于移动通信系统的普及, 移动用户的增多, 人们正在逐步实现这个目标. 但是由于移动用户的增多, 与此同时人们对移动通信业务的追求已从单纯的语音业务扩展到多媒体业务, 频谱资源就显得日趋紧张. 因此追求尽可能高的频谱利用率已成为并且在今后仍然是一个充满挑战的问题. 这种挑战使得人们努力开发高效的编码、调制以及信号处理等技术来提高无线频率的效率. 而多用户检测技术就是能够有效提高无线频谱利用率最重要的方案之一. 基于码分多址(CDMA)的移动通信系统总是涉及到多址接入干扰和径间干扰, 所以利用多用户检测技术以获得最佳性能显得尤为重要. Verdu已提出了一种最优多用户最大似然序列检测(MLSD)接收机^[1], 但由于它复杂度高, 人们还提出了许多次优多用户接收机^[2-6]. 我们知道, 并行干扰删除接收机是先估计出多址接入干扰和径间干扰, 然后同时删除估计出的

干扰. 其中, 先判决后恢复干扰的并行干扰删除器被称为非线性并行干扰删除器^[7-10]. 多级并行干扰删除器就是在多级中干扰被同时估计出和删除. 虽然目前对适用于码分多址系统的并行干扰删除器的研究已经比较成熟了, 但我们在研究中仍发现了不少问题. 例如, 小扩频系数系统(如3G系统)中, 扩频码的互相关性能较差且径间干扰影响增强, 删除干扰时会引入较大新的干扰, 所以传统干扰再生的方法以及并行干扰删除器的结构必须做出调整. 实际上文献[4]提到, 为了获得更好的多级干扰删除器性能, 必须存在一个在(0, 1]之间的系数以抵消再生干扰大于实际的干扰问题, 遗憾的是未进行深入论述. 本文针对小扩频系数下多级非线性并行干扰删除器, 首先论述了为什么要引入衰减系数这个概念, 第一次给出衰减系数产生的原因并推导出其表达式; 然后针对频率选择性瑞利衰落码分多址系统中小扩频系数下, 所提的多级非线性并行干扰删除器方案的性能改善进行了详细地分析. 最后, 本文给出了衰减系数的仿真实现, 由给出的仿真结果可看出, 我们提出的带衰减系数的新方案的性能有了很大的提高.

2 瑞利信道的系统模型

假设 K 个用户共享的同步多址接入系统, 接收机的输入信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,l} \cdot S_k(t - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (1)$$

其中: K 为用户数; L 为信道中传播路径的数目; $d_k \in \{-1, +1\}$ 表示用户 k 的传输符号; E_k 为码片能量; $C_{k,l}$ 是用户 k 的第 l 条路径的复增益; $\tau_{k,l} \in [0, T_m]$ 是用户 k 的第 l 条路径的时延; T_m 是多径信道的时延扩展. 对于瑞利衰落信道, 系数 $C_{k,l}$ 服从复高斯分布, $n(t)$ 是零均值加性复高斯噪声, 其双边功率谱密度为 $N\sigma^2/2$; $S_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} s_k(j) p(t - jT_c)$ 为用户 k 的特征波形, N 是扩频系数. 用户 k 的第 j 个切普 (chip) 表示为 $s_k(j) \in \left\{ \frac{-1}{\sqrt{N}}, \frac{1}{\sqrt{N}} \right\}$, $p(t)$ 是切普波形, T_c 为切普时间间隔.

3 衰减系数

在本节, 将对衰减系数的引入原因、产生原因以及最佳衰减系数的确定进行详细分析. 首先讨论频率选择性瑞利衰落信道中, 非线性并行干扰删除器第 n 级中用户 k 的衰减系数. 在基站中, 我们采用相干解调和最大比值合并 (MRC). 用户 k 的相关器输出是:

$$Y_k = \text{Re} \left[\sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \int_0^{T_c} r(t) \cdot S_k^*(t - \tau_{k,l}) dt \right] \quad (2)$$

用户 k 的估计值是

$$\hat{d}_k = \text{sgn}(Y_k) \quad (3)$$

传统的非线性并行干扰删除器第 1 级中用户 k 输出是

$$r_k^{(1)}(t) = r(t) - \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot \hat{d}_m \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \quad (4)$$

令 P_2 是用户 k 通过 RAKE 接收后的错误概率 (假定所有用户的错误概率相等), 则传统的非线性并行干扰删除器中第 1 级中用户 k 因干扰删除而额外引入的干扰为

$$2P_2 \cdot \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot \hat{d}_m \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \quad (5)$$

特别在小扩频系数系统 (如 3G 系统) 中, 扩频码的互相关性较差且径间干扰影响增强, 引入的干扰变大, 为了获得更好的多级并行干扰删除器性能, 必须存在一个在 $(0, 1]$ 之间的系数以抵消再生的干扰大于实际的干扰的问题. 所以带衰减系数的非线性并行干扰删除器第 1 级中用户 k 输出是

$$r_k^{(1)}(t) = r(t) - \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot \rho_k \cdot \hat{d}_m \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \quad (6)$$

其中, ρ_k 是用户 k 的非线性并行干扰删除器第 1 级衰减系数

$$\rho_k = \arg \min_{\rho_k} \sum_t \left| r_k^{(1)}(t) - \sum_{l=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,l} \cdot S_k(t - \tau_{k,l}) \right|^2 \quad (7)$$

同理, 令 $P_2^{(n-1)}$ 是第 $n-1$ 级非线性并行干扰删除器的错误概率, $P_2 = P_2^{(0)}$, 传统的非线性并行干扰删除

器中第 $n-1$ 级中用户 k 因干扰删除而额外引入的干扰为

$$2P_2^{(n-1)} \cdot \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot \rho_k^{(n-1)} \cdot \hat{d}_m^{(n-1)} \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \quad (8)$$

同理, 带衰减系数的非线性并行干扰删除器第 n 级中用户 k 输出是

$$r_k^{(n)}(t) = r(t) - \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot \rho_k^{(n-1)} \cdot \hat{d}_m^{(n-1)} \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \quad (9)$$

其中, $\rho_k^{(n-1)}$ 是用户 k 的非线性并行干扰删除器第 n 级衰减系数, $\rho_k = \rho_k^{(0)}$

$$\rho_k^{(n-1)} = \arg \min_{\rho_k^{(n-1)}} \sum_t \left| r_k^{(n)}(t) - \sum_{l=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,l} \cdot S_k(t - \tau_{k,l}) \right|^2 \quad (10)$$

本节对多级非线性并行干扰删除器衰减系数的产生原因进行了分析并给出了定量表达式. 由式 (7) 和式 (10) 可以看出, 衰减系数的值随干扰删除的级数、用户数、以及扩频码的类型和序列长度等的变化而变化. 但是通过式 (7) 和式 (10) 我们可采用理论分析, LMS、RLS 等自适应算法和计算机仿真来确定衰减系数. 本文通过仿真来求得衰减系数.

4 新型非线性并行干扰删除器模型

图 1 为新型多级非线性并行干扰删除器的结构示意图.

根据第 3 节的分析, 给出了小扩频系数下带衰减系数多级非线性并行干扰删除器的新方案, 如图 1(a) 所示. 图 1(a) 中 $\rho_k^{(n-1)}$ 为用户 k 的第 n 级衰减系数. 图 1(a) 为三级干扰再生为了仿真工作的方便, 将图 1(a) 修改为图 1(b). 图 1(a) 与图 1(b) 相比, 干扰再生方式略有不同.

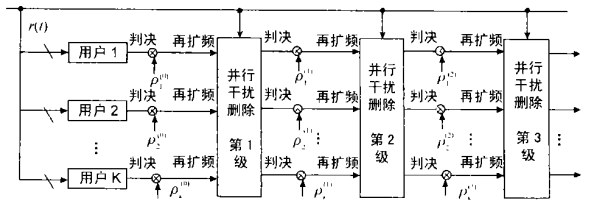


图 1(a) 新型多级非线性并行干扰删除器的结构

5 带衰减系数的非线性并行干扰删除器性能分析

在本节, 将对频率选择性瑞利衰落 CDMA 系统中, 小扩频系数下, 衰减系数给多级非线性并行干扰删除器性能带来的改善进行详细分析.

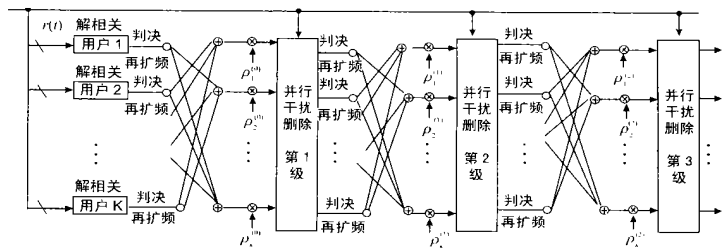


图 1(b) 新型多级非线性并行干扰删除器的结构

5.1 RAKE(第 0 级非线性并行干扰删除器)的误码率性能分析

先讨论频率选择性瑞利衰落信道中 RAKE 的误码率性能

$$Y_k = \text{Re} \left[\int_0^T \sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \cdot S_k^*(t - \tau_{k,l}) \right]$$

$$Y_k = \text{Re} \left[\underbrace{\int_0^T \sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \cdot S_k^*(t - \tau_{k,l}) \cdot n(t) dt}_{(A)} \right] + \text{Re} \left[\underbrace{\int_0^T \sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \cdot S_k^*(t - \tau_{k,l}) \cdot \left(\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_m} \cdot d_m \cdot C_{m,l} \cdot S_m(t - \tau_{m,l}) \right) dt}_{(B)} \right] + \text{Re} \left[\underbrace{\int_0^T \left(\sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \cdot S_k^*(t - \tau_{k,l}) \right) \cdot \left(\sum_{m=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,m} \cdot S_k(t - \tau_{k,m}) \right) dt}_{(C)} \right] \quad (12)$$

其中 $n(t)$ 是高斯白噪声, 其功率谱密度是 $N_0/2$, 式(A) 的方差为

$$\text{Var}[(A)] = \sum_{l=1}^L |C_{k,l}|^2 \frac{N_0}{2} \quad (13)$$

其中式(B)是多址干扰, 其方差为

$$\text{Var}[(B)] = \frac{E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K E[\alpha_{l,m}^2] \quad (14)$$

其中: $\alpha_{l,m}^2 = C_{m,l}^* \cdot C_{m,l} \cdot E_b = NE_k$.

$$(C) = \text{Re} \left[\underbrace{\int_0^T \sum_{l=1}^L C_{k,l}^* \cdot \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,l}}_{(D)} \right] + \text{Re} \left[\underbrace{\int_0^T \sum_{\substack{l=1 \\ m=1 \\ m \neq k}}^L \sum_{l=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,m}^* \cdot C_{k,m} \cdot \int_0^T S_k^*(t - \tau_{k,l}) \cdot S_k(t - \tau_{k,m}) dt}_{(E)} \right] \quad (15)$$

用户 k 的期望信号值是

$$(D) = \sum_{l=1}^L (C_{k,l}^* \cdot C_{k,l}) E_b \quad (16)$$

式(E)的方差为

$$\text{Var}[(E)] = \frac{E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^L E[\alpha_{l,m}^2] \quad (17)$$

多址干扰, 径间干扰和高斯噪声之和为

$$I_0 = N + MAI + IPI = \text{Var}[(A)] + \text{Var}[(B)] + \text{Var}[(E)] \quad (18)$$

对 BFSK 调制, 令

$$\gamma_b = \frac{E_b}{I_0} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2 = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (19)$$

其中, γ_l 是第 l 条路径的 SNR. 令 $\bar{\gamma}_l$ 为第 l 条路径的平均 SNR, 则对于频率选择性瑞利衰落信道, 用户 k 的错误概率是^[11, 12]

$$P_2 = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \pi_l \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_l}{2 + \bar{\gamma}_l}} \right] \quad (20)$$

其中, $\pi_l = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^L \frac{\bar{\gamma}_l}{\bar{\gamma}_l - \bar{\gamma}_i}$.

5.2 第 1 级非线性并行干扰删除器性能分析

对于非线性并行干扰删除器, 参照式(5), 式(B) 的方差

$$\text{Var}[(B)] = \frac{4P_2^2 \rho_k^2 E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K E[\alpha_{l,m}^2] \quad (21)$$

$$\cdot \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{E_k} \cdot d_k \cdot C_{k,l} \cdot S_k(t - \tau_{k,l}) + n(t) \right] dt \quad (11)$$

即

其中, ρ_k 是用户 k 的衰减系数; P_2 是用户 k 通过 RAKE 接收后的错误概率, 式(E) 的方差变为

$$\text{Var}[(E)] = \frac{4P_2^2 \rho_k^2 E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K E[\alpha_{l,m}^2] \quad (22)$$

对于修正后的 I_0 , 通过式(19)和式(20)可求得用户 k 的一级非线性并行干扰删除器的错误概率. 由于 $0 < \rho_k < 1$, 所以带衰减系数的一级非线性并行干扰删除器的性能优于传统的一级非线性并行干扰删除器的性能.

5.3 新型多级非线性并行干扰删除器的性能分析

参照式(8), 式(B) 的方差变为

$$\text{Var}[(B)] = \frac{4(P_2^{(n-1)} \rho_k^{(n-1)})^2 E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K E[\alpha_{l,m}^2] \quad (23)$$

其中 $P_2^{(n-1)}$ 是第 $n-1$ 级非线性并行干扰删除器的错误概率, $P_2 = P_2^{(0)}$, 式(E) 的方差变为

$$\text{Var}[(E)] = \frac{4(P_2^{(n-1)} \rho_k^{(n-1)})^2 E_b}{3N} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K E[\alpha_{l,m}^2] \quad (24)$$

对于修正后的 I_0 , 通过式(19)和式(20)可求得用户 k 的第 n 级非线性并行干扰删除器的错误概率. 同样, 也由于 $0 < \rho_k^{(n)} \leq 1$, 所以带衰减系数的性能优于传统的多级非线性并行干扰删除器的性能.

6 仿真结果及分析

上面分析了带衰减系数多级非线性并行干扰删除器性能的改善. 而文献[12] 已给出了确知衰减系数下多级非线性并行干扰删除器性能的增益. 在本节中, 我们通过仿真的方式, 一方面确定衰减系数; 另一方面由仿真结果来考察带衰减系数的新方案性能的改善程度.

仿真环境: M. 1225 2B 信道; 瑞利衰落信道(多径) + AWGN 信道; 扩频系数为 16; 同时激活的用户数目是 15(4 个强用户和 11 个弱用户); 时间同步; 没有信道编码和交织.

图 2~ 图 4 所示为 4 个强用户的第 1、2、3 级衰减系数曲线. 图中, $AFSx Uy$ 表示第 y 个用户的第 x 级衰减系数. 表 1 列出了 4 个强用户的各级衰减系数的最佳值. 在每一条曲线中, 最佳误码率性能点即是最佳衰减系数点. 很明显, 当衰减系数为 1 时, 我们所提出的方案即变成了传统的多级并行干扰删除器. 通过仿真结果可知, 无衰减系数和有衰减系数的多级并

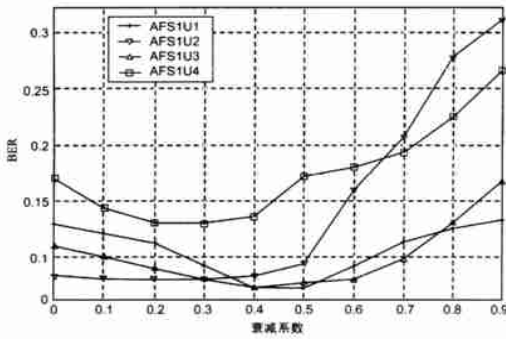


图2 强用户第1级非线性并行干扰删除器衰减系数

行干扰删除器之间存在着明显的误码率性能差别。可见衰减系数在小扩频系数下的频率选择性瑞利衰落信道中有着十分重要的作用。

表1 4个强信号用户的各级衰减系数

	用户1	用户2	用户3	用户4
1级	0.5	0.3	0.4	0.3
2级	0.8	0.5	0.8	0.5
3级	0.6	0.5	0.7	0.5

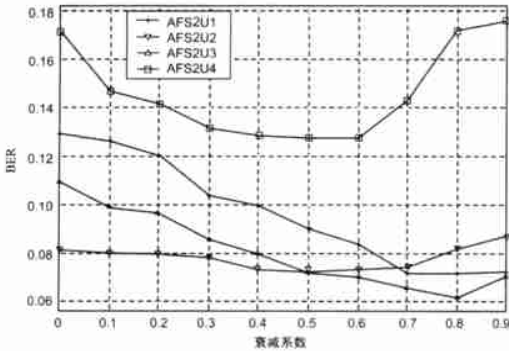


图3 强用户第2级非线性并行干扰删除器衰减系数

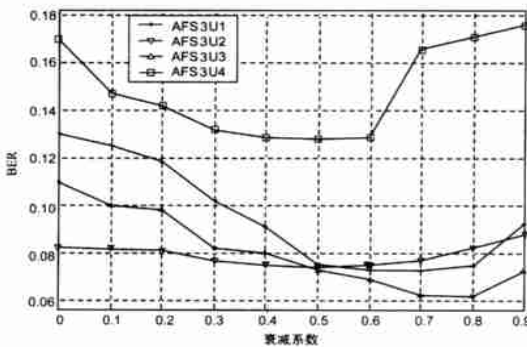


图4 强用户的第3级非线性并行干扰删除器衰减系数

7 结论

由于相关性能的恶化,小扩频系数下的频率选择性瑞利衰落码分多址系统的干扰再生方法与通常的方法有所不同。在本文中,我们引入了多级并行干扰删除器衰减系数的概念,定量分析了非线性多级并行干扰删除器衰减系数的产生原因,提出一种新的干扰再生方法以及基于这种干扰再生方法新型多级非线性并行干扰删除器的方案,并对带衰减系数的该设计方案的性能进行了详细的分析,在未来的CDMA移动

通信系统中(特别是在WCDMA系统中),我们必须充分考虑到小扩频系数带来的影响,将传统的多级并行干扰删除器修改为带衰减系数的多级并行干扰删除器以获得较佳的性能。

参考文献:

[1] Verdu S. Optimum multiuser signal detection [D]. Illinois: University of Illinois, 1984.

[2] Alexandra Duet Hallen, Jack Holtzman, Zoran Zvonar. Multiuser detection for CDMA systems [J]. IEEE Personal Communications, 1995, 2 (2): 46- 58.

[3] Shimon Moshavi. Multir user Detection for DS CDMA communications [J]. IEEE Communications Magazine, 1996, 34(10): 124- 136.

[4] R Michael Buehrer, Neijer S Correal, Brian D Woerner. A comparison of multiuser receivers for cellular CDMA [C]. New York: GLOBECOM'96, 1996.

[5] Zoran Zvonar and David Brady. Linear Multipath Decorrelating Receiver for CDMA Frequency Selective Fading Channels [J], IEEE Transactions on communications, 1996, 44(6): 650- 653.

[6] David N C Tse, Stephen V Hanly. Linear multiuser receivers: effective interference effective bandwidth and user capacity [J]. IEEE Transactions on information theory, 1999, 45(2): 641- 657.

[7] Matti Latva-aho, Jorma Lilleberg. Parallel interference cancellation in multiuser CDMA channel estimation [J]. Wireless Personal communications, 1998, 7: 171- 195.

[8] Dariush Divsalar, Marvin K Simon, Dan Raphaeli. Improved parallel interference cancellation for CDMA [J]. IEEE Transactions on communications, 1998, 46(2): 258- 268.

[9] Dimitris Koulakiotis, A Hamid Aghvami. Evaluation of a DS/CDMA multiuser receiver employing a hybrid form of interference cancellation in rayleigh fading channels [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2 (3): 61- 63.

[10] R Michael Buehrer, Brian D Woerner. Analysis of adaptive multistage interference cancellation for CDMA using an improved gaussian approximation [J]. IEEE Transactions on communications, 1996, 44(10): 1308- 1321.

[11] Proakis JG. Digital Communications [M]. New York: McGraw Hill, Inc, 1995.

[12] Tao Xiaofeng, Li Lihua, Zhang Ping. Multistage Non-linear Parallel Interference Cancellation with Small Spread Factor [C]. Rhodes: VTC 2001, 2001.

[13] Tao Xiaofeng, Liu Baoling, Zhang Ping. Attenuation Factors of Multistage Non-linear Parallel Interference Cancellation with Small spread Factor [C]. Mclean: MILCOM 2001, 2001.

作者简介:



陶小峰 男, 1970年5月生于湖北省黄冈县, 1993年毕业于西安交通大学电气工程系, 获工学学士学位, 1999年毕业于北京邮电大学计算机应用专业, 获工学硕士学位, 现为该校博士研究生, 主要从事多用户检测、智能天线、空时码的研究。