

一种优化CDMA系统并行干扰抵消权值算法*

胡成华** 唐友喜 李少谦 李仲令

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】研究了多径衰落信道下CDMA系统中多级部分并行干扰抵消器问题,通过对残余干扰方差分析推导了存在信道估计误差时的最优干扰抵消权值表达式,提出了适用于多速率CDMA系统的信道估计辅助的部分并行干扰抵消器。通过理论分析和仿真实验证实了所提出的方案比使用最佳固定权值的部分并行干扰抵消器性能优越,在BER为0.01时,使部分并行干扰抵消器第二级仅比使用理想信道估计再造干扰的部分并行干扰抵消器第一级的性能差1.5 dB。

关键词 码分多址; 部分并行干扰抵消; 动态干扰抵消权值; 信道估计

中图分类号 TN914.53 **文献标识码** A

An Algorithm of Optimizing Weight for Parallel Interference Cancellation in CDMA Systems

Hu Chenghua Tang Youxi Li Shaoqian Li Zhongling

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract This paper studies multistage partial parallel interference cancellation for CDMA systems over multipath fading channels. By analysis of the variance of residual interference, we derive an expression determining the optimal interference cancellation weight in the event of channel estimation error and propose a channel-estimator-aided partial parallel interference cancellation applicable to multi-rate CDMA systems. The simulation results verify the reasonable assumption that the proposed partial parallel interference cancellation has performance better than partial parallel interference cancellation with freewill constant weight. It is indicated that, at a BER of 0.01, the performance loss of the proposed PPIC stage 2 is only 1.5 dB, compared to partial parallel interference cancellation with channel-known interference of one stage.

Key words CDMA; partial parallel interference cancellation; dynamic interference cancellation weight; channel estimation

当前第三代移动通信正日益产业化,码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)是其主流多址方式。CDMA系统中多址干扰(Multi-Access Interference, MAI)不可避免,多用户检测是抑制CDMA系统中多址干扰的主要途径。在诸多多用户检测方案中,并行干扰抵消被认为是一个很有前景的方案^[1]。由于每一级对干扰信号的判决和估计不可能准确,通常采用部分并行干扰抵消(Partial Parallel Interference Cancellation, PPIC)^[2]。在干扰信号估计精度一定的条件下,合适的干扰抵消权值可使并行干扰抵消接收机获得最佳的性能,确定干扰抵消权值是并行干扰抵消检测器的重要研究课题,很多学者已经对此进行了研究^[2-7],但大多只研究了高斯信道环境下的固定权值确定问题^[3-5]。然而,固定权值的干扰抵消不能适应实际移动通信系统

2003年8月29日收稿

* 国家863计划资助项目,编号:863-317-03-01-05-20/MII-C3G-05-00

** 男 28岁 博士生 主要从事移动通信系统物理层关键技术与跨层设计方面的研究

的动态负载和衰落信道环境。文献[4~6]均利用了模糊规则确定并行干扰抵消器权值,但这些模糊规则依赖于直觉经验,文献[7]给出了确定干扰抵消权值的表达式,没有完善的推导过程。

本文将通过对残余干扰方差的分析,提出确定干扰抵消权值的最优表达式。

1 系统模型

考虑多径瑞利衰落环境下的WCDMA上行链路,采用正交可变扩频因子和复扩频,假设每个用户只有一条专用物理信道(Dedicated Physical Data Channel, DPDCH)和一条专用物理控制信道(Dedicated Physical Control Channel, DPCCH)。DPDCH上的数据符号和DPCCH上的控制符号分别用信道化码 $c_d(t)$ 和 $c_c(t)$ 扩频,扩频因子分别为 N 和256,再乘以相应的增益1.0和 $\sqrt{g_k}$ 。然后分别作为实部和虚部合成一个复数,再用扰码 $\underline{s}_k(t)$ 加扰。加扰操作后进行QPSK调制,用户 k 的发送信号为

$$S_k(t) = \text{Re} \left[\underline{s}_k(t) e^{j(\omega_c t + \phi_k)} \right] \quad (1)$$

和

$$\underline{s}_k(t) = \sqrt{E_{d,k}} \left[b_k^I(t) c_d(t) + j \sqrt{g_k} b_k^Q(t) c_c(t) \right] \underline{s}_k(t) \quad (2)$$

式中 ω_c 为载波频率, ϕ_k 为载波初始相位, $E_{d,k}$ 为数据信道上一码片能量, g_k 为控制信道和数据信道的功率比, $b_k^I(t)$ 为DPDCH的数据符号,每符号持续时间 $T_b = NT_c$ (T_c 是一个码片持续时间), $b_k^Q(t)$ 为DPCCH的控制符号,每符号的持续时间是 $T = 256T_c$ 。发射信号的功率为 $P_k = (1 + g_k) E_{d,k} / T_c = E_k / T_c$,其中 E_k 为用户 k 发射信号的每码片能量。文献[9]对信道、Rake接收机、信道估计和PPIC等模型进行了描述。

2 残余干扰信号的二阶分析

经过 s 级部分并行干扰抵消后, $(s+1)$ 级用户 k 的Rake接收机的输出为^[9]

$$U_k^{(s+1)}(b) = U_k(b) - \sum_{l=1}^L \hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s)} - \sum_{l=1}^L \hat{U}_{SI_{k,l}}^{(s)}(b) = \sum_{l=1}^L \left[U_{S_{k,l}}(b) + \hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s+1)}(b) + \hat{U}_{SI_{k,l}}^{(s+1)}(b) + U_{N_{k,l}}(b) \right] \quad (3)$$

式中 $\hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s+1)}(b) = U_{MAI_{k,l}}(b) - \hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s)}(b)$, $\hat{U}_{SI_{k,l}}^{(s+1)}(b) = U_{SI_{k,l}}(b) - \hat{U}_{SI_{k,l}}^{(s)}(b)$ 。

对用户 k 第 l 径实际存在的MAI成分 $U_{MAI_{k,l}}(b)$ 可以写成

$$U_{MAI_{k,l}}(b) = \frac{1}{2} \sum_{u=1}^K \sum_{p=1}^L \left\{ \sqrt{E_u} \alpha_{k,l} \alpha_{u,p} \cos(\theta_{lp}^{(k),(u)}) \left[b_u^I(b-1) R_{u,k}(\tau_{lp}) + b_u^I(b) \hat{R}_{u,k}(\tau_{lp}) \right] \right\} \quad (4)$$

式中 $b_u^I(b-1)$ 和 $b_u^I(b)$ 分别为用户 u 发送的第 $(b-1)$ 和第 b 个数据符号;相位差 $\theta_{lp}^{(k),(u)} = \theta_{u,p} - \theta_{k,l}$ ($\theta_{k,l}$ 表示因时延和信道相位引起的相位变化);两径的时延差 $\tau_{lp} = \tau_p - \tau_l$;文献[9]对 $R_{k,u}(\tau)$ 和 $\hat{R}_{k,u}(\tau)$ 进行了定义。

在 s 级估计的MAI成分 $\hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s)}(b)$ 可以表示为

$$\hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s)}(b) = \frac{1}{2} \sum_{u=1}^K \sum_{p=1}^L \left\{ \sqrt{E_u} \alpha_{k,l} \hat{\alpha}_{u,p}^{(s)} \cos(\theta_{lp}^{(k),(u)}) \left[\hat{b}_u^I(b-1) R_{u,k}(\tau_{lp}) + \hat{b}_u^I(b) \hat{R}_{u,k}(\tau_{lp}) \right] \right\} \quad (5)$$

式中 $\hat{\alpha}_{u,p}^{(s)}$ 为用户 u 在第 s 级第 p 径的估计强度, $\hat{b}_u^I(b-1)$ 和 $\hat{b}_u^I(b)$ 分别为第 s 级用户 u 的第 $(b-1)$ 和第 b 个符号判决结果; $\hat{\theta}_{lp}^{(k),(u)} = \hat{\theta}_{u,p} - \theta_{k,l}$ 。若不考虑相位估计误差,残余的MAI成分表示为

$$\tilde{U}_{MAI_{k,l}}^{(s+1)}(b) = U_{MAI_{k,l}}(b) - \hat{U}_{MAI_{k,l}}^{(s)}(b) = \frac{\alpha_{k,l}}{2} \sum_{u=1}^K \sum_{p=1}^L \sqrt{E_u} \left\{ \left[\alpha_{u,p} - (-1)^m p_{u,p}^{(s)} \hat{\alpha}_{u,p}^{(s)} \right] b_u^I(b-1) R_{u,k}(\tau_{lp}) + \left[\alpha_{u,p} - (-1)^n p_{u,p}^{(s)} \hat{\alpha}_{u,p}^{(s)} \right] b_u^I(b) \hat{R}_{u,k}(\tau_{lp}) \right\} \cos(\theta_{lp}^{(k),(u)}) \quad (6)$$

式中 $p_{u,p}^{(s)}$ 为第 s 级用户 u 第 p 径的干扰抵消权值; m 和 n 满足 $P(m=2j+1) = P(n=2j+1) = P_{e(u)}^{(s)}$, $j=1,2,3,\dots,n$ 。考虑到 $E[R_{u,k}(\tau_{lp})] = 0$ 和 $E[\hat{R}_{u,k}(\tau_{lp})] = 0$,残余的MAI的方差

$$\sigma_{MAI,j}^{(s+1)} = \frac{1}{4} \sum_{u=1}^K \sum_{p=1}^L E_u \alpha_{k,l}^2 \left\{ E \left\{ \left[\alpha_{u,p} - (-1)^m p_{u,p} \hat{\alpha}_{u,p} \right]^2 \right\} E \left[R_{u,k}^2(\tau_{ip}^{(k);(u)}) \right] + E \left\{ \left[\alpha_{u,p} - (-1)^n p_{u,p} \hat{\alpha}_{u,p} \right]^2 \right\} E \left[\hat{R}_{u,k}^2(\tau_{ip}^{(k);(u)}) \right] \right\} E \left[\cos^2(\theta_{ip}^{(k);(u)}) \right] \quad (7)$$

式中 $E \left\{ \left[\alpha_{u,p} - (-1)^m p_{u,p} \hat{\alpha}_{u,p} \right]^2 \right\} = E \left\{ \left[\alpha_{u,p} - (-1)^n p_{u,p} \hat{\alpha}_{u,p} \right]^2 \right\} = E \left[(\hat{\alpha}_{u,p}^{(s+1)})^2 \right]$ 代表 $(s+1)$ 级用户 u 第 p 径所受的残余干扰的平均功率, $\hat{\alpha}_{u,p}^{(s+1)}$ 是相应的残余干扰强度。经过 s 次部分干扰抵消后, 设 $(\sigma_{u,p}^{(s)})^2$ 是第 s 级用户 u 第 p 径信道估计的方差, $(s+1)$ 级的残余干扰信号的平均功率为^[9]

$$E \left[(\hat{\alpha}_{u,p}^{(s+1)})^2 \right] = \left[1 + (p_{u,p}^{(s)})^2 - 2p_{u,p}^{(s)} + 4p_{u,p}^{(s)} P_{e(u)}^{(s)} \right] \mu_{u,p} + (p_{u,p}^{(s)})^2 (\sigma_{u,p}^{(s)})^2 \quad (8)$$

3 优化权值方案

考虑到最优权值的存在性, 对式(8)进行关于 $p_{u,p}^{(s)}$ 的微分, 得到多级PPIC的最优抵消权值表达式

$$p_{u,p}^{(s)} = \mu_{u,p} \left[1 - 2P_{e(u)}^{(s)} \right] / \left[\mu_{u,p} + (\sigma_{u,p}^{(s)})^2 \right] \quad (9)$$

式中 $\mu_{u,p}$ 和 $(\sigma_{u,p}^{(s)})^2$ 可以利用信道估计器中相关信息处理获得。如图1所示为信道估计器辅助的并行干扰抵消器, 图中优化权值模块以一定周期更新干扰抵消权值

$$p_{u,p,j}^{(s)} = C_1^{(s)} \hat{\mu}_{u,p,j}^{(s)} / \left[\hat{\mu}_{u,p,j}^{(s)} + C_2 (\hat{\sigma}_{u,p,j}^{(s)})^2 \right] \quad (10)$$

式中 $\hat{\mu}_{u,p,j}^{(s)}$ 和 $(\hat{\sigma}_{u,p,j}^{(s)})^2$ 为在第 j 个权值更新周期估计的均值和方差; 参数 $C_1^{(s)}$ 依赖于第 s 级的BER, 参数 C_2 与信道估计参数相关, $\hat{\mu}_{u,p,j}^{(s)}$ 为在第 j 个权值更新周期用户 u 第 p 径的强度, 而 $(\hat{\sigma}_{u,p,j}^{(s)})^2$ 反映了它所受到的干扰, 因此该方案适用于多速率CDMA系统和多级PPIC。

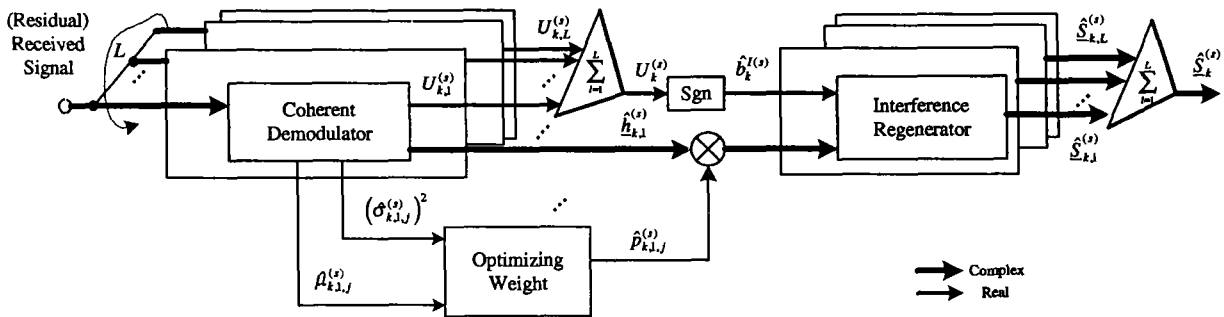


图1 优化权值方案的部分并行干扰抵消器

4 仿真结果

仿真中, 所有DPCCH的扩频因子选用256^[8], 采用S(2)作短扰码, 每个时隙使用4个导频符号, 信道模型遵照3GPP TS 25.104 Case 3, 采用一阶线性内插法进行信道估计。式(10)中 $C_1^{(1)}$, $C_1^{(2)}$ 和 C_2 分别设为0.4, 0.9和0.63。使用本文方案的PPIC简记为WO-PPIC, 使用理想信道估计进行干扰再造的PPIC简记为PCE-PPIC。图2所示为进行单速率条件下多级CW-PPIC, WO-PPIC和PCE-PPIC的性能比较。仿真中所有用户的DPDCH扩频因子设置为64, CW-PPIC在第一级使用仿真搜索的能使误码率最低的权值, 第二级使用第一级的权值(因为通常第二级的权值比第一级要高)。从图中可以看出, 在第一级WO-PPIC和CW-PPIC的性能相近, 但是第二级WO-PPIC比CW-PPIC的性能好得多, 虽然第二级CW-PPIC使用了与第一级相同的权值, 仍然出现了“乒乓”效应; 在BER为0.01时, WO-PPIC第二级仅比第一级PCE-PPIC的性能差1.5 dB。图3所示为进行多速率条件下WO-PPIC和CW-PPIC的性能比较, 图中DPDCH的扩频因子为32、64和128的用户数分别是2、3

和4, 同样可以看出, 随着级数的增加, WO-PPIC的性能越来越好, 而CW-PPIC存在“乒乓”效应。

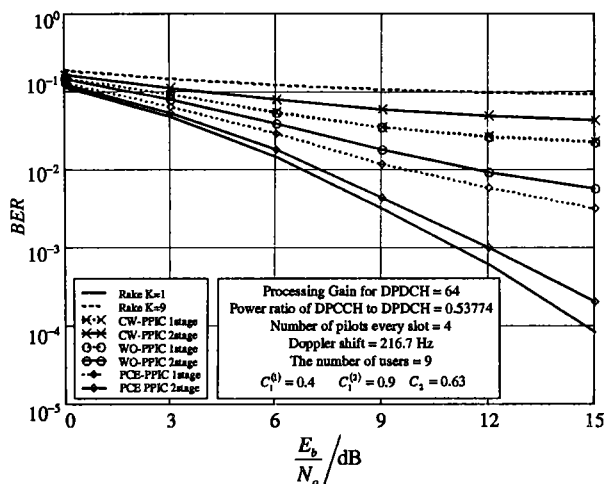


图2 单速率条件下CW-PPIC,WO-PPIC和PCE-PPIC的性能

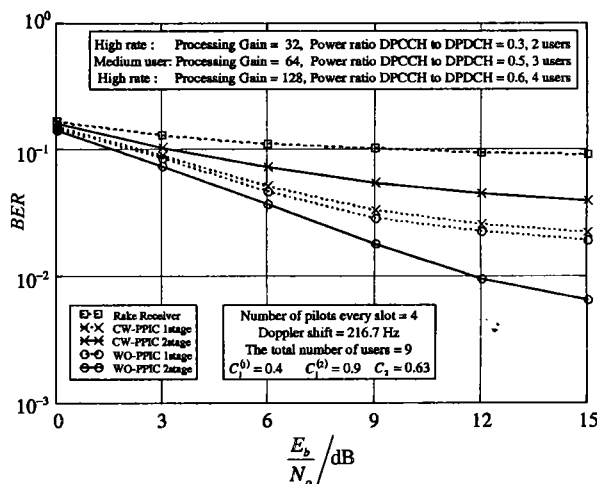


图3 多速率条件下WO-PPIC和CW-PPIC的性能

5 结论

本文研究了CDMA系统中部分并行干扰抵消(PPIC)的残余干扰方差和权值优化问题, 提出了一种的满足衰落信道环境的并行干扰抵消算法。本文算法优化的干扰抵消权值能随系统负载和信道环境等因素而动态变化, 且能满足多速率CDMA系统。理论分析表明, 所提出算法能使多级并行干扰抵消接收机的残余干扰方差逐级下降, 仿真实验也证实所提出的方案使PPIC的误码率比使用最佳固定权值的PPIC还低。与使用理想信道估计再造干扰的PPIC第一级相比, 误码率均为0.01时, 使用本文算法的PPIC第二级性能仅差1.5 dB。

参 考 文 献

- [1] Moshavi S. Multi-user detection for DS-SS communication[J]. IEEE Comm. Mag., 1996, 34: 124-136
- [2] Divsalar D, Simon M K, Raphaeli D. Improved parallel interference cancellation for CDMA[J]. IEEE Trans. Commun. 1998, 46 (2): 258-268
- [3] Fawzy A A N, Fayez R M. Optimization of partial parallel interference cancellation (PPIC) factor in CDMA systems[C]. in Proc. IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, 2000. (4): 2 375-2 380
- [4] Huang Y F, Wen J H. Adaptive fuzzy interference cancellation for CDMA communication systems[C]. in Proc. IEEE Veh. Technol. Conference 2000 spring(VTC'00), 2000. (2): 1 120-1 124
- [5] Xiao L, Liang Q. The study of parallel interference weighted canceller multiuser detection[C]. in Proc. IEEE International Conf. On Commun.(ICC'00), 2000. (2): 754-757
- [6] Tseng S M, Zheng Y, Hsu Y T, et al. Fuzzy adaptive parallel interference cancellation and vector channel prediction for CDMA in fading channels[C]. in Proc. IEEE International Conf. On Commun.(ICC'02), 2002. (1): 252-256
- [7] Prapavong N, Benjapolakul W. Improvement of partial interference cancellation receiver using variance from matched filter for weight factor assignment and adaptation in multirate CDMA cellular mobile communication systems[C]. in Proc. IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications(SPAWC'01), 2001.210-213
- [8] Spreading and Modulation (FDD), 3GPP TS 25.213, v3.3.0, 2000[P].
- [9] Hu C, Youxi T, Li S. et al. Channel-estimator-aided parallel interference cancellation for CDMA systems in multipath fading channels[C]. in Proc. IEEE International Symposium on PIMRC'03, Beijing, 2003. (2): 1 850-1 854