

WCDMA 系统功率控制策略中的内环 SIR 测量

郝风君,陈朝阳,金香兰,全庆一,张 平

(北京邮电大学无线新技术研究室,北京 100876)

摘 要: 功率控制是使 CDMA 系统容量最大化的关键技术之一. 在 IMT-2000 指定的宽带码分多址接入 (WCDMA) 系统中, 实现高精度的快速闭环功率控制的基础是内环 SIR 的精确测量. 由此, 基于 3GPP 协议, 本文提出了一种新的易实现模块化的内环 SIR 测量的方法, 在原理和性能上与 Shunsuke 所提 SIR 的测量方法进行了比较, 通过仿真证明了新方法测量性能的优越性, 并给出了基于业务质量的快速闭环功率控制的性能.

关键词: 传输功率控制; 宽带码分多址接入; 信扰比; 测量方法

中图分类号: TN929.533

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2002) 04-0581-03

Measurement Method of Inner-loop SIR of Transmit Power Control Scheme in WCDMA

XI Feng-jun, CHEN Chao-yang, JIN Xiang-lan, QUAN Qing-yi, ZHANG Ping

(Wireless Tech. Innovation Lab, Beijing University of Posts & Telecom., Beijing 100876, China)

Abstract: TPC (Transmit power control) is one of the key techniques to maximize the capacity of CDMA (Code Division Multiple Access) system. Highly precise measurement of inner-loop SIR (instantaneous signal-to-average interference plus background noise ratio) is the foundation of highly precise fast closed-loop TPC in WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) system which is selected as one system for IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000). This paper proposes a new measurement method of inner-loop SIR based on 3GPP (the third Generation Partnership Project) protocols, which is prone to modularization, and compares it with another method brought forward by Shunsuke in principle and performance. It has been proved that the new measurement method has the better performance by means of computer simulation. The performance of fast closed-loop TPC based on producing equal QoS (Quality of Service) for all users is also given.

Key words: transmit power control; WCDMA; SIR; measurement method

1 引言

众所周知, CDMA 系统是一个有着巨大潜在优势的通信系统, 但也是一个干扰受限系统, 其优越性的体现有赖于各种关键技术的使用. 尤其是功率控制技术的研究与应用得到了业内人士广泛的重视, 从集中式功率控制到分布式功率控制, 从等功率控制到基于业务质量的功率控制, 穿插运用其中的算法还又分为统一门限和自适应门限算法, 单比特定步长功率控制和多比特变步长功率控制等算法, 无不为了追求通信质量最佳化, 系统容量最大化的目标^[2].

IMT-2000 指定系统之一的 WCDMA 在 3GPP 协议中把功率控制定位于基于 SIR 的定步长功率控制. 据此, 我们确定了内环 + 外环的定步长闭环功率控制方案, 通过功率控制改变信号的发送功率, 使内环实测的 SIR (信号与平均干扰加背景噪声之比) 保持在外环给出的目标 SIR 上. 其中, 内环 SIR 测量是功率控制机制良好运转的基础, 没有精确的内环 SIR 测量, 内、外环 SIR 的比较就毫无意义, 也就根本谈不到性能良好的功率控制. 因此, 本文从尽量减少误差的引入出发, 提出一种新的内环 SIR 测量方法, 仿真、研究其性能, 并与文献[1]中内环 SIR 的测量方法 (文中简称旧方法) 进行了比较. 结果表明新算法不仅易实现模块化, 而且测量精度高, 可有效改善闭环功率控制性能.

2 SIR 测量方法原理

2.1 信号描述

WCDMA 系统中前、反向链路导频信号的安排是相似的^[3], 且前、反向链路功率控制中都涉及了 SIR 的测量, 不妨以反向链路系统功率控制为例, 给出上行专用物理信道的帧结构如图 1 所示.

图 1 信号描述如下: 对控制信道 DPCH 信号表示为 $d_Q(n, k)$; 对数据信道 DPDCH 信号表示为: $d_I(n, k)$. 其中, k 表示第 k 个时隙, n 表示第 n 个符号. 信道化码 $c_Q = c_{256,0}$, c_I 是 OVSF (正交可变扩频因子) 码, 复扰码 $S_{scramb} = s_I + js_Q$.

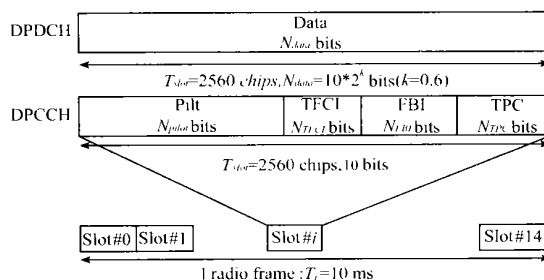


图 1 WCDMA 上行专用物理信道的帧结构
为便于分析, 考虑反向链路系统中单码道的情况, 则 I

(DPDCH)、 Q (DPCCH) 两路信号经 OVFS 码扩频、复扰码加扰、QPSK 调制后形成天线的发射信号为

$$\begin{cases} I: [d_I(n, k) c_{SI} - d_Q(n, k) c_{SQ}] \cos t \\ Q: [d_I(n, k) c_{SQ} + d_Q(n, k) c_{SI}] \sin t \end{cases}$$

其中, c 为发射载频。

经多径信道衰落、时延使基站天线接收到的信号为

$$\begin{cases} I: \sum_{l=0}^{L-1} R_l(k) [d_I(n, k) c_{SI} - d_Q(n, k) c_{SQ}] \cos(t + \varphi_l(k)) + w_c(n, k) \\ Q: \sum_{l=0}^{L-1} R_l(k) [d_I(n, k) c_{SQ} + d_Q(n, k) c_{SI}] \sin(t + \varphi_l(k)) + w_s(n, k) \end{cases}$$

其中: l 表示第 l 条路径, L 表示路径总数; $\varphi_l(k)$ 表示第 l 径的相移; $R_l(k)$ 表示第 l 径的路径增益。

基站天线接收到的信号经解调、解扰、解扩及符号内积分, 得到上行链路第 l 条路径 DPCCH 的解扩信号用复数表示:

$$r_{\text{updpch}, l}(n, k) = R_l(k) d_Q(n, k) e^{j\varphi_l(k)} + w_c(n, k)$$

其中, $w_c(n, k)$ 是 MAI(多址干扰) 和 AWGN(加性白高斯噪声), 根据中心极限定理知其为零均值复高斯噪声^[1,4]。

2.2 信道估计

完全同步时, 接收机已知发送端导频信号, 故得出对应导频符号位置的信道估计

$$\tilde{r}_l(k) = \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{pilot}}-1} \{ r_{\text{updpch}, l}(n, k) d_Q(n, k) \} = R_l(k) e^{j\varphi_l(k)}$$

这里, $d_Q^2(n, k) = 1$ 。

2.3 SIR 测量

SIR 测量以每时隙为测量单位, 具体测量方法如下所述。

2.3.1 新方法测量 SIR 把天线接收到的某个用户各径 DPCCH 信号分别进行瞬时信号功率、平均多址干扰和背景噪声功率的测量, 得到各径 SIR, 然后合并相加得到该用户的内环 SIR 测量值。每径的瞬时信号功率

$$\tilde{S}_{\text{updpch}, l}(k) = \left| \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{pilot}}-1} r_{\text{updpch}, l}(n, k) d_Q(n, k) \right|^2$$

每径的瞬时 MAI 和背景噪声功率

$$\tilde{T}_{\text{updpch}, l}(k) = \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{pilot}}-1} |r_{\text{updpch}, l}(n, k) d_Q(n, k) - \tilde{r}_l(k)|^2$$

经过一个滤波器得每径平均多址干扰和背景噪声功率:

$$\bar{T}_{\text{updpch}, l}(k) = \bar{T}_{\text{updpch}, l}(k-1) + (1-\alpha) \tilde{T}_{\text{updpch}, l}(k)$$

$$SIR_{\text{updpch}, l}(k) = \tilde{S}_{\text{updpch}, l}(k) / \bar{T}_{\text{updpch}, l}(k)$$

由上最终可得该用户每时隙的 SIR 为

$$SIR(k) = \sum_L SIR_{\text{updpch}, l}(k)$$

2.3.2 旧方法测量 SIR RAKE 合并后各径 DPCCH 解扩信号得:

$$\tilde{r}(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} (r_{\text{updpch}, l}(n, k) \tilde{r}_l^*(k)), 0 \leq n \leq N_p - 1$$

RAKE 合并后信号的瞬时功率

$$\tilde{S}(k) = \left| \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{pilot}}-1} \tilde{r}(n, k) d_Q(n, k) \right|^2$$

瞬时 MAI 和背景噪声功率

$$\tilde{T}(k) = \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{n=0}^{N_p-1} \left| \tilde{r}(n, k) d_Q(n, k) - \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{r}_l(k) \right|^2$$

经过一个滤波器得 RAKE 合并后的平均多址干扰和背景噪声功率为 $\bar{T}(k) = \bar{T}(k-1) + (1-\alpha) \tilde{T}(k)$ 。由上最终可得该用户每时隙的 SIR 为

$$SIR(k) = \tilde{S}(k) / \bar{T}(k)$$

对比新、旧 SIR 的测量方法, 都是根据 CDMA 通信系统中随机信号、MAI 和 AWGN 的统计特性, 结合 WCDMA 系统中采用的各种技术、帧结构^[3,5,6]而提出的。分析二者的不同之处在于: (1) 在实现难易方面, 旧方法以 RAKE 合并后的信号作为测量对象, 而新方法以单径为研究对象, 易实现模块化。当 RAKE 合并径数变化时, 新方法通过增删单径 SIR 测量模块来满足要求, 但旧方法得重新编写程序实现, 硬件调整不灵活。(2) 在测量性能方面, 旧方法研究的是先用信道估计对接收到的 DPCCH 解扩信号进行相位补偿, 再 RAKE 合并后输出的信号。考虑到信道估计不可能完全准确, 旧方法中的相位补偿和信道估计的平方都会扩大因信道估计不准确带入的误差量, 最终导致 SIR 测量不准; 而新方法从尽量减少误差的引入着手, 直接对接收到的 DPCCH 解扩信号进行 SIR 测量。这样就可以避免信道估计误差的二次引入, 使 SIR 的测量精度得到提高。事实上, 仿真结果也说明了这一点。

3 仿真结果及分析

3.1 不同环境下 SIR 测量精度的比较

设反向链路系统中, 发射的信号通过 AWGN 和 4 径瑞利信道^[7], DPCCH 中每个时隙包括 $N_{\text{pilot}} = 6$ 个导频符号, DPCCH 的扩频因子为 SF=256, 遗忘因子 $\alpha = 0.99$ 。

在 AWGN 下用新、旧 SIR 测量方法测量内环 SIR 值的概率分布如图 2 所示。设定 $E_b/N_o = 4$ (6dB), 理想的 SIR 测量值应为越逼近 4 越好, 但图 2(b) 测得的 SIR 的方差明显要小于图 2(a) 的, 说明新方法的测量精度高于旧方法。

图 3 给出的是信号通过瑞利信道后, 旧、新方法测量的 SIR 基本都可跟踪信道衰落, 但新方法比旧方法更好地反映出信道对信号的衰落。在此基础上, 图 4 给出了当外环目标 SIR 给定为 4 (6dB) 时, 闭环功率控制步长取 1dB, 经闭环功率控制后内环 SIR 测量值的概率分布。闭环功率控制的目的是通过控制发射信号的功率, 使内环 SIR 与目标 SIR 保持一致, 故实际中测到的内环 SIR 应围绕目标 SIR 上、下波动, 反映到概率密度分布上应是以目标 SIR 为均值的正态分布。图 4(b) 表明在新方法下通过实施闭环功率控制改变信号功率, 较好地抵消了瑞利衰落的影响, 最终测得的内环 SIR 的概率分布是均值为 4 的高斯分布; 图 4(a) 表明旧方法虽也在一定程度上实现了这个功能, 但因为内环 SIR 测量的不准确影响到闭环功率控制的最终效果, 未能达到理想的正态分布。

3.2 以不同内环 SIR 测量方法为基础的基于 QoS 的功率控制性能

多用户条件下服务不同业务时采用基于 QoS 的闭环功率控制机制为: 各用户内环实测每时隙的 SIR 值, 外环根据

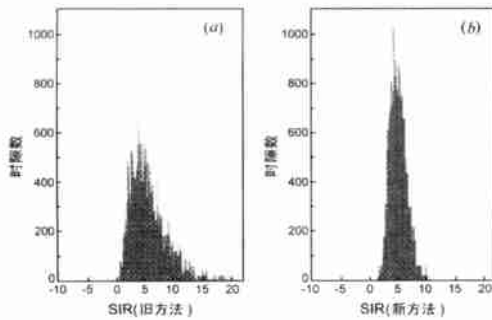


图 2 AWGN 下 SIR 测量值的概率分布

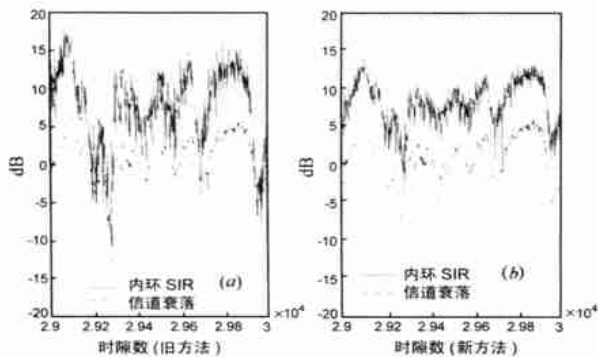


图 3 瑞利衰落和未加功率控制下的 SIR 测量值

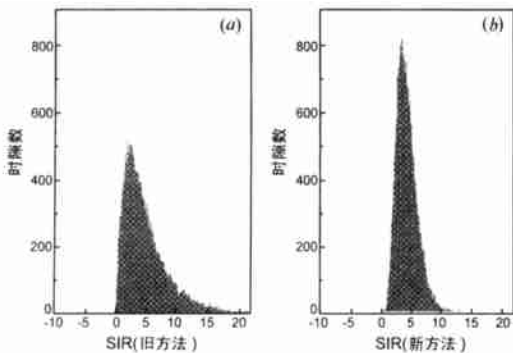


图 4 给定目标 SIR 的 TPC 下 SIR 测量值的概率分布

实测误块率与目标误块率调整目标的 SIR , 通过对内环 SIR 瞬时测量值与外环提供的目标 SIR 值进行比较, 得出 TPC (传输功率控制) 指令, 控制相应用户下一时隙的发射功率。仿真中, 设用户 1 进行 12.2 kbps 的业务, 取数据信道扩频因子 $SF = 64$, DPCCH 的增益因子 $c = 1$, DPDCH 的增益因子 $d = 2$; 用户 2 进行 144 kbps 的业务, 取 $SF = 8$, DPCCH 的增益因子 $c = 1$, DPDCH 的增益因子 $d = 6$, 要求误块率不大于 0.01, 功率控制步长为 2 dB, 多普勒频移为 504 Hz, 其仿真结果如图 5 所示。由图 5 看出随着 E_b/N_0 的增加, 各用户的 BER 都下降, 但同种业务的用户, 采用新方法测量内环 SIR 的功率控制性能优于采用旧方法的: 以 144 K 业务为例, 当 BER 为 0.006 时采用新 SIR 测量方法 E_b/N_0 为 5 dB, 而旧方法为 7 dB。这是因为我们认为信道估计利用的是多址干扰加背景噪声的总体统计特性, 但快速闭环功率控制机制下要求每时隙给出一个内环

SIR 测量值, 使实际信道估计所取样本的容量不够大 (不大于 2560 chip), 必然会导致信道估计误差。如前所述用新方法测量内环 SIR 比旧方法减小了信道估计误差带来的负面影响, 更精确地反映了用户当前的通信质量, 从而使闭环功率控制更准确地调整用户发信功率, 最终提高了其性能。

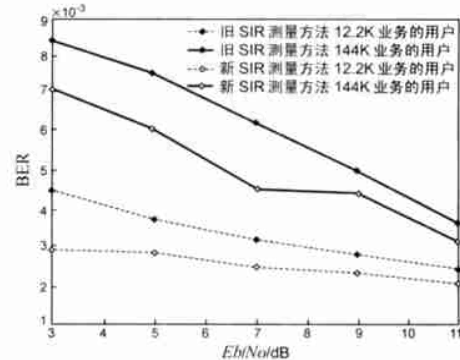


图 5 不同 SIR 测量方法下基于 QoS 的功率控制性能比较

4 结束语

综上所述, 我们提出的内环 SIR 测量新方法在实现上和性能上都优于文献 [1] 中所提的方法, 但随着 RAKE 合并径数 L 的增大需要较多的硬件资源, 应折中考虑。内环 SIR 测量精度的提高为基于 QoS 的快速闭环功率控制精度的提高奠定了良好的基础, 功率控制精度高就能增加 WCDMA 系统容量, 满足宽带、高速业务的需求。

参考文献:

- [1] Shunsuke SEO, Tomohiro DOH, Fumiyuki ADACHI. SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-SS mobile radio [A]. IEICE Trans Commun [C]. 1998.
- [2] 胡健栋, 郑朝晖, 龙必起, 李兴明. 码分多址与个人通信 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1996.
- [3] 3GPP TS 25.211-25.214 V3.2.0 [S].
- [4] 盛骤, 谢式千, 潘承毅. 概率论与数理统计 [M]. 北京: 北京高等教育出版社, 1989.
- [5] Andrew J Viterbi. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication [M]. Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [6] Theodore S Rappaport. Wireless Communications Principles & Practice [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1996.
- [7] Rec. ITU-R M. 1225 [S].

作者简介:



郝风君 女, 1975 年生于内蒙古包头市, 1998 年毕业于北京邮电大学电信工程学院无线系, 现为北京邮电大学电信工程学院硕士研究生, 主要研究方向: 宽带移动通信系统中的关键技术。