CDMA系统中的信道估计和多址干扰*

陈亚丁** 唐友喜 李少谦
(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】多址干扰是CDMA系统中较为突出的干扰，利用多个用户信息的干扰对消技术可以有效地抑制这种干扰，而干扰对消技术的实现需要信道的衰落估计。该文介绍了信道估计技术及多用户检测技术，并通过数值分析说明用户数及信道估计偏差对多址干扰对消技术性能的影响。

关 键 词 码分多址；信道估计；多址干扰；干扰对消
中图分类号 TN929 文献标识码 A

Channel Estimation and Multiple Access Interference in CDMA System

Chen Yading Tang Youxi Li Shaoqian
(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract Multiple access interference is one kind of main interference in CDMA system. It can be restrained effectively by interference cancellation , and the realization of this technology needs the estimation of fading channels. This paper introduces the technology of channel estimation and multiple access interference, and states how user amount and deviation of channel estimation can affect the performance of multiple access interference cancellation technology basing on the data analysis result.

Key words code division multiple access; channel estimation; multiple access interference; interference cancellation

CDMA系统是一种自干扰受限系统，其比较突出的干扰为多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)。多址干扰不仅严重影响系统的抗干扰性，也严重限制了系统的容量提高，利用信道估计技术的多用户检测技术在抵抗和抑制多址干扰方面已显出其较好的性能。

干扰对消技术利用信道估计值完成接收信号的重建，通过合理的运算在接收端完成对其他用户信号的抑制，实现复杂度相对较低，是多用户检测技术中的次优方案。本文以WCDMA系统为模型分析了信道估计过程，通过理论公式推导，分析了信道估计性能的好坏对多用户检测中的干扰对消技术带来的影响，并给出数值分析及结论。

1 系统模型

WCDMA专用物理信道所传送的信号包括用户专用数据信号和专用控制信号，其中专用控制信号含有导引符号，可用于进行信道估计。扩频加扰后的发送信号通过一个多径衰落信道，进而被附加白高斯噪声所污染，到达接收端。接收端的信号解调是通过带有信道估计器的相关RAKE接收机来完成，信道估计器不仅要完成由信道衰落造成的相位补偿，还要同时完成残留载频的补偿。

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 34岁 博士生 主要从事无线移动通信系统链路传输技术方面的研究

接收模型是一个有L条径的相干解调RAKE接收机，路径匹配某一特定的PN序列，且每条径的信号假设为已经获得定时同步，经过信道衰落的接收信号为

$$r(t)=\left\{\sum_{q=0}^{K-1}\sum_{p=1}^{L}\alpha_{q,p}(t)\sqrt{E_q}s_q\left[t-\tau_{q,p}(t)\right]\mathrm{e}^{\mathrm{i}\phi_{q,p}(t)}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_c(t-\tau_{q,p}(t))}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_{0q,p}(t)}\right\}+n(t)=$$
$$\left\{\sum_{q=0}^{K-1}\sum_{p=1}^{L}\alpha_{q,p}(t)\sqrt{E_q}s_q\left[t-\tau_{q,p}(t)\right]\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi_{q,p}(t)}\right\}+n(t) \tag{1}$$

式中 $s(t)$为单个用户的基带信号；E_q为用户q的码片能量；ω_c为载频；ϕ为载波相位，$\varphi_{q,p}(t)=t(\omega_c-\omega_{0q,p})+\phi_{q,p}(t)-\omega_c\tau_{q,p}(t)$，$\alpha_{q,p}(t)$、$\phi_{q,p}(t)$和$\tau_{q,p}(t)$分别是路径$p$的增益、相位和延迟；$n(t)$是复附加白高斯噪声，其功率谱密度为$\eta_0/2$。

通过对同步码的捕获跟踪，可以完成各个路径信号的解扩及解扰。对每一径接收信号相干解调后，其值包含用户信息U_s、定时误差和由多径带来的自干扰噪声U_{MP}，以及多址干扰U_{MAI}和高斯噪声U_N。此时，得到第l条路径第k个用户的第m个符号的相干解调输出为

$$\begin{aligned}u_k(m)=&\int_{mT+\tau_l}^{(m+1)T+\tau_l}r_l(t)g_k\left[t-\tau_l(t)\right]q_k^*\left[t-\tau_l(t)\right]\mathrm{d}t=\\&N_k\sqrt{E_k}a_{k,l}(m)D_k(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,l}(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]\rightarrow u_S(m)+\\&\sum_{\substack{p=1\\p\neq l}}^{L}\xi_{k,p}(m)a_{k,p}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,p}(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]\rightarrow u_{MP}+\\&\sum_{p=1}^{L}\sum_{\substack{q=1\\q\neq k}}^{K}N_k\sqrt{E_q}\alpha_{q,p}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{q,p}(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]\rho_{k,q}\rightarrow u_{MAI}+n_l(m)\rightarrow u_{N(m)}\end{aligned} \tag{2}$$

式中 g为控制信道对数据信道的功率比；$d(t)$为数据信号；$p(t)$为引导码信号；$q(t)$为复扰码。用户q的扩频因子为N_q，$g(t)=\{g_d(t),g_p(t)\}$，$D_q(m)=\{d(m),\sqrt{g}p(m)\}$，$R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]$为采样时定时误差造成的影响，$\rho_{k,q}=\int_{mT+\tau_l}^{(m+1)T+\tau_l}s_q(t-\tau_p)g_k(t-\tau_l(t))q_k^*(t-\tau_l(t))\mathrm{d}t$，$a_{k,l}(m)=\int_{mT}^{(m+1)T}\alpha_{k,l}(t)\mathrm{d}t$，$\xi_{k,p}$为部分相关造成的它径干扰，$T$为符号周期，$n_l(m)$为附加白高斯噪声。

2 信道估计过程

导引符号辅助的信道估计过程通过对已知发送序列的测量来推测信道对未知发送数据造成的衰落，然后进行补偿，以提高接收端对接收数据的判决精度。

WCDMA上行链路的信道估计主要参考DPCCH里的导引符号。为便于分析，本文将U_{MP}和U_{MAI}一并归于U_N[1]。对控制信道，此时，经过相关解调后的信号为

$$u_{c,k}(m)=N_k\sqrt{g_kE_k}a_{k,l}(m)p_k(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,l}(m)+N_{k,l}(m) \tag{3}$$

式中 $N_{k,l}(m)=U_{MP}(m)+U_{MAI}(m)+U_N(m)$。用户数较大时，由于各用户各路径信号满足中心极限定理条件，故其累积效应的总合将倾向于零均值高斯分布。导引符号$p_k(m)$已知，且$p_k^2(m)=1$，则瞬时信道衰落

$$\tilde{\alpha}(m)\exp\mathrm{i}\tilde{\theta}(m)=N_k\sqrt{g_kE_k}a_{k,l}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,l}(m)+N_{k,l}(m) \tag{4}$$

$$\hat{\alpha}_{k,l}(m)\exp\mathrm{i}\hat{\theta}_{k,l}(m)=\sum_{j=-J/2}^{J/2}w_j\tilde{\alpha}_{k,l}(m+j)\exp\mathrm{i}\tilde{\theta}_{k,l}(m+j) \tag{5}$$

式(5)为实际信道衰落估计值，其中J是低通滤波器(LPF)的长度，w_j是第j个估计值的加权值(由不同算法确定)。考虑到估计偏差$\varepsilon_{k,l}(m)$，可以将每个符号最终的信道估计值表示为

$$\hat{\alpha}_{k,l}(m)\exp\mathrm{i}\hat{\theta}_{k,l}(m)=N_k\sqrt{g_kE_k}a_{k,l}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,l}(m)+\varepsilon_{k,l}(m) \tag{6}$$

通过式(1)、(3)、(6)，可得到第k个用户的第一级的Rake合并输出为

$$d_k(m)=\sum_{p=1}^{L}N_k^2E\sqrt{g}(a_{k,p}(m))^2D_k(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]+N_0 \tag{7}$$

式中 N_0为$U_{MAI}(m)+U_N(m)$与信道估计值的共轭值之积同用户数据与信道估计偏差之积的和。

信道估计精度对算法中的信号重建起着关键作用，进而对多用户检测(MUD)性能有很大的影响。

3 性能分析

在上行链路的信道估计中，式(5)中的w_j起着关键作用，当采用$w_j=1/J$。时，假设扩频序列为随机序列，并考虑多径干扰，由式(7)可得到第一级RAKE合并信号的统计特性[2]

$$E\{d_k^1(m)|_\varsigma\}=E_kN_k^2\sqrt{g_k}d_k\varsigma \tag{8}$$

$$V_{ar}\{d_k^1(m)|\varsigma\}=\left(g+\frac{1}{J}\right)N_k^3E_k\varsigma\left(\eta_0+\frac{1}{3}KE_k\Omega_T\right)+\frac{2LN_k^2}{J}\left(\eta_0+\frac{1}{3}KE_k\Omega_T\right)^2 \tag{9}$$

此时有第k个用户第m个符号的ς条件下的BER为

$$P_e(\varsigma)=Q\left(\frac{E\{d_k^1(m)|\varsigma\}}{\sqrt{V_{ar}\{d_k^1(m)|\varsigma\}}}\right)=Q\left(\frac{\varsigma}{\sqrt{a\varsigma+b}}\right) \tag{10}$$

式中

$$a=(1+g)\left(1+\frac{1}{gJ}\right)\left(\frac{1}{E_b/N_0}+\frac{K\Omega_T}{3N^k}\right)$$

$$b=\frac{2L(1+g)^2}{gJ}\left(\frac{1}{E_b/N_0}+\frac{K\Omega_T}{3N^k}\right)^2$$

$$\varsigma=\sum_{p=1}^{L}\alpha_{k,p}^2(m)$$

$$\Omega_T=\sum_{p=1}^{L}E\{\alpha_p^2\}=\sum_{p=1}^{L}\mathrm{e}^{-0.2P}$$

$$m_T=\sum_{p=1}^{L}m_p$$

对一个特定的信道模型，ς是一个随机变量，其概率密度函数为$p(\varsigma)$。当每条路径衰落服从Nakagami分布，且其比例系数m_i/Ω_i相同时，ς的概率密度函数为

$$p(\varsigma)=\left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T}\frac{\varsigma^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)}\exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T}\varsigma\right)\qquad \varsigma\geqslant 0 \tag{11}$$

由式(10)和式(11)可得到第一级RAKE合并后第k个用户的BER为

$$P_{1,e}=\int_0^{+\infty}Q\left(\frac{E\{d_k^1(m)|_\varsigma\}}{\sqrt{V_{ar}\{d_k^1(m)|\varsigma\}}}\right)p(\varsigma)\mathrm{d}\varsigma=\int_0^{\infty}Q\left(\frac{\varsigma}{\sqrt{a\varsigma+b}}\right)\left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T}\frac{\varsigma^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)}\exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T}\varsigma\right)\mathrm{d}\varsigma \tag{12}$$

3.1 非完美估计下的MIC性能

干扰对消技术中，信道估计值在用户信号重建时起着关键作用，若仅考虑信道影响，由式(2)可得到多址干扰为

$$u_{MAI}=\sum_{\substack{p=1\\p\neq l}}^{L}\xi_{k,p}(m)a_{k,p}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{k,p}(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]+\sum_{p=1}^{L}\sum_{\substack{q=1\\q\neq k}}^{K}N_k\sqrt{E_q}\alpha_{q,l}(m)\exp\mathrm{i}\theta_{q,p}(m)R[\overline{\tau}_{k,l}(m)]\rho_{kq}^p \tag{13}$$

进而得到第s级的解调输出为

$$u_{k,l}^s(m)=\int_{mT+\tau_l}^{(m+1)T+\tau_l}r_l^s(t)g_k(t-\tau_l(t))q_k^*(t-\tau_l(t))\mathrm{d}t \tag{14}$$

各用户信号经过第一级判决后，利用前一级估计得到的信道衰落值以及各自的扩频码和扰码进行信号重建，然后将其从接收信号中扣除，如

$$r_l^s(t)=r_l^{s-1}(t)-\sum_{\substack{q=0\\q\neq k}}^{K-1}\sum_{\substack{p=1\\p\neq l}}^{L}\hat{\alpha}_{p,q}^{s-1}(m)\sqrt{E_q}\,\hat{s}_q(t-\tau_{p,q}(t))\mathrm{e}^{\mathrm{i}\hat{\theta}_{p,q}^{s-1}(m)} \tag{15}$$

重复式(3)~(7)，有

$$d_k^s(m)=\sum_{p=1}^{L}u_{k,p}^s(m)\hat{\alpha}_{k,p}^s(m)\exp(-\mathrm{i}\hat{\theta}_{k,p}^s(m)) \tag{16}$$

$$\tilde{d}_k^s(m)=(1-\mu_s)d_k^s(m)+\mu_s\tilde{d}_k^{s-1}(m) \tag{17}$$

$$\hat{D}_k^s(m)=\mathrm{sgn}\{\tilde{d}_k^s(m)\} \tag{18}$$

加权值μ_s是为了减少信道估计误差对重建信号的影响，采用加权的部分干扰对消权值，通常是通过仿真或是自适应方法来得到，这里不做讨论。显然，信道估计值的不准确将导致U_{MAI}以及重建信号的不准确，导致E_b/N_0的下降，影响多址干扰对消(MIC)的性能，最终影响到对数据的正确判决。

根据式(14)~(18)，可得到经第一级干扰抵消后的信号均值和方差为

$$E\{d_k^2(m)|_\varsigma\}=E^kN^2\sqrt{g_k}d_k\varsigma \tag{19}$$

$$E\{\tilde{d}_k^s(m)\}=(1-\mu_s)E\{d_k^s(m)\}+\mu_sE\{\tilde{d}_k^{s-1}(m)\} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}V_{ar}\{d_k^2(m)|\varsigma\}=&\left(g+\frac{1}{J}\right)N_k^3E_k\varsigma\left[\eta_0+\frac{1}{3}KE\sum_{p=1}^{L}E(\varepsilon_{k,p}^2(m))+\frac{4P_{1,e}}{3}KE^k\Omega_T\right]+\\&\frac{2LN_k^2}{J}\left[\eta_0+\frac{1}{3}KE\sum_{p=1}^{L}E(\varepsilon_{k,p}^2)+\frac{4P_{1,e}}{3}KE^k\Omega_T\right]^2\end{aligned} \tag{21}$$

$$V_{ar}\{\tilde{d}_k^s(m)\}=(1-\mu_s)^2V_{ar}\{d_k^s(m)\}+\mu_s^2V_{ar}\{\tilde{d}_k^{s-1}(m)\} \tag{22}$$

设$\mu_s=0$，于是，可以得到经第一级多址干扰部分对消后的误码特性

$$P_{2,e}=\int_0^{+\infty}Q\left(\frac{E\{\tilde{d}_k^2(m)|_\varsigma\}}{\sqrt{V_{ar}\{\tilde{d}_k^2(m)|\varsigma\}}}\right)p(\varsigma)\mathrm{d}\varsigma \tag{23}$$

3.2 数值分析

针对不同参数对系统的BER性能影响进行分析，部分干扰加权值$\mu_s=0$，比值m_p/Ω_p取4，用户数据扩频因子N为128，低通滤波器(LPF)长度J为20，若无特别说明，除用以区分用户控制信道和用户数据信道的扩扰码为正交序列，其余扩扰码为纯随机序列，功率因子g为0.7，各径信道估计偏差和为0.4，总用户数K为20，路径数L为6。

图1给出了不同用户数的情况下，系统经过一级干扰对消后的BER特性。图中，用户数的增加明显降低了系统MIC的性能，所以应采取相应措施，以抵抗由于用户数的增加而带来的更为严重的多址干扰。通过增加一级MIC或提高信道估计精度[3~5]，调整部分干扰对消因子等都可以改善系统性能(注意，当MIC级数增加到一定值时，再增加级数对其性能并无显著提高)。当用户数较多时，通过既定准则(如功率大小，数据速率等)进行适当分组，能有效提高MIC性能。

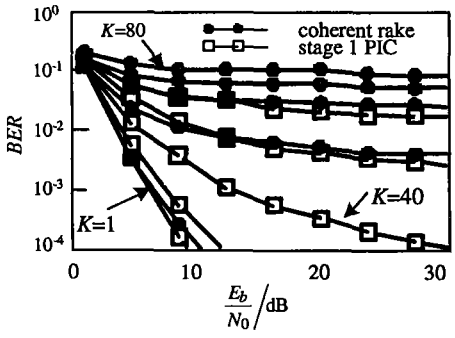

图1 系统不同用户数的情况下的BER特性

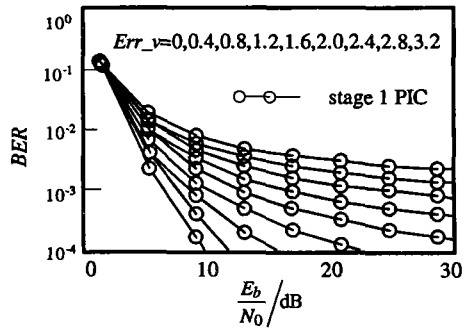

图2 不同信道估计偏差对MIC误码性能的影响

为了分析由干扰、噪声、算法等因素造成的信道估计偏差对多址干扰对消性能的影响，通过改变式(6)中信道估计偏差，可得到不同信道估计偏差对经MIC后的误码性能的影响如图2所示，$Err_v=\sum_{p=1}^{L}E(\varepsilon_{k,p}^2(m))$。随着$E_b/N_0$的增加，信道估计偏差的大小对MIC性能影响也变大，这是由于低E_b/N_0下的误码主要是由噪声引起的，无法完成正确的信号重建。

4 结 论

本文研究了WCDMA(FDD)系统下，信道估计的性能对非线性MIC技术性能的影响。对多径相干RAKE接收以及非完美估计下的MIC信号统计特性作了分析，并对系统BER特性进行了数值分析，给出了不同用户数及信道估计偏差对非线性MIC性能影响的BER曲线，为多址干扰对消分析提供了参考。

参 考 文 献

[1] Seokjun K O. Effect of imperfect channel estimation on the performance of pilot channel-aided coherent DS-CDMA system over rayleigh-fading multipath channel[J]. IEICE TRANS.COMMUN, 2000, 83(3): 721-733

[2] Wang Jiangzhou, Chen Jun. Performance of Wideband CDMA Systems with Complex Spreading and Imperfect Channel Estimation[J]. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, 2001, 19(1): 152-163

[3] Lim T J, Rasmussen L K. Adaptive symbol an parameter estimation in asynchronous multi-user CDMA detectors[J]. IEEE Trans, Commun.,1997, 45(2): 213-220

[4] Guo Zihua, Letaief K B. Optimal power allocation for multirate CDMA system with interference cancellation. Communications, 2001. ICC 2001[C]. IEEE International Conference on , 2001. 6: 1 885-1 889

[5] Prapavong N, Benjapolakul. Improvement of partial interference cancellation receiver using variance from matched filter for weight factor assignment and adaptation in multirate CDMA cellular mobil communiction systions. (SPAWC '01)[C]. 2001 Ieee Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2001. 210-213

编　辑　徐培红

·科研成果介绍·

基于协作信息中间件CISOM的证券实时监管系统

主研人员：胡　健　张云勇　谭　浩　周世杰　张　峰　彭春林　刘锦德

基于协作信息中间件CISOM的证券实时监管系统采用基于移动Agent的协作信息中间件技术进行设计与实现。核心设计支持Windows和Uinx操作系统等多种平台，可根据不同通信设施进行定制。

该系统由协作信息中间件CISOM、监管子系统和营业部子系统有机组成，为用户提供了一个高效、可靠、扩展灵活的使用平台。

微波输入控制与放大系统

主研人员：王文祥　孙嘉鸿　张兆镗　宫玉彬　余国芬　赵国庆　周　鹏

微波输入控制与放大系统是某工程中大功率速调管的前级输入系统，其主要功能是将从上位机送来的带有噪声及宽脉冲调制的微波信号放大至末级速调管所需要的输入电平，同时实现各种控制功能，然后通过多路开关送至与输入信号频率所处频带对应的速调管放大器输入端。

该系统功能多，输出功率动态范围大，频带宽，静态噪声系数低，既可单独作为中功率微波源，也可作大功率放大链的前级功放之用。

·渠　涌·