

WCDMA 下行信道 RAKE 接收机的性能分析

杨 馨,赵新胜,尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室,南京 210096)

摘 要: 在第三代移动通信 WCDMA 的最新通信标准^[1]中,下行信道在保留时分复用导频符号的同时,新增了公共导频信道.本文针对 WCDMA 这一最新改变,给出了利用公共导频信道进行信道估计,实现相干 RAKE 接收的模型算法、性能分析及仿真结果.仿真表明,利用公共导频信道的 RAKE 接收机性能明显优于时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收机的性能,尤其在高速及变速运动情况下,而且具有信道估计算法简单、信道跟踪实时性强的特点.

关键词: 第三代移动通信; WCDMA; RAKE 接收机; 信道估计; 导频

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 11A-0067-03

Performance of the RAKE Receiver for WCDMA Downlink Physical Channel

YANG Xin, ZHAO Xin-sheng, YOU Xiao-hu

(NCRL, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Updated Wideband CDMA (WCDMA) systems employ coherent detection either by the ever existing Common Pilot Channel (CPICH), or by periodically inserting pilot symbols in the data stream. A RAKE receiver for WCDMA downlink physical channel with the channel estimation by the CPICH is presented. Analytic and simulation results show that the RAKE receiver proposed here performs better in the fast fading channels and has considerably less computational complexity than the receiver with pilot-symbol aided channel estimation, especially in the high speed mobile environment.

Key words: the third generation mobile communication; WCDMA; RAKE receiver; channel estimation; pilot

1 引言

宽带 CDMA 是第三代移动通信标准的主流技术,尤其以 WCDMA 和 cdma2000 为代表. WCDMA 标准也随着 IMT2000 标准化工作的进行和各种新技术的融入有较大的改变,其中三个主要参数的变化为:(1)系统码片速率改为 3.84Mcps,同时一个 10ms 无线帧的时隙划分改为 15 个;(2)基站同步方式改用同步/异步方式;(3)在下行信道中新增了公共导频信道 CPICH.最新 WCDMA 标准^[1]的下行信道导频方式有两种:(1)连续导频方式:公共导频信道 CPICH,使用预先定义的信道码和基本扰码,连续发送;(2)非连续导频方式:专用导频符号在专用物理信道中与数据符号时分复用.新标准对时分复用的导频符号个数有明确的规定.例如,当扩频增益为 64 时,在一个时隙的 80 比特(即 40 个符号)中,只允许有 8 个连续的导频比特(即 4 个符号).使用这样少的时分复用导频符号进行相干接收时,采用平均意义的信道参数估计法只能在低速时满足性能要求,而在如 350 公里/小时的高速情况下完全不能正常工作.这是由于在高速时将导频符号期间估计的信道参数用于数据符号引起了较大的误差.虽然可以采用诸如文献 [3~5] 的方法来改进时分复用导频方式下的 RAKE 接收机性能,但这些方法需要利用连续几个时隙的导频符号进行插值

运算,估计时隙中数据段的信道参数,除了有算法的复杂性之外,还会在数据接收过程中至少产生一个或几个时隙的延迟,不利于实时跟踪快衰落的信道,也增加了功率控制环的时间^[9].新标准中公共导频信道的设置为实时跟踪信道提供了基础.本文正是针对 WCDMA 标准的这一最新变化,利用公共导频信道进行信道估计,给出了 WCDMA 标准下行信道的 RAKE 接收模型及算法,进行了性能分析及仿真.

2 WCDMA 下行信道 RAKE 接收机

WCDMA 下行信道的发送结构如图 1 所示^[2],利用公共导频信道进行信道估计的 RAKE 接收机模型如图 2 所示.其中 c_{ch}^D 和 c_{ch}^P 是正交变增益扩频码(OVSF),分别作为用户数据信道和公共导频信道的信道码, c_{scramb}^D 和 c_{scramb}^P 分别是用户数据信道和公共导频信道的复扰码, $g(t)$ 为滚降系数为 0.22 的根升余弦脉冲成形滤波器.信号调制方式为 QPSK, Chip 速率为 3.84Mcps/s.

根据 WCDMA 下行信道的发送结构,发送第 m 个数据符号时,其发送信号的等效低通表示为:

$$s(t) = \{ [d_I(m) + jd_Q(m)] c_{ch}^D c_{scramb}^D + (p_I + jp_Q) c_{ch}^P c_{scramb}^P \} g(t) \quad (1)$$

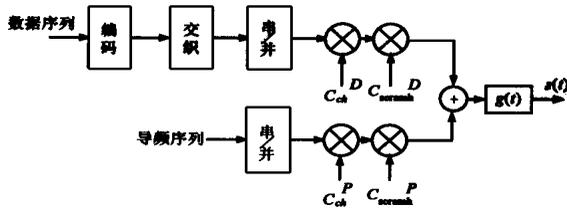


图1 WCDMA下行信道的发送结构



图2 WCDMA下行信道RAKE接收模型

其中 $d_I(m)$ 、 $d_Q(m)$ 分别为用户第 m 个数据符号的实部及虚部； p_I 、 p_Q 分别为公共导频符号的实部及虚部； c_{ch}^D 、 c_{ch}^P 分别为用户数据信道和公共导频信道的实信道码； $c_{scramb}^D = c_I^D + jc_Q^D$ 为用户数据信道的复扰码； $c_{scramb}^P = c_I^P + jc_Q^P$ 为公共导频信道的复扰码； $g(t)$ 为波形函数；

频率选择性信道可以用一个系数是时变且统计独立的抽头延时线模型来等效,由此得到RAKE接收机模型^[6,7]。采用强径搜索器进行分支搜索,得到 L 个强径的RAKE接收机^[8],其接收信号的等效低通表示为:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L c_l(t) s(t - \tau_l) + n(t) \quad (2)$$

其中 $\{c_l(t)\}$ 为对应 L 个强径的信道衰落参数,是零均值复高斯过程,其模 $|c_l(t)|$ 和相位分别满足 Rayleigh 分布和均匀分布; $\{\tau_l\}$ 为 L 个强径的相对延迟, $1 < 2 < \dots < L$, 满足 $\tau_{l+1} - \tau_l > T_c$; $l=1, 2, \dots, L-1$; $n(t)$ 为其它用户的多址干扰和背景噪声构成的加性高斯白噪声。

假设接收中帧、时隙、Chip 已完全同步,并且在一个符号期间信道参数不变,则对第 l 径的第 m 个符号中第 k 个 Chip 的采样信号为:

$$r_l(m, k) = \{ [d_I(m) + jd_Q(m)] c_{ch}^D c_{scramb}^D + (p_I + jp_Q) c_{ch}^P c_{scramb}^P \} \cdot c_l(m) + n(m, k) \quad (3)$$

其中 $c_l(m)$ 为第 l 径的第 m 个符号信道衰落参数, $n(m, k)$ 为零均值加性复高斯白噪声的采样。对数据信号进行解扩,得到的第 l 径的第 m 个符号的数据符号为:

$$r_{dl}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} r_l(m, k) c_{ch}^D (c_{scramb}^D)^* = \frac{1}{SF} c_l(m) \sum_{k=0}^{SF-1} [d_I(m) + jd_Q(m)] c_{ch}^D c_{scramb}^D (c_{scramb}^D)^* + v_{dl}(m) + z_{dl}(m) = [d_I(m) + jd_Q(m)] c_l(m) + n_{dl}(m) \quad (4)$$

其中 SF 为数据信道的扩频增益; $v_{dl}(m)$ 、 $z_{dl}(m)$ 分别是其它分径及公共导频信道信号和白噪声在第 m 个数据符号的解扩中产生的噪声值; $n_{dl}(m)$ 为接收第 l 径的第 m 个数据符号产生的总噪声值。

$$v_{dl}(m) = \frac{1}{SF} c_l(m) \sum_{k=0}^{SF-1} (p_I + jp_Q) c_{ch}^P c_{scramb}^P (c_{scramb}^P)^* \quad (5)$$

$$z_{dl}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} n(m, k) c_{ch}^D (c_{scramb}^D)^* \quad (6)$$

$$n_{dl}(m) = v_{dl}(m) + z_{dl}(m) \quad (7)$$

对解扩后的数据信号乘以信道衰落系数 $c_l(m)$ 的复共轭,进行最大比合并,可得到关于发送的第 m 个符号的最优判决变量:

$$U_m(m) = \sum_{l=1}^L r_{dl}(m) c_l(m)^* \quad (8)$$

对 U_m 进行解交织和译码,可得到信息比特序列。

信道参数 $c_l(m)$ 的估计可利用公共导频信道实现。对第 l 径导频信号的解扩运算如下:

$$r_{pl}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} r_l(m, k) c_{ch}^P (c_{scramb}^P)^* = \frac{1}{SF} c_l(m) \sum_{k=0}^{SF-1} (p_I + jp_Q) c_{ch}^P c_{scramb}^P (c_{scramb}^P)^* + v_{pl}(m) + z_{pl}(m) = (p_I + jp_Q) c_l(m) + n_{pl}(m) \quad (9)$$

其中 $v_{pl}(m)$ 、 $z_{pl}(m)$ 分别是其它分径及数据信道信号和白噪声在第 m 个导频符号的解扩中产生的噪声值; $n_{pl}(m)$ 为接收导频信号产生的总噪声值。

对 $c_l(m)$ 的估计为:

$$\hat{c}_l(m) = \frac{r_{pl}(m)}{(p_I + jp_Q)} = \frac{r_{pl}(m) (p_I - jp_Q)}{p_I^2 + p_Q^2} \quad (10)$$

将式(9)代入式(10)可得到信道参数估计与信道参数真值之间的误差:

$$c_l(m) = \hat{c}_l(m) - c_l(m) = \frac{n_{pl}(m) (p_I - jp_Q)}{p_I^2 + p_Q^2} \quad (11)$$

为提高信道估计的准确性,应尽量降低式(11)中的误差值。为此,可以在信道参数基本不变的情况下,对连续 M 个符号时间的信道估计值取平均,以使估计误差的方差减小为原来的 $1/M$ 。

3 仿真结果与分析

基于上述的分析及描述,我们在 COSSAP 上建立了 WCDMA 下行信道的RAKE接收仿真平台,进行了仿真。根据 WCDMA 标准,信号调制方式为 QPSK,Chip 速率为 3.84 Mcps/s。在做RAKE接收性能仿真时,信号传输速率为 30kbps/s,交织器的交织块大小为 32×96 ,信道编码为 $1/3$ 卷积编码,约束长度为 9,信道模型为 M.1225 衰落信道模型,采用平均意义下的信道估计方法,RAKE 合并径数为 3。仿真时假设在接收端 Chip,符号及帧已经完全同步。以下图中的 E_b 为发送的数据信号的比特能量, N_0 为高斯白噪声的单边功率谱密度。

图3显示出了信道估计的区间长度为 10 个符号时,不同车速下的RAKE接收误码率性能曲线。可以看出,在车速较低时,RAKE接收机可以达到传输数据的要求;当车速高达 350 公里/小时,RAKE接收机的性能不理想,分析其原因与高速下的信道估计精度有关。

图4给出了 E_b/N_0 为 6dB 时各种车速的信道估计的区间长度与RAKE接收误码率的关系曲线。可以看到,不同车速的信道估计区间长度相对于RAKE接收误码率存在一个最低点。在信道参数保持不变的情况下,适当增加信道估计区间长度可以提高信道估计的精度,从而降低RAKE接收误码率。但是,过长的估计区间长度,反而导致RAKE接收误码率的急剧增大。这是由于在相对较长的估计区间内,信道参数已经发生

了较大的变化,接收机不能正确估计信道参数,造成了 RAKE 接收性能的恶化.

选择合适的信道估计区间长度,可以改善 RAKE 接收性能.图 5 显示了车速为 500 公里/小时,不同信道估计区间长度的 RAKE 接收性能曲线.由图可见,只要选取 2 个符号间隔的估计区间长度,RAKE 接收机的性能就满足数据传输的要求.

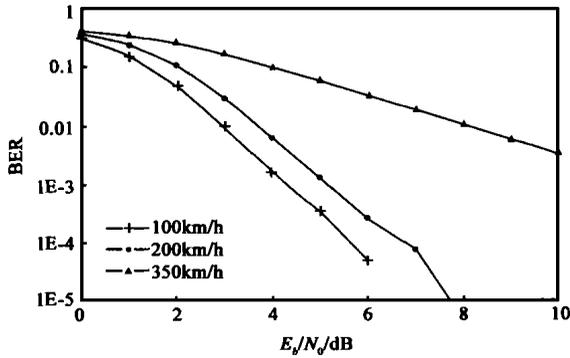


图 3 用公共导频信道进行信道估计的 RAKE 接收机性能

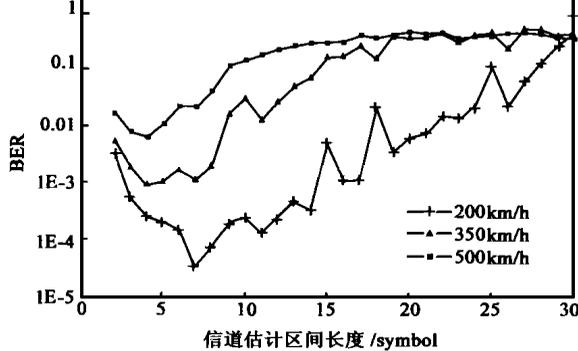


图 4 各种车速下信道估计区间长度与 RAKE 接收性能的关系

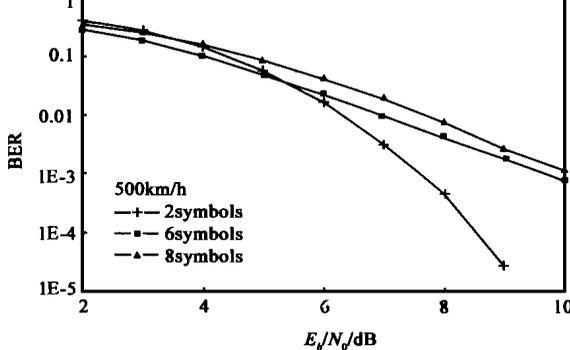


图 5 500 公里/小时不同信道估计长度的 RAKE 接收性能

为便于分析比较,我们根据 WCDMA 中下行信道对专用导频方式的规定,建立了时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收模型,并进行了数据仿真.仿真参数与前面公共导频信道下的仿真参数一致,导频的发送比特能量也相同.当信号传输速率为 30kbits/s 时,标准规定每个时隙中的专用导频比特数只能为 2、4 或 8,我们取为 8 个比特,采用平均意义下的信道估计方法,并将估计的信道参数用于数据符号,得到不同车速下时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收性能曲线,如图 6 所示.

从图 6 中可以看出,在低车速时,基于平均算法的时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收机接收性能良好.但在 350 公里/小时的高车速下,接收机不能正常工作.即使增大导频的发送比特能量,使其平均功率与公共导频方式下导频的平均功率相同,也不能达到理想的接收性能.这是由于平均的信道估计方法在高速情况下不能很好地估计出数据段的信道参数.此时,可以采用诸如文献[3~5]的方法来改进 RAKE 接收机性能,对连续几个时隙的导频符号进行插值运算,来估计时隙中数据段的信道参数.但是,这些算法除了存在算法的复杂性之外,还会在数据接收过程中至少产生一个或几个时隙的延迟,不利于实时跟踪快衰落的信道.而采用公共导频进行信道估计时,如前所述,基于平均算法的 RAKE 接收机在 500 公里/小时的高车速下性能良好.

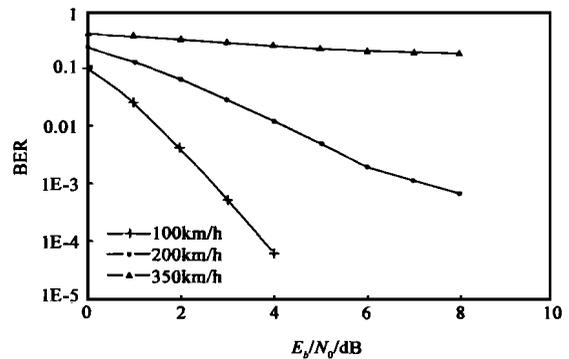


图 6 时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收机性能

4 结论

本文针对 WCDMA 的最新改变,给出了利用公共导频信道进行信道估计,实现相干 RAKE 接收的模型算法、性能分析及仿真结果.仿真表明,利用公共导频信道的 RAKE 接收机性能明显优于时分插入导频符号辅助的 RAKE 接收机的性能,尤其在高速及变速运动情况下.而且具有信道估计算法简单、信道跟踪实时性强的特点.

作者简介:



杨 馨 1970 年出生,分别于 1991 年和 1994 年在东南大学自动控制工程系获学士及硕士学位.现在东南大学无线电工程系移动通信国家重点实验室攻读博士学位,主要从事第三代移动通信的关键技术的研究.



赵新胜 1963 年出生.1988 年在通信工程学院通信与电子系统专业获硕士学位.现为东南大学无线电工程系移动通信国家重点实验室副教授,从事第三代移动通信的关键技术的研究,主要研究兴趣为移动通信和网络协议.

$$\text{Var}\{f(t)\} = \frac{4}{N}^2 \quad (A6)$$

同样方法可以计算出 $r_{i,k}^*(l, j) b_k^+(t - 2T - (L + j - l)T_c)$ 、 $r_{i,j}(l, j) b_k^+(t - (L + j - l)T_c)$ 、 $r_{i,i}(l, j) b_k^+(t - 2T - (L + j - l)T_c)$ 的方差, 结果同式(A6)。

参考文献:

- [1] J. S. Thompson, P. M. Grant, B. Bulgrew. Downlink transmit diversity schemes for CDMA networks [DB/OL]. Proc. of VTC '99 Fall, 1999.
- [2] J. H. Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading [J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 1998, 47(1): 119 - 123.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: Performance results [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(3): 451 - 460.
- [4] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE JSAC, 1998, 16(8): 1451 - 1458.
- [5] 3GPP TS 25. 211: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) [S]. March, 2000.
- [6] 3GPP TS 25. 101: UE radio transmission and reception (FDD) [S]. March, 2000.
- [7] J. G. Proakis. Digital Communications [M]. ed3, McGraw-Hill, 1995.
- [8] V. V. Veeravalli, A. Mantravadi. Performance analysis for diversity reception of digital signals over correlated fading channels [DB/OL]. Proc. of VTC '99 Spring, 1999.
- [9] M. Z. Win, Z. A. Kotic. Impact of spreading bandwidth on rake reception in dense multipath channels [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(10): 1794 - 1806.
- [10] J. S. Lehnert, M. B. Pursley. Multipath diversity reception of spread-spectrum multiple-access communications [J]. IEEE Trans. Communications, 1987, COM-35(11): 1189 - 1198.
- [11] M. K. Simon, D. Divsalar. Some new twists to problems involving the Gaussian probability integral [J]. IEEE Trans. Communications, 1998, COM-46(2): 39 - 41.
- [12] T. S. Rappaport. Wireless Communications Principles and Practice [M]. Prentice-Hall, 1996.

作者简介:



唐友喜 1997年在电子科技大学获通信与系统专业博士学位,同年进入华为企业博士后流动站做博士后,主要研究 IS - 95 WLL 及第三代移动通信。1999年底出站进入电子科技大学做第二站博士后。目前主要研究方向为数字通信、扩频通信、第三代移动移动通信系统。Email: tangyx@mail.sc.cninfo.net



李少谦 电子科技大学教授,抗干扰通信技术国防重点实验室副主任,国家 863 计划通信主题个人通信专家组成员,现从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究工作。Email: lsq@mail.sc.cninfo.net

朱近康 中国科学技术大学教授,博士生导师,该校信息科学技术学院常务副院长。国家 863 计划通信主题个人通信专家组组长。现从事移动通信与无线通信、扩频通信、通信中的信号处理方面的教学及研究工作。

(上接第 69 页)

参考文献:

- [1] 3GPP, TSG RAN, WGI. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) [C]. October, 1999.
- [2] 3GPP, TSG RAN, WGI. Spreading and modulation (FDD) [C]. October, 1999.
- [3] J. K. Cavers. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1991, 40(4): 689 - 693.
- [4] S. Sanpei and T. Sunaga. Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1993, 42(2): 137 - 147.
- [5] 董霄剑, 尤肖虎. W-CDMA 中一种新的信道估计方法 [J]. 电子学报, 2000, 28(7): 18 - 21.
- [6] J. G. Proakis. Digital Communications [M]. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [7] T. S. Rappaport. Wireless Communications [M]. Prentice Hall, NJ, 1996.
- [8] K. Chen. Performance of direct-sequence spread-spectrum RAKE receivers with random spreading sequences [J]. IEEE Trans. Commun., 1997, 45(9): 1130 - 1143.
- [9] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi. Channel estimation using time-multiplexed pilot symbols for coherent RAKE combining for DS-SS mobile radio [J]. IEICE Trans. Commun., 1998, E81-B: 1517 - 1526.