

WCDMA 中变步长功率控制过程

陈朝阳, 郝凤君, 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: 本文提出了一种可应用于 WCDMA 中的变步长功率控制策略, 这种功率控制策略根据 TPC 命令的“历史”, 将功率控制过程划分为 Markov 状态, 分析信道衰落步长的概率密度, 每一状态对应一个确定的步长值, 从而可以确定功率控制步长集中的步长数, 我们选用概率密度最大的数值, 同时考虑硬件可以分辨的最小步长在 0.5dB 左右, 确定步长集. 再用仿真的方法, 确定状态和步长的对应关系. 发射机依据当前的 TPC 命令决定应该增大还是减小发射功率, 依据当前 TPC 命令和“历史”上的 TPC 命令选择合适的功率步长, 进而确定发射功率.

关键词: 发送功率控制; WCDMA; 移动通信; 马尔可夫过程

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)04-0492-03

An Adaptive Step-Size Power Control Scheme in WCDMA

CHEN Chaoyang, XI Fengjun, JIN Xianglan, QUAN Qingyi, ZHANG Ping

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

Abstract: In the wideband code division multiple access (WCDMA) system, fast transmit power control (TPC) should overcome the pathloss caused by fast multipath fading. However, the conventional fixed step size transmit power control (FS-TPC) does not compensate the fading well due to the complexity of fast fading in Rayleigh channel. We propose and evaluate a single bit adaptive step size transmit power control (AS-TPC) scheme which can be applied in WCDMA. The new scheme divides the power control process into Markov states according to the received TPC command in “history”. On the basis of analysis of the step size of the channel fading, it chooses step size according to the largest probability density of step size of the multipath Rayleigh fading channel with respect to the period of the transmit power control. Each TPC step size is corresponding to a channel Markov states. Considering the power circuit's minimum resolving is about 0.5 dB, we can decide the step size set. In this paper, the relationship between the Markov state and the TPC step size is made out by computer simulation. The transmitter decides increasing or decreasing the transmit power according to the received TPC command. However, the changing quantity is chosen according to the current TPC command and the historical TPC commands.

Key words: transmit power control; WCDMA; mobile radio; Markov process

1 引言

在 WCDMA 系统中, 用户信号在到达基站接收机时, 必须满足传输业务的 SIR 要求, 同时尽量降低发射机的发射功率, 否则会降低整个系统的容量. 基站和本小区内各用户之间的距离不同, 信号传输的路径不同, 存在严重的远近效应^[1]. 为了解决 WCDMA 中的远近效应, 必须使用功率控制, 以减小多址接入干扰的影响、提高传输质量.

在 WCDMA 的上行链路中存在路径损耗和慢速的阴影衰落, 还存在快速的多径衰落, RAKE 合并只能减轻多径衰落的影响而不能消除它, 与距离大小有关的路径损耗和阴影可以用慢速功率控制来处理, 然而还必须考虑多径衰落, 它使接收信号的瞬时功率剧烈变化. 慢速的功率控制可以有效对付路径损耗和阴影衰落, 但对于快速的多径衰落, 必须在上行链路中使用闭环快速 TPC, 才能有效减小 MAI, 消除远近效应. 这就对 WCDMA 中的传输功率控制提出了更高的要求.

传统的功率控制步长是固定的, 一般是 1dB 或 0.5dB^[3]. 在 WCDMA 系统中, 功率控制的时间间隔是固定的, 一个时隙发送一个 TPC 命令. 而信道衰落是随机的, 当前时隙的衰落幅度与上个时隙的衰落幅度的差值也是随机的, 定步长的功率

控制显然不能很好地弥补信道的衰落. 在 WCDMA 系统中需要变步长的功率控制算法, 文献[4]提出了一种尽量减小接收信号深衰落的变步长功率控制算法, 该算法将功率控制过程划分成两个状态, 按固定的比例增大或减小步长. 但是这种算法提高了总的发送功率, 会使得系统容量下降. 文献[5]根据 Markov 过程理论和 TPC 命令的“历史”, 将功率控制过程划分为多个状态, 提出了功率控制的 Markov 状态的概念, 但是步长选取是随意的. 上述文献都没有指出功率控制步长与信道统计衰落的关系. 根据高阶 Markov 过程的理论, 当阶数 $K \rightarrow \infty$ 时, 几乎任何过程都可被 K 阶 Markov 过程逼近^[7], 功率控制过程的实质是以发送功率的变化弥补信道的随机变化过程, 或者说以功控步长的随机序列逼近相同时间间隔的信道衰落步长随机序列. 因此, 功率控制过程所采用的步长所构成的随机序列中, 各步长的概率密度应和信道衰落步长的概率密度相同, 并且下一时隙采用的步长应尽量接近下个时隙的衰落步长. 因为信道衰落步长序列是随机序列, 将功控步长序列模型化为 K 阶 Markov 过程, 可以无限逼近信道衰落步长序列.

在本文中, 提出了一种功率控制步长与信道衰落步长尽量对应的变步长功率控制算法, 这种算法根据 TPC 命令的“历

史”,将功率控制过程划分为 Markov 状态;分析信道衰落步长的概率密度,每一状态对应一个确定的步长值,从而可以确定功率控制步长集中的步长数,我们选用概率密度最大的衰落步长数值,同时考虑硬件可以分辨的最小步长在 0.5dB 左右,确定步长集.再用仿真的方法,确定状态和步长的对应关系.发射机依据当前的 TPC 命令决定应该增大还是减小发射功率,依据当前 TPC 命令和“历史”上的 TPC 命令选择合适的功率步长,进而确定发射功率.仿真结果证明,这种变步长功率控制算法改善了传统的定步长功率控制算法的性能.下面以上行链路为例,介绍这种变步长的功率控制算法.

2 上行链路功率控制

2.1 上行链路功率控制模型

典型的上行链路功率控制模型如图 1 所示.

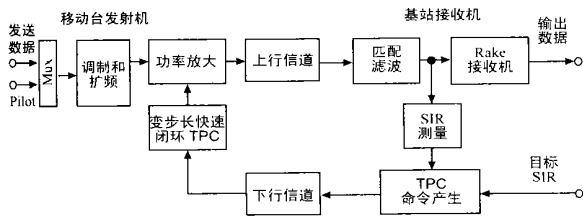


图 1 上行链路功率控制模型

移动台的发射信号通过具有频率选择性的上行信道后,被基站接收机所接收.接收信号首先经过匹配滤波器,匹配滤波器将多个可分辨的多径信号变为非频率选择性的信号,假设传播信道由 L 个可分辨路径组成.在快速 TPC 中,需要测量 SIR(瞬时接收信号功率和平均干扰功率之比);在闭环 TPC 中,测量的 SIR 和目标 SIR 比较之后,产生一位 TPC 命令,然后,通过下行信道反馈给移动台.

在本文中,我们只研究功率控制算法的效果,因此需要有衡量功率控制算法有效性的标准.考虑到功率控制的目的是为了提高系统的容量.在 CDMA 系统中,系统容量是软容量,即系统容量是服务质量的函数,如果要求较高的服务质量,则系统容量较小;反之,系统容量可以较大.服务质量与每信息位能量 E_b 与平均干扰加噪声功率之比(E_b/N_0)有关, E_b/N_0 与接收信噪比($SIR = P_r/I$)之间的关系为:

$$(E_b/N_0) = (B/R)(P_r/I)e^{-g_0} \quad (1)$$

式中 B 是接收机带宽; R 是信息传送速率; P_r 是接收机的接收信号功率; I 是接收机处的干扰加噪声功率; g_0 是表示功率控制精确程度的变量,即接收 SIR 和目标 SIR 之间的误差,一般认为 g_0 是一个均值为 0,方差为 σ^2 的高斯随机变量,在理想功率控制的情况下, g_0 为 0^[9].对功率控制效果的判断标准就是 g_0 越趋近于 0,则功率控制的算法越好.

假设 $P_T(i)$ 是第 i 个 TPC 时间间隔内的发送功率, $\gamma(i)$ 是测得的 SIR, γ_0 是目标 SIR, $\Delta(i)$ 是移动台选择的第 $i+1$ 个时隙的功率步长,则移动台在第 $i+1$ 个时隙的发送功率为:

$$P_T(i+1) = \begin{cases} P_T(i) 10^{\Delta(i)/10}, & \text{如果 } \gamma \leq \gamma_0 \\ P_T(i) 10^{-\Delta(i)/10}, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

2.2 快速衰落信道模型

M 1225 建议中的附录 2 规定了具体的信道模型,包括室内、室外步行和室外车速环境的参数.我们仅使用室外车速环境的模型 A,作为计算机仿真的依据.

依据该模型确定各径信号相应的相对功率和以码片周期为单位的时延.在 WCDMA 系统中,码片速率为 3.84Mchip/s,因此一个码片周期约为 260ns.图 2 为上述瑞利多径信道在一个时隙的时间间隔、步长为 0.5dB 的情况下,衰落的概率密度.考虑到硬件设备调整发射功率的能力,没有分析 0.25dB 以下的情况.

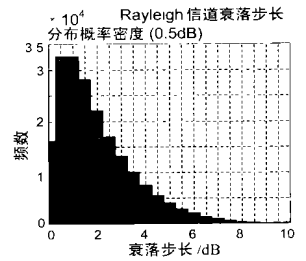


图 2 一个时隙时间间隔、步长为 0.5dB 时衰落概率密度

可以看出,如果步长变化的间隔是 0.50dB,则步长在 0.5dB、1dB 处有最大的可能性,在 1.5dB 处的可能性也较大.在 3GPP 协议中建议的步长为 1dB,或者在需要精确调整的情况下,也可使用 0.5dB 的步长,这种算法可由文献[3]的仿真结果得到验证.

但此算法没有考虑“历史”信息,因此还有改进的余地.

3 变步长算法

采用如下的 AS TPC(变步长功控)算法.该算法的一个优点是,移动台可以不依赖基站而独自确定步长,因此该算法可作为移动台一个附加的功能而提高上行链路的 TPC 性能.

首先介绍 Markov 状态的划分,基本依据是移动终端接收到的 TPC 命令.定步长的功率控制算法可以认为是只有一个状态的功控算法,因为这种算法只利用了当前的 TPC 命令,如果再利用前一时隙的 TPC 命令,就可以得到两个 Markov 状态,即状态 0(当前 TPC 命令相同于前一 TPC 命令)、状态 1(当前 TPC 命令不同于前一 TPC 命令),有了这两个状态,就可以在功率控制算法中使用两种步长.从图 2 看出,可以使用的步长有很多,但是需要选用概率密度最大的步长,这是因为概率密度大的步长在未来的时隙中使用的可能性大,从而能够减小接收 SIR 与目标 SIR 之间的均方误差.对于所选定的信道模型,在采用两个状态的情况下,从图 2 可以看出,应该选用 0.5dB 和 1dB 两个步长值,状态和步长的对应关系用仿真的方法来确定,不同对应情况下接收 SIR 的均方误差是不同的,平均均方误差小的情况就是可以选取的算法.

如果采用更多的 Markov 状态将能得到更好的逼近结果.为了得到更多的 Markov 状态,就得使用前二 TPC 命令,可以得到四个 Markov 状态:状态 0(当前 TPC 命令相同于前一 TPC 命令相同于前二 TPC 命令);状态 1(当前 TPC 命令相同于前一 TPC 命令,不同于前二 TPC 命令);状态 2(当前 TPC 命令不同于前一 TPC 命令,相同于前二 TPC 命令);状态 3(当前 TPC 命令不同于前一 TPC 命令,不同于前二 TPC 命令).有了这四个状态就可以使用四种功控步长,从图 2 中选择四种概率密度最大的步长值:0.5dB、1dB、1.5dB 和 2dB.同样用仿真的方法确定四种状态和四种步长值之间的对应,共有 $4 \times 3 \times 2 \times 1 = 24$ 种情况,在这 24 种情况中至少应有一种情况平均的均方

误差小于采用两种状态时的较小值。

4 仿真结果及讨论

设定目标 SIR 为 7 dB, 分别对如下几种情况进行仿真:

(1) 定步长 1dB; (2) 定步长 0.5dB; (3) 定步长 2dB; (4) 采用 1dB 和 0.5dB 两种步长; (5) 采用 0.5dB、1dB、1.5dB、2dB 四种步长。

第一种情况下, 即定步长 1dB 时, 均方误差为 0.1323; 第二种情况下, 即定步长 0.5dB 时均方误差为 0.1329; 第三种情况下, 即定步长 2dB 时均方误差为 0.1454。以上三种情况是 WCDMA 协议中规定采用的步长, 一般情况下应采用 1dB 步长, 从以上的仿真结果中可以看出, 当采用 1dB 定步长时, 接收的 SIR 最逼近目标 SIR, 因此用 1dB 步长情况下的均方误差值 0.1323 作为衡量变步长算法是否可行的标准。为了采用多种步长, 我们需将功控过程划分为多个状态。首先, 将功控过程划分为两个状态, 划分方法如下: 考虑当前的 TPC 命令(“升”或“降”)和上一个 TPC 命令(“升”或“降”)是否一样, 可以得到相同(包括 11 和 00)和不同(包括 10 和 01)两个状态, 将两个 TPC 命令相同称作状态 0, 两个 TPC 命令不同称作状态 1, 从图 2 中选择两种概率密度最大的步长, 即 1dB 和 0.5dB, 将两种状态分别对应两种步长, 仿真结果如表 1 所示。

从表 1 可以看出, 当状态 0 采用 0.5dB 步长, 状态 1 采用 1dB 步长时, 接收 SIR 的均方误差 0.1260 小于采用 1dB 定

情况的即这种情况能够更好地逼近目标 SIR。

如果状态数增加, 将有更好的逼近结果, 为了印证这一想法, 将功控过程划分为四个状态, 划分方法如下: 状态 0(当前 TPC 命令相同于前一 TPC 命令, 相同于前二 TPC 命令, 即 111 和 000); 状态 1(当前 TPC 命令相同于前一 TPC 命令, 不同于前二 TPC 命令, 即 110 和 001); 状态 2(当前 TPC 命令不同于前一 TPC 命令, 相同于前二 TPC 命令, 即 100 和 011); 状态 3(当前 TPC 命令不同于前一 TPC 命令, 不同于前二 TPC 命令, 即 101 和 010), 从图 2 中选择四种概率密度最大的步长, 即 0.5dB、1dB、1.5dB、2dB。将四种状态分别对应四种步长将有 $4 \times 3 \times 2 \times 1 = 24$ 种情况, 对这 24 种情况进行仿真, 表 2 是几种典型情况的仿真结果。

表 2 第五种情况的仿真结果

状态 0	0.5dB	2dB	0.5dB	1dB	0.5dB	0.5dB
状态 1	1dB	1.5dB	1dB	0.5dB	1.5dB	1.5dB
状态 2	1.5dB	1dB	2dB	2dB	1dB	2dB
状态 3	2dB	0.5dB	1.5dB	1.5dB	2dB	1dB
均方误差	0.1229	0.1536	0.1196	0.1280	0.1322	0.1213

从上表所列出的数据来看, 有三种情况的接收 SIR 均方误差 0.1229、0.1196、0.1213 小于两种状态的最小值 0.1260, 也就是说, 这三种情况可以比两种状态时更逼近目标接收功率, 其中以状态 0 采用 0.5dB、状态 1 采用 1dB、状态 2 采用 2dB、状态 3 采用 1.5dB 时, 效果最好。

仿真结果已经证实, 当状态数增加时, 可以减小逼近误差, 如果将功控过程合理划分为八个状态, 合理选用八种步长, 可以得到比四种步长时更好的效果, 但系统的复杂性也相

应上升, 只有在信道变化异常剧烈, 较少的状态数不能满足系统性能指标时, 才采用较多的状态数。

5 结论

高阶 Markov 过程的理论意义就是当阶数 $K \rightarrow \infty$ 时, 几乎任何过程都可被逼近^[7]。因为, 信道的变化是一个随机过程, 功率控制的过程也是一个随机过程, 功率控制的过程应该逼近信道的变化, 因此用 Markov 过程来描述信道变化的随机性, 可以任意逼近, 但是 Markov 过程的转移概率矩阵很难从理论上直接确定。在功控过程的研究中, 如果信道变化的概率密度已知, 将其量化, 就可得出信道变化的步长分布概率密度, 由于在 WCDMA 系统中采用 TPC 命令进行发送功率的调节, 使得上述 Markov 功控算法的状态划分必须考虑 TPC 命令的作用。这样一来, 功控步长与功控状态的对应关系难以确定, 因为选取不同的功控步长, 就会有不同的功控状态序列, 从而状态转移概率矩阵就会变化。仿真结果表明, 通过选取合适的对应, 可以改善功率控制的性能。如果在此基础上, 设计功率控制的自适应算法, 当信道特性变化时, 自适应地采用不同的对应, 就可以达到较小的功率控制误差。

参考文献:

- [1] A J Viterbi. CDMA: Principles of spread spectrum communication [J]. Addison Wesley, 1995.
- [2] Theodore S Rappaport. Wireless Communications Principles & Practice [M]. Prenticehall, 1996.
- [3] Shunsuke SEO, Tomohiro DOH, Fumiyuki ADACH. SIR Based transmit power control of reverse link for coherent DS-SS CDMA mobile radio [J]. IEICE Trans Commun, 1998, E81-B(7):
- [4] Jeong Ho KIM, et al. Performance of Single-bit adaptive step size closed loop power control scheme in DS-SS CDMA systems [J]. IEICE Trans Commun, 1998, E81-B(7):
- [5] Hirohito SUDA, Hiroyuki KAWAI, Fumiyuki ADACH. A fast transmit control based on Markov transition for DS-SS CDMA mobile radio [J]. IEICE Trans Commun, 1990, E82-B(8):
- [6] Hong shen Wang, Nader Moayeri. Finite state Markov channel - A useful model for radio communication channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1):
- [7] 吴祈耀. 随机过程[M]. 北京市: 国防工业出版社, 1984.
- [8] 赵淑清, 郑薇. 随机信号分析[M]. 哈尔滨市: 哈尔滨工业大学出版社, 1999.
- [9] Giovanni Emanuel Corazza, Giovanni De Maio, Francesco Vatalaro. CDMA cellular systems performance with fading, shadowing, and imperfect power control [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1998, 47(2):

作者简介:

陈朝阳 男, 1968 年生于河南孟州, 1990 年毕业于西北工业大学航海工程学院应用电子技术专业, 1999 年, 在中国矿业大学(北京)获得通信与信息系统专业硕士, 现在北京邮电大学攻读博士学位, 主要研究方向是宽带移动通信中的理论和技术。

郗凤君 (见本期第 583 页)

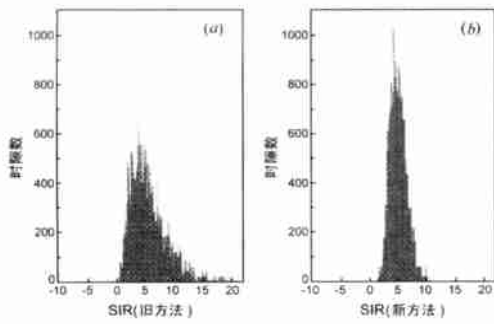


图 2 AWGN 下 SIR 测量值的概率分布

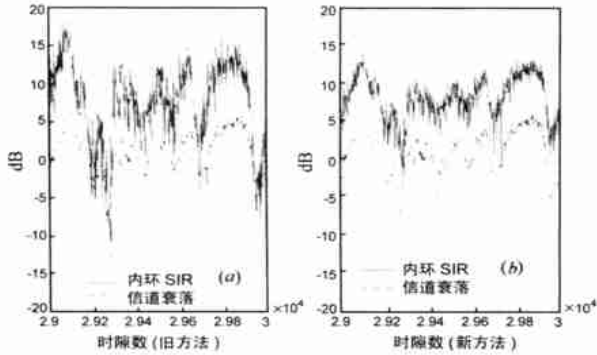


图 3 瑞利衰落和未加功率控制下的 SIR 测量值

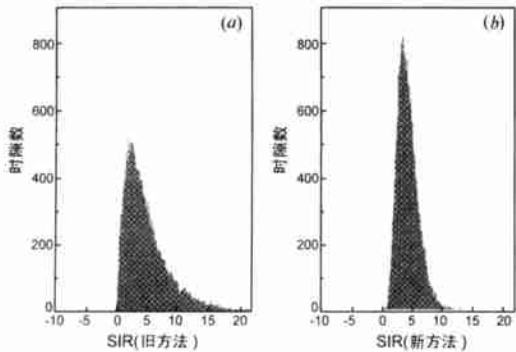


图 4 给定目标 SIR 的 TPC 下 SIR 测量值的概率分布

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 $\beta_c = 1$, DPDCH 的增益因子 $\beta_d = 2$; 用户 2 进行 144 kbps 的业务, 取 $SF = 8$, DPCCH 的增益因子 $\beta_c = 1$, DPDCH 的增益因子 $\beta_d = 6$, 要求误块率不大于 0.01, 功率控制步长为 2dB, 多普勒频移为 504Hz, 其仿真结果如图 5 所示。由图 5 看出随着 E_b/N_o 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 144k 业务为例, 当 BER 为 0.006 时采用新 SIR 测量方法 E_b/N_o 为 5dB, 而旧方法为 7dB。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。

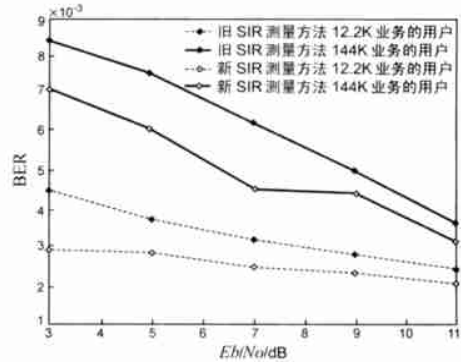


图 5 不同 SIR 测量方法下基于 QoS 的功率控制性能比较

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 ADACH. SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-SS CDMA 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:



郝凤君 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。