

一种基于估计器闭环分布式功率控制方法

刘宁庆 鲁智 李欣

(哈尔滨工业大学通信技术研究所 哈尔滨 150001)

摘要: 该文主要研究了基于第三代移动通信系统的功率控制问题。提出了一种基于估计器的闭环分布式功率控制方法, 先从理论上对其进行了性能分析, 然后给出了系统解决方案, 最后建立系统模型并进行了系统仿真, 仿真结果证明了该功率控制方法具有快速的收敛性, 对信道有较强的跟踪特性, 具有很好的应用前景。

关键词: 第三代移动通信系统; 功率控制; SIR; 优化控制算法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0929-04

A Closed-Loop Distribution Power Control Method Based on Estimator

Liu Ning-qing Lu Zhi Li Xin

(Institute of Communication Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: This paper investigates the power control used in 3G. Then, presents a closed-loop distribution power control method based on estimator. Firstly the performance of this method is analyzed in theory, and a set of systematic scheme is given. Secondly a system model is established. Finally simulation results show that the convergence speed of this method is fast. The result is a strong ability of tracing wireless channel. So this method possesses a good perspective.

Key words: Third generation mobile communication system; Power control; Signal-to-interference ratio; Optimizing control algorithm

1 引言

第三代移动通信系统大都采用先进的CDMA技术, 高效的功率控制是高容量CDMA系统设计的保证。这是因为在第一代和第二代系统中, 绝大部分使用的多址方式是频分和时分多址, 其主要的干扰来自邻近小区的同频干扰, 本小区内各用户使用的不同频段, 互干扰不大。而在CDMA系统中, 每一小区内各用户共用相同的频带, 且各用户的扩频码之间存在着非理想的相关特性, 每一个用户的信号相对于其他用户来说都是干扰, 称为多址干扰。因此用户发射功率的大小将直接影响系统的总容量。此外, 实际系统中还存在远近效应, 阴影效应和角效应等现象^[1]。这些直接导致的结果就是系统容量的下降和通信服务范围的减小。功率控制技术是解决这些问题的有效方法之一, 因此其也成为CDMA系统中最为重要的核心技术之一。

现有的闭环功率控制算法是单比特固定步长功率控制(DM)算法, 它通过接收端测量接收到的信噪比, 与门限值相比较, 产生并发送功率控制命令, 发射端根据接收到控制命令, 按照固定步长调整发射功率^[2]。

使用该功率控制算法的系统具有如下特点: (1)功率控制的精度主要受多径快衰落影响。(2)功率控制命令的处理时延对功率控制精度有很大影响。(3)功率控制的精度受移动台

的移动速度影响, 当移动台处于高速移动状态下, 功率控制的精度下降。(4)功率控制的精度受功率控制的频率影响, 频率越高精度越好。(5)在无天线分集接收的前提下, 无论控制参数如何变化实际接收功率与门限功率间的标准偏差不可能小于1dB^[3]。

综上所述, 不难看出该控制方法只能补偿慢衰落而不能及时跟踪多径快衰落。但由于简单可行因而在目前移动通信系统中被广泛采用。本文提出的基于估计器的闭环分布式功率控制方法相比DM算法, 具有更好的收敛性和精确度。

2 基于估计器的闭环分布式功率控制算法的提出及证明

假设系统中有 N 个正在通信中的用户。定义第 i 个移动台到第 n 个基站的信噪比为 γ_{ni} , 则

$$\gamma_{ni} = \frac{Lh_{ni}p_{ni}}{\sum_{j \neq i} h_{nj}p_j + \sigma^2} \quad (1)$$

式(1)中 h_{ni} 为移动台 i 到基站 n 的链路增益; L 为扩频增益, 一般情况下为常值。

将分母用 I_{ni} 代替, 表示接收到的总噪声, 则式(1)可写为:

$$\gamma_{ni} = Lh_{ni}p_{ni}/I_{ni} \quad (2)$$

考虑到一个移动台在一定时间内只能与一个基站发生通信, 则 γ_{ni} 可简化为 γ_i 。令 $\delta_i = Lh_{ni}/I_{ni}$ 。 δ_i 表示信道变

量, 在功控方案中是需要估计预测的量。

由于移动台和基站是直接通信的, 因此可以认为 h_{mi} 能被准确估计出来。同时也假设接收的总噪声也是可以准确测量的。那么, 接收到的干扰就是总的接收功率和要求的信号功率之间的差值。此功控方案的主要思想就是: 发射功率比例于实际信噪比与目标信噪比之间的误差。定义发射功率在时刻 k 到时刻 $k+1$ 的改变量为

$$\Delta p_i(k+1) = p_i(k+1) - p_i(k) \quad (3)$$

式(3)中 $p_i(k)$ 为移动台在时刻 k 发送到基站的信号能量。

定义时刻 k 移动台 i 的实际 SIR ($\gamma_i(k)$) 与目标 SIR (γ_i^{tar}) 之间的差值:

$$e_i(k) = \gamma_i^{\text{tar}} - \gamma_i(k) \quad (4)$$

则功控算法如下:

$$\begin{aligned} \Delta p_i(k+1) &= \alpha_i(k)e_i(k) \Rightarrow p_i(k+1) \\ &= p_i(k) + \alpha_i(k)(\gamma_i^{\text{tar}} - \gamma_i(k)) \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中 $\alpha_i(k)$ 为使 SIR 均方误差最小化的可调增益。 $\alpha_i(k)$ 在功控算法中是需要预测的量。理论上, 准确地预测 $\alpha_i(k)$ 可以使 SIR 均方误差在每一个时刻 k 都达到零。当 $k+1$ 时刻

$$\begin{aligned} e_i(k+1) &= \gamma_i^{\text{tar}} - \gamma_i(k+1) = \gamma_i^{\text{tar}} - \delta_i(k+1)p_i(k+1) \\ &= \left(-\delta_i(k+1)\alpha_i(k) + \frac{\delta_i(k+1)}{\delta_i(k)} \right) e_i(k) \\ &\quad + \left(1 - \frac{\delta_i(k+1)}{\delta_i(k)} \right) \gamma_i^{\text{tar}} \end{aligned} \quad (6)$$

为求得 $(e_i(k+1))^2$ 的最小值(即极值), 定义判断系统在每时刻 k 的功控水平参数为 $J_i(k)$, 即

$$J_i(k) = \min_{\alpha_i(k)} (e_i(k+1))^2, \quad i = 1, 2, \dots, N$$

则下式成立:

$$\frac{\partial J_i(k)}{\partial \alpha_i(k)} = \frac{\partial (e_i(k+1))^2}{\partial \alpha_i(k)} = 0 \quad (7)$$

经计算得到最佳 $\alpha_i(k)$ 为

$$\alpha_i^{\text{opt}}(k) = \frac{1}{\delta_i(k)} \left(1 - \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)} \right) + \frac{1}{\delta_i(k+1)} \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)} \quad (8)$$

由此可知 $\alpha_i^{\text{opt}}(k)$ 是极小值。在每一时刻选用最佳增益 $\alpha_i^{\text{opt}}(k)$ 可以使下一时刻的 SIR 的均方误差最小, 则使 $J_i(k)$ 最小的最佳增益 $\alpha_i^{\text{opt}}(k)$ 为

$$\alpha_i^{\text{opt}}(k) = \begin{cases} \frac{1}{\delta_i(k)} \left(1 - \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)} \right) + \frac{1}{\delta_i(k+1)} \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)}, & e_i(k) \neq 0 \\ 0, & e_i(k) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中 $\delta_i(k)$, $\delta_i(k+1)$ 均为正。当 $\alpha_i(k)$ 达到最佳增益 $\alpha_i^{\text{opt}}(k)$ 时, 水平参数 $J_i(k)$ 为零。

在 3G 无线系统中, 各用户 SIR 必须每刻保持在目标 SIR 附近, 这样做才可以确保对用户的服务质量。因此 SIR 的均方误差准则可以作为评估系统性能的指标。如果 $e > 0$, 那么 SIR 就低于预先设定的目标值, 这样就表示系统未能提供

给用户所需的 QoS。

另一方面, 如果 $e < 0$, 那么 SIR 高于目标值。这表示该移动台对别的移动台造成过大的干扰同时自己浪费了不必要的能量。

具有预测功能单个用户的分布式功控方案的执行过程如图 1 所示。功率控制改变值正比于目标与实际信噪比的差值。最佳增益的应用可以使下一时刻的差值达到最小。

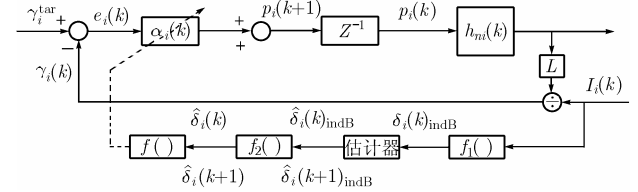


图 1 具有估计器的优化分布式功率控制系统

在图 1 中, $f(\cdot)$ 被定义为

$$f(x_1, x_2) = \begin{cases} \frac{1}{x_1} \left(1 - \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)} \right) + \frac{1}{x_2} \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)}, & e_i(k) \neq 0 \\ 0, & e_i(k) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$f_1(x) = 10 \lg(x)$ 和 $f_2(x) = 10^{(x)/10}$ 分别是 W(瓦)和 dBw 间互化方程。

从图 1 中可以很明显地看出, 本文提出的功控系统具有一个估计器。事实上, 任何一个自适应功控方案都需要快速地探测链路质量的变化。因此, 估计器的优劣直接影响系统运行质量的好坏。令 $\bar{\delta}_i(k)$ 和 $\bar{\delta}_i(k+1)$ 分别代表 $\delta_i(k)$ 和 $\delta_i(k+1)$ 的估计值。因此, 实际系统中的增益为

$$\bar{\alpha}_i(k) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{\delta}_i(k)} \left(1 - \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)} \right) + \frac{1}{\bar{\delta}_i(k)} \frac{\gamma_i^{\text{tar}}}{e_i(k)}, & e_i(k) \neq 0 \\ 0, & e_i(k) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

$k+1$ 时刻的误差 $e_i(k+1)$ 为

$$\begin{aligned} e_i(k+1) &= \delta_i(k+1) \left[\left(\frac{1}{\delta_i(k)} - \frac{1}{\bar{\delta}_i(k)} \right) (e_i(k) - \gamma_i^{\text{tar}}) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{\delta_i(k+1)} - \frac{1}{\bar{\delta}_i(k+1)} \right) \gamma_i^{\text{tar}} \right] \\ &= p_i(k+1) (\bar{\delta}_i(k+1) - \delta_i(k+1)) \end{aligned} \quad (12)$$

很明显, 如果估计值 $\bar{\delta}_i(k)$ 和 $\bar{\delta}_i(k+1)$ 接近真值, 那么误差 $e_i(k+1) \approx 0$ 。因此功率就由下式计算:

$$p_i(k+1) = p_i(k) + \bar{\alpha}_i(k)e_i(k) = \gamma_i^{\text{tar}} / \left[\bar{\delta}_i(k+1) \right] \quad (13)$$

3 功率受限情况下最佳分布式闭环功率控制

在前面已经实现了非条件选择受限的功率控制系统, 以得到控制器的最优增益。然而, 在真正的无线系统中, 总是在功率上有条件的限制, 这就像移动电话所能允许的能维持通信连接的最大和最小发射功率等。

假设最大允许传输功率是 p^{\max} , 最小允许传输功率是 p^{\min} 。把受限优化问题写成

$$\left. \begin{aligned} J_i(k) &= \min_{\alpha_i(k)} (e_i(k+1))^2 \\ \text{s.t. } & 0 < p^{\min} \leq p_i(k), p_i(k+1) \leq p^{\max} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

因此这个问题就等价于

$$J_i(k) = \min_{\alpha_i(k)} (e_i(k+1))^2 \quad (15)$$

服从(如果 $e_i(k) > 0$)

$$\alpha_i(k) - \frac{p^{\max} - p_i(k)}{e_i(k)} \leq 0, \quad \frac{p^{\min} - p_i(k)}{e_i(k)} - \alpha_i(k) \leq 0 \quad (16)$$

服从(如果 $e_i(k) < 0$)

$$\alpha_i(k) - \frac{p^{\min} - p_i(k)}{e_i(k)} \leq 0, \quad \frac{p^{\max} - p_i(k)}{e_i(k)} - \alpha_i(k) \leq 0 \quad (17)$$

通过著名的Kuhn-Tucker条件^[4], 得到如下结论: 在正常操作情况下, 优化功率分配几乎无法达到优化的上界和下界。它们只可能发生在极值情况下, 也就是说目标SIR值设定很低, 即 $\delta_i(k+1)p^{\min} > \gamma_i^{\text{tar}}$, 或者设定很高, 即 $\delta_i(k+1)p^{\max} < \gamma_i^{\text{tar}}$ 。当目标SIR值没有设定合适或者当测量和预测值与真实值相差很远的时候, 这些极值条件的情况在本文所设计的功率控制方案中才能够发生。这些极值条件产生了一个 H_∞ 滤波器(或者用其他的估计器)信道估计质量的平均值。

所以, 当 γ_i^{tar} 设定合适的时候, 可以被描述成:

如果 $\hat{\delta}_i(k+1) < (\gamma_i^{\text{tar}}/p^{\max})$ 时, 那么信道估计是较差的。

如果 $\hat{\delta}_i(k+1) > (\gamma_i^{\text{tar}}/p^{\max})$ 时, 那么信道预测是优良的。

然而, H_∞ 滤波器的性能并不是决定于 γ_i^{tar} 设定值的大小, 它主要决定于 H_∞ 滤波器优化参数的选择。

基于上面的讨论, 在仿真中就要改进本文提出的方案并在现有的无线网络系统中实现。修改后功率控制算法表达如下:

$$p_i(k+1) = \begin{cases} p^{\min}, & \hat{\delta}_i(k+1) > (\gamma_i^{\text{tar}}/p^{\min}) \\ p^{\max}, & \hat{\delta}_i(k+1) < (\gamma_i^{\text{tar}}/p^{\max}) \\ p_i(k) + \hat{\alpha}_i(k)e_i(k) = (\gamma_i^{\text{tar}}/\delta_i(k+1)), & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

有效的线性估计算法(例如: 卡尔曼滤波器)主要是基于使相应估计误差的 L_2 -范数最小。这种估计是假设信息产生过程是已知动态的, 并且外部的输入是已知统计特性的。著名的卡尔曼滤波器提供了最优滤波算法。系统模型的参数已知并且噪声是具有已知统计特性(功率谱密度)的白高斯噪声过程。然而遗憾的是, 这些假设在信息模型和噪声参数未知, 或并不是确切知道的情况下, 就限制了基于最小均方差准则的估计器的应用。因此这个事实引起了对鞍点估计和鲁棒滤波的兴趣^[5]。

与卡尔曼滤波器相反, H_∞ 滤波器是一个纯定数^[6]的概念。卡尔曼滤波器假设系统和测量分布均是高斯随机过程而

且需要知道其统计特性, 而 H_∞ 滤波器只需考虑系统滤波而不管系统和测量分布的特性, 只需要分布的功率是有界的^[7,8]。

在本文提出的功率控制方案中, $\delta_i(k)$ 和 $\delta_i(k+1)$ 需要分别被估计和预测。总的来说, 用哪一种估计器都是可以的。然而一般 $\delta_i(k)$ 和 $\delta_i(k+1)$ 的波动并没有高斯分布的特性, 而且它们的分布多数情况下并不知道。因此, 卡尔曼滤波器在这里并不能很好地发挥其优越的性能。而 H_∞ 滤波器却并不需要知道任何有关系统和干扰测量的统计特性。这就使得 H_∞ 滤波器成为本文提出的功率控制方案中最合适的估计器。 H_∞ 滤波器的结构如图2所示。

除了完成估计和预测功能, H_∞ 滤波器也相应地减弱了从基站和信道来的干扰。 H_∞ 滤波器的一个主要特性就是它可以使从干扰到系统输出的传输函数的 H_∞ 范数最小。

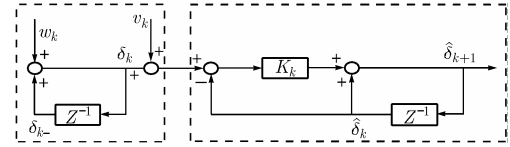


图2 离散 H_∞ 滤波器结构

4 仿真及结果分析

本文采用的仿真环境为 CDMA 系统, 共有两层 7 个小区, 每个小区假定 16 个固定用户, 小区半径 10km, 工作频率在 1.5GHz, 并且每个信道的带宽为 1.23MHz。数据速率设定为 9600bps, 处理增益设定为 128(28dB)。移动台传输的最小最大功率分别是 $p^{\min} = 8\text{dBm}(6.3\text{mW})$ 和 $p^{\max} = 30\text{dBm}(1\text{W})$ 。背景噪声功率是 10^{-7} mW 。传输功率以 0.625ms 为周期进行周期性更新。移动台假设均匀分布在小区蜂窝中。假设系统中的链路增益形式为 $h_{mi}(k) = d_{mi}^{-4}(k) A_{mi}(k) B_{mi}(k)$, 其中 $A_{mi}(k)$ 服从标准差 8dB 对数正态分布。 $d_{mi}(k)$ 和 $B_{mi}(k)$ 分别为移动台到小区的距离和瑞利衰减。初始功率 $p_0 = p^{\min} + \eta(p^{\max} - p^{\min})$, $\eta \in [0,1]$ 为均匀分布随机数。

从图3可以看出, 本文提出的优化算法与固定步长算法(DM)比较不但在速度上有明显优势, 而且在达到平衡后不象固定步长算法那样在平衡值附近震荡。其值比较平稳, 说明本算法具有快速的收敛性和较高的精确度。理论上, 此设计能使系统的所有用户的 SIR 在一步之内就可以收敛到目标 SIR。实际上估计器需要时间去对信道提供精确的估计, 但基本收敛会在 4-5 步之内就能达到。从图4图5可以看出, 当目标信干比设定为 7dB 的时候, 所有用户的信干比在几步之内(少于 5 步或者是 3.125ms)都能收敛于所需的值(7dB), 在这以后, 目标 SIR 和实际 SIR 的差值在一步之内变成 0。估计器/预测器在更少步之内(4 步)即可得到真实的值, 可以看出估计器具有良好的信道跟踪性能。由图6还可以看出在信道出现干扰的时候优化方案能够很快的恢复, 并再次达平

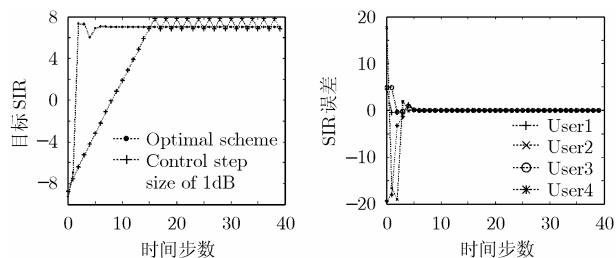


图 3 优化算法与固定步长算法比较

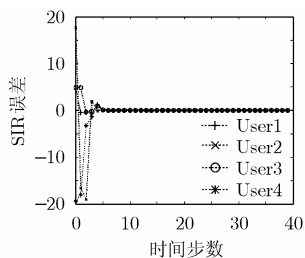


图 4 信干比仿真

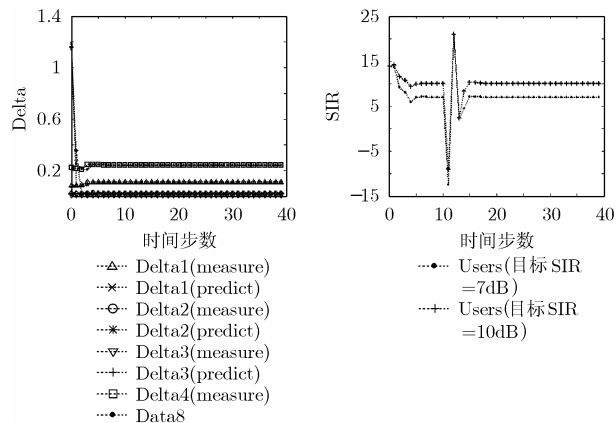


图 5 信道跟踪性能仿真

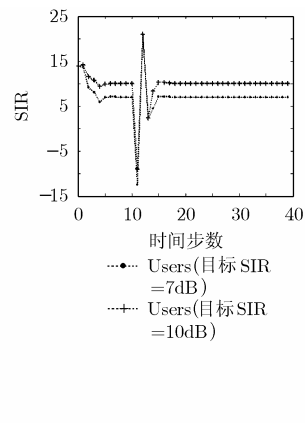


图 6 优化算法信道干扰情况

衡。说明该功率控制方法对信道的变化可以做出快速的反应，因而在移动台快速移动的通信环境下仍然能够很好的完成功率控制。

5 结束语

从仿真结果可以看出，本文提出的优化方法具有快速的收敛性和较强的信道跟踪能力，理论上此设计能使系统的所有用户的 SIR 在一步之内就可以收敛到目标 SIR。实际上估计器需要时间去对信道提供精确的估计，但基本收敛会在 4-5 步之内就能达到。并且预测值与真实测量值之间的误差非常小，而且预测值能够很快地根据信道的前一时刻的值对下一时刻作出判断，真正达到了跟踪目的。另外，该功率控制方法还具有较强的抗干扰能力。它能够对信道的变化可以

做出快速的反应，因而在移动台快速移动的通信环境下仍然能够很好的完成功率控制。使移动台 SIR 始终维持在目标 SIR 附近。总之，该功率控制算法具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] Adachi F, Sawahashi M, and Suda H. Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems. *IEEE Comm. Magazine*, 1998, 36(9): 56-69.
- [2] Zander J. Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1992, 41(1): 57-62.
- [3] Soliman Samir, Wheatley Charles, and Padovani Roberto. CDMA reverse link open loop power control. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1992, 1: 69-73.
- [4] Zhou K, Doyle J C, and Glover K. *Robust and Optimal control*. New Jersey, Prentice-Hall. 1995: 64-68.
- [5] Bernstein D S and Haddad W M. Steady-state Kalman filtering with an H error bound. *Systems and Control Letters*. 1989, 12: 9-16.
- [6] Shen X and Deng L. Game theory approach to discrete H-filter. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45: 1092-1095.
- [7] Shaked U and Theodor Y. H-optimal estimation. A tutorial. *Proc. 31st Conference on Decision and Control*. Tucson, Arizona, 1992: 2278-2286.
- [8] Leung K K. A Kalman-filter method for power control in broadband wireless networks. *IEEE Infocom'99*, New York, NY, 1999: 948-957.

刘宁庆：男，1959 年生，副教授，硕士生导师，主要研究方向为移动通信、数据通信。

鲁智：男，1979 年生，博士生，研究方向为移动通信中的功率控制、智能天线。

李欣：男，1983 年生，硕士生，研究方向为移动通信。