

上行 MC-CDMA/TDD 系统中的新型预补偿技术

郑侃 黄琳 王文博

(北京邮电大学无线通信中心 北京 100876)

摘要: 该文提出了 MC-CDMA/TDD 系统中的一种新型限制功率的预补偿技术, 避免了在上行链路中插入导频, 从而提高了频率/功率利用率。在上行链路中, 为了保持发射功率不变, 移动台发射机只对发射信号的相位进行预处理, 而对接收信号幅度的估计和补偿都由基站接收机来完成。文中的分析包括由于信道时变引起的性能损失。仿真结果表明所提出的预补偿系统具有良好的性能。

关键词: MC-CDMA, 上行, 预补偿, TDD

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)01-0086-04

A Novel Pre-compensation Scheme in Uplink MC-CDMA/TDD Systems

Zheng Kan Huang Lin Wang Wen-bo

(Center of Wireless Communication, Beijing University of Posts and Communications, Beijing 100876, China)

Abstract This paper presents a novel power-limited pre-compensation method in MC-CDMA/TDD systems, which can avoid pilot insertion on the uplink and increase the spectral/power efficiency. To keep the transmission power constant, only the phase of signal is predistorted before transmission at the mobile station's transmitter while the amplitude estimation and compensation of received signal are performed at the base station's receiver on the uplink. The performance degradation due to the time varying channel is also included in the analysis. Simulation results show the good performance of the proposed pre-compensation method.

Key words MC-CDMA, Uplink, Pre-compensation, Time Division Duplex (TDD)

1 引言

多载波 CDMA (MC-CDMA) 已经引起了移动通信领域研究者的极大兴趣^[1]。大多数相关的研究集中在下行链路。但是, 对于上行链路中的研究更值得关注。因为上行链路中的信道估计、同步和数据检测等问题相对于下行链路更复杂。

在上行链路中, 到达基站的各个移动台的信号受到了不同的衰落信道的影响。这样, 基于导频的上行信道估计就比下行困难得多。不同用户的导频符号必须安排在 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 帧的不同位置, 否则, 就会产生严重的多用户间干扰, 使各个用户对应的信道估计无法完成。但是, 这样的导频放置方式会大大地降低上行链路的频谱利用率和发射功率的有效性, 从而导致系统容量急剧下降。所以, 在 MC-CDMA 系统中, 提出采用预补偿技术来避免在上行链路中使用导频符号^[2-4]。基本的想法是只在下行链路估计信道特性, 然后利用这些估计得到的信道特性来做上行发射信号的预处理。TDD(Time Division

Duplex)模式下的上下行信道的对称性有利于采用预补偿技术, 并且 TDD 帧长与信道相关时间相比要足够短。同时, 在移动台处的发射功率管理对于具体实现是至关重要的, 所以, 发射功率归一化是非常必要的。但是, 在过去提出的 MC-CDMA 系统中的预补偿技术都没有考虑到这个问题。另外, 因为信道时变特性和上下行链路间处理时延的存在, 在预补偿过程中必然会有偏差, 这样会造成接收信号的误码率性能恶化。

本文的第 2 节介绍了研究的系统模型; 在第 3 节提出了在 MC-CDMA/TDD 系统中的限制功率的预补偿技术; 在第 4 节对仿真结果进行了分析; 最后给出了结论。

2 系统模型

采用预补偿技术的 MC-CDMA/TDD 系统的基带等效模型如图 1 所示。第 k ($k=1,2,\dots,K$) 个用户的原始信号经过调制 (例如 QPSK 或更高阶调制方式) 后, 串并转换成为 P 路平行的数据流。平行复数据流的每个分支都被复制 SF 份后, 与对应扩频码的各个码片相乘进行频域扩频。SF 是扩频因

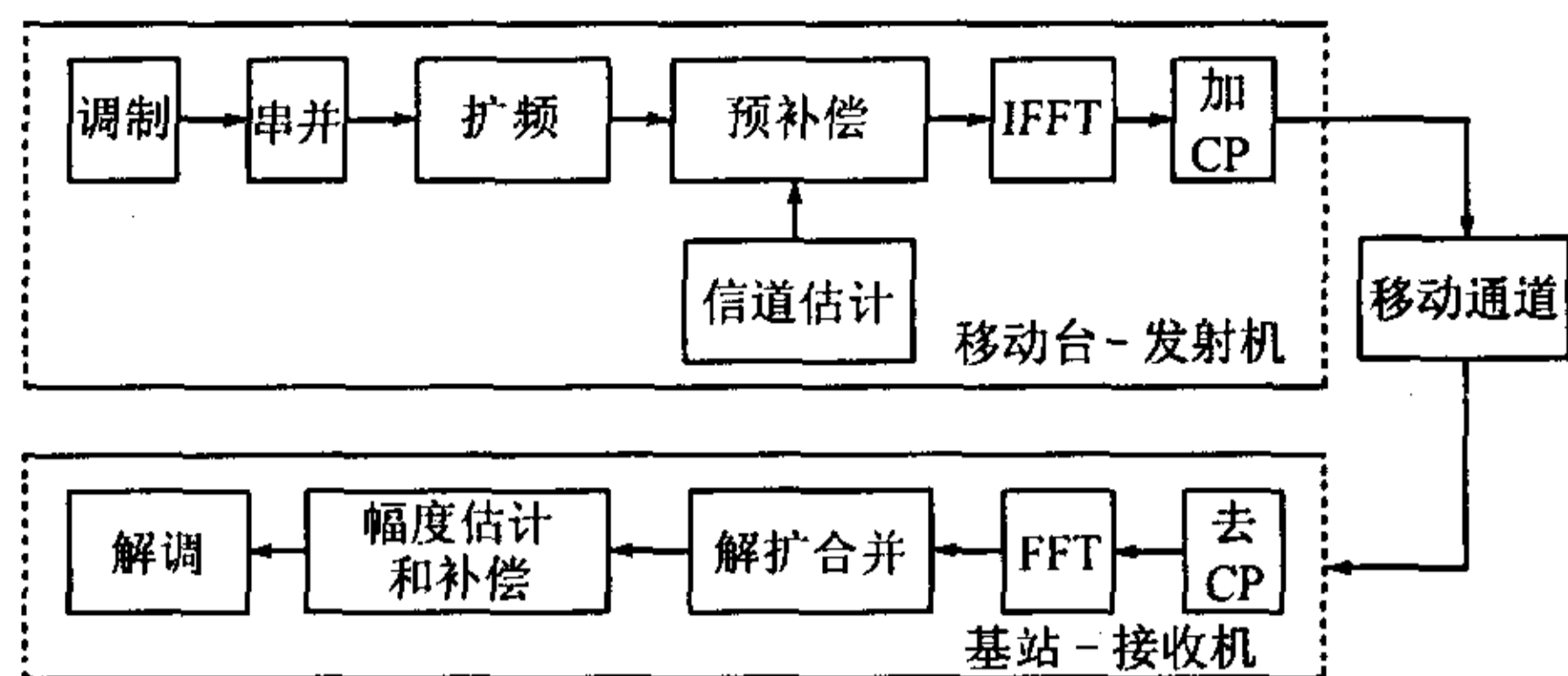


图1 采用预补偿技术的
MC-CDMA/TDD系统的上行链路结构图

子,即扩频码的长度。在进入IFFT模块前,数据将乘以根据下行信道估计信息得到的预补偿系数,来抵消即将经历的上行信道中的衰落。通过这样的预补偿技术,使得上行链路没有必要插入导频和进行信道估计,从而提高频谱利用率。经过扩频和预补偿处理后的数据符号通过 N 点IFFT模块调制到各个子载波上。这里, N 是子载波数目;并且 $N=P \times SF$ 。在发射序列对应的采样点处 $t=nT_s$,加上长度为 G 的循环前缀,来消除码间干扰和子载波间干扰。于是,第 k 个用户在某一个OFDM符号中的发射信号可以表示为

$$S^k(nT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{SF-1} d_p^k \alpha_{m,p}^k c_k(m) e^{j2\pi n(Pm+p)/N}, \quad 0 \leq n \leq N+G-1 \quad (1)$$

这里, d_p^k 是第 k 个用户在某个OFDM符号中的第 p 个信息数据; $c_k(m)$ 是第 k 个用户扩频码的第 m 个码片; $\alpha_{m,p}^k$ 是第 k 个用户在第 $(SF \times p+m)$ 个子载波上对应的预补偿系数。假设循环前缀足够长能够完全消除码间干扰。

假设上行链路上存在 K 个同时激活的移动台,那么基站端接收到信号的第 $(SF \times p+m)$ 个子载波上信号可以表示为

$$R_{m,p} = \sum_{k=0}^{K-1} H_{m,p}^k d_p^k \alpha_{m,p}^k c_k(m) + W_{m,p} \quad (2)$$

这里, $H_{m,p}^k = \rho_{m,p}^k e^{j\theta_{m,p}^k}$ 是第 k 个用户在第 $(SF \times p+m)$ 个子载波上的信道响应; $W_{m,p}$ 是加性高斯白噪声的采样值,其均值为零,方差为 σ_n^2 。信道响应的时自相关函数可以表示为

$$R(\Delta n) = E\{H_{m,p}^k(n)H_{m,p}^{k*}(n+\Delta n)\} = E[|\rho_{m,p}^k|^2] J_0(2\pi f_d \Delta n) \quad (3)$$

这里, f_d 是最大多普勒频移; Δn 是时间差。

不失一般性,假设第 k' 个移动台是我们所希望得到的用户,那么来自其他移动台的信号都视为干扰信号。第 k' 个移动台解扩后的第 p 个数据的判决变量可以表示为

$$D_p = \sum_{m=0}^{SF-1} R_{m,p} c_k^*[m] = S_p + I_p + \eta_p \quad (4)$$

这里, S_p 代表希望得到的信号部分; I_p 是来自其他用户信号引起的多址干扰部分; η_p 是加性高斯白噪声引起的部分。

3 限制功率的预补偿技术

3.1 TDD模式下的帧结构

在MC-CDMA/TDD系统中,上行和下行的信号在相同的载波上交替地进行传输。这样,可以假设上行和下行对应的信道传递函数在某些条件下具有互易性。系统的帧结构如图2所示,包括两个下行前导序列、下行时隙和上行时隙。下行时隙和上行时隙中分别包括 N_{DL} 和 N_{UL} 个OFDM符号。在上下行时隙的交换点存在TDD保护时隙(Guard Period, GP)。可变的 N_{DL} 和 N_{UL} 值为系统实现对称和非对称业务提供了很高的灵活性。

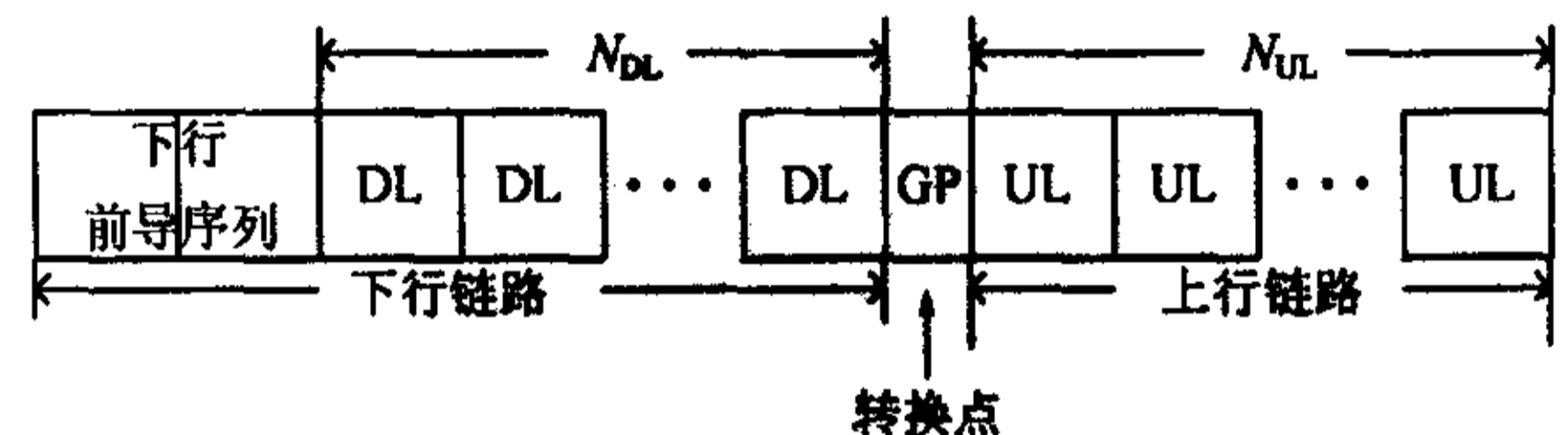


图2 采用预补偿技术的MC-CDMA/TDD系统的帧结构

3.2 PSK调制方式下的预补偿

在第 k 个移动台中的接收机,利用下行链路上的前导序列,将与其对应的下行信道进行估计,得到第 $(Pm+p)$ 个子载波上对应的信道传递函数为

$$\hat{H}_{m,p}^k = \hat{\rho}_{m,p}^k e^{j\hat{\theta}_{m,p}^k} \quad (5)$$

这里, $\hat{\rho}_{m,p}^k$ 和 $\hat{\theta}_{m,p}^k$ 分别是第 k 个移动台在第 $(Pm+p)$ 个子载波上估计得到的信道幅度和相位。

然后,移动台利用这些估计得到信道传递函数的信息对发射信号进行预处理。在我们提出的系统中,将采用限制功率的策略。所以,移动台端的发射信号经过预处理后,其发射功率能够保持不变。这一点对于数字通信系统的实现来说是非常有利的。在做预补偿时,仅仅乘以相位因子不会影响发射功率,这样的相位预处理方法对于相位调制(例如QPSK等)的信号来说已经足以达到我们希望的性能结果。这些预补偿系数等于下行信道估计值对应相位的共轭,即

$$\alpha_{m,p}^k = e^{-j\hat{\theta}_{m,p}^k} \quad (6)$$

这样,在式(4)中的各项可以被重写为

$$S_p = d_p^{k'} \sum_{m=0}^{SF-1} \hat{\rho}_{m,p}^{k'} e^{j\Delta\theta_{m,p}^{k'}} \quad (7)$$

$$I_p = \sum_{k=0, k \neq k'}^{K-1} \sum_{m=0}^{SF-1} d_p^k c_k^*[m] c_k^*[m] \rho_{m,p}^k e^{j\Delta\theta_{m,p}^k} \quad (8)$$

$$\eta_p = \sum_{m=0}^{SF-1} W_{m,p} \quad (9)$$

这里, $\Delta\theta_{m,p}^k = \theta_{m,p}^k - \hat{\theta}_{m,p}^k$ 。由于实际中的移动信道是时变的,这样的相位预补偿必然是存在偏差的,即 $\Delta\theta_{m,p}^k \neq 0$ 。这种偏

差的影响究竟有多大取决于在上下行时隙对应的信道特性变化的快慢。所以,希望在得到信道估计后到进行预补偿处理的这段时延要小于信道的相关时间,以保证 $\Delta\theta_{m,p}^k$ 足够小。这样,式(7)和式(8)可以近似表示为

$$S_p \approx d_p^{k'} \sum_{m=0}^{SF-1} \hat{\rho}_{m,p}^{k'} \quad (10)$$

$$I_p \approx \sum_{k=0, k \neq k'}^{K-1} \sum_{m=0}^{SF-1} d_p^k c_k[m] c_{k'}[m] \rho_{m,p}^k \quad (11)$$

为了说明预补偿技术的有效性,我们以理想信道估计下采用等增益合并(Equal Gain Combining, EGC)方式的相关MC-CDMA系统为参考。对于等增益合并方式下的判决变量中的各个部分可以表示为

$$S_p^{EGC} = d_p^{k'} \sum_{m=0}^{SF-1} \hat{\rho}_{m,p}^{k'} \quad (12)$$

$$I_p^{EGC} = \sum_{k=0, k \neq k'}^{K-1} \sum_{m=0}^{SF-1} d_p^k c_k[m] c_{k'}[m] \rho_{m,p}^k e^{j\Delta\theta_{m,p}^k} \quad (13)$$

$$\eta_p^{EGC} = \sum_{m=0}^{SF-1} e^{-j\theta_{k',n}} W_{m,p} \quad (14)$$

这里, $\Delta\theta_{m,p}^k = \theta_{m,p}^k - \hat{\theta}_{m,p}^{k'}$ 。如果理想预补偿,即 $\Delta\theta_{m,p}^k = 0$,那么使用预补偿技术的接收机判决变量中的有用部分和噪声部分与采用相关等增益合并时的判决变量中的有用部分和噪声部分分别是一样的,如式(10), (9), (12) 和(14)所示。同时,使用预补偿技术系统中的多址干扰主要取决于信道传递函数的幅度相关函数;而使用相关等增益合并系统中的多址干扰不仅依赖于幅度相关函数,还与不同用户信道间的相位差有关。所以,在使用预补偿技术的系统中的多址干扰要小于在使用相关等增益合并系统中的多址干扰。

3.3 QAM 调制方式下的预补偿

若系统采用不仅相位而且幅度也承载信息的调制方式(例如16QAM),那么,在相关检测时必须同时对相位和幅度进行估计。但是,前述的相位预处理的策略仅仅对相位进行了处理,这对于相位幅度调制方式的系统来说是远远不够的。所以必须对前述的相位预处理策略进行改进以适应相位幅度调制的需要。由于在接收机端没有进行信道估计,所以,对于所需信号的幅度参考只能从上行时隙中各个合并后的判决变量的平均功率中获得,即

$$M_p = \frac{1}{N_{UL}} \sum_{i=0}^{N_{UL}-1} |D_p(i)|^2 \quad (15)$$

这里, $D_p(i)$ 是上行时隙的第*i*个OFDM符号中的第*p*个判决变量。然后,将判决变量归一化后,可得到

$$\tilde{D}_p(i) = \left(1/\sqrt{M_p}\right) D_p(i) \quad (16)$$

但是,这样得到的参考幅度不如由信道估计得到的那样精确。因为在得到的总平均功率中不仅包括有用信号的功率,而且还包括噪声功率和多址干扰功率。系统的性能会由于这些偏差而受到一定的影响。

4 仿真结果

我们通过仿真来验证采用预补偿技术的MC-CDMA系统在一个典型城市环境中的性能。移动信道的最大时延为 $\tau_{\max}=1.15\mu\text{s}$,均方根时延为 $\tau_{\text{r.m.s.}}=0.2912\mu\text{s}$ 。表1给出了各种仿真参数^[5]。在所有的仿真结果中,假设理想信道估计和同步;上行和下行时隙等长,即 $N_{DL}=N_{UL}$,TDD保护间隔设为 $2\mu\text{s}$ 。

4.1 信道时变特性对性能的影响

当利用下行前导序列得到的信道估计信息对上行发射的信号进行预处理时,在上行的信道特性已经不同于下行估计得到的信道特性。这是因为在下行前导序列和上行时隙间存在着下行时隙。所以,这种不匹配会造成基站端接收机性能的下降。在这里,不考虑加性白噪声和多址干扰的影响,仅讨论基站端误码率与下行时隙长度 N_{DL} 之间的关系。图3表示单用户时采用QPSK调制方式下误码率和 N_{DL} 的仿真结果。因为多径信道是时变的,所以,随着下行时隙长度的增大,系统的误码率性能变差。移动台的车速越大,那么系统性能随着 N_{DL} 的增大恶化得越快。为了保证信道特性在整个帧中是准静止的,必须选择足够小的 N_{DL} ,并且移动台车速不能太高。因为移动台车速越高,信道特性变化得就越快。如图4所示,在信噪比为5dB时,当车速大于30km/h后,采用QPSK和16QAM的系统性能都急剧恶化。

所以,当采用QPSK调制方式时,我们选择 $N_{DL}=32$,系统应用的典型车速为30km/h;当采用16QAM调制方式时,由于高阶调制对信道变化更敏感,所以考虑其典型车速为3km/h。

表1 系统仿真参数

信道模型	载波	带宽	子载波数目	符号周期	循环前缀长度	扩频码长
Jakes 模型 ^[5] 24-径, 负指数 功率包络	$f_c = 5\text{GHz}$	80 MHz	512 (每子载波 156.25kHz)	$T_s = 6.4 + 1.6 \mu\text{s}$	$T_g = 1.6 \mu\text{s}$	32(Walsh 码)

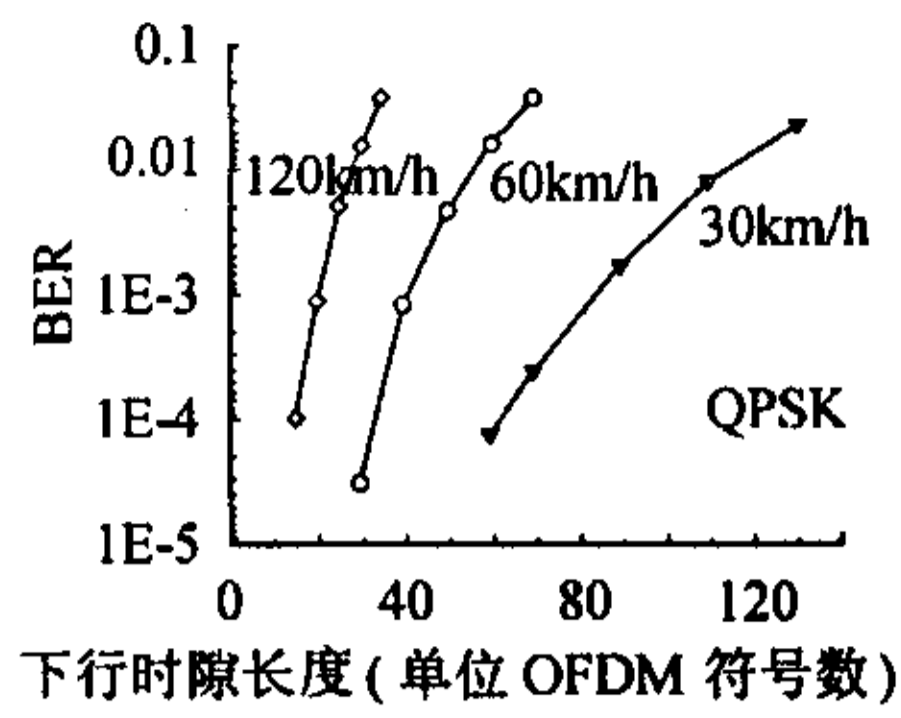


图 3 时变衰落信道下不同下行时隙长度的误码率性能

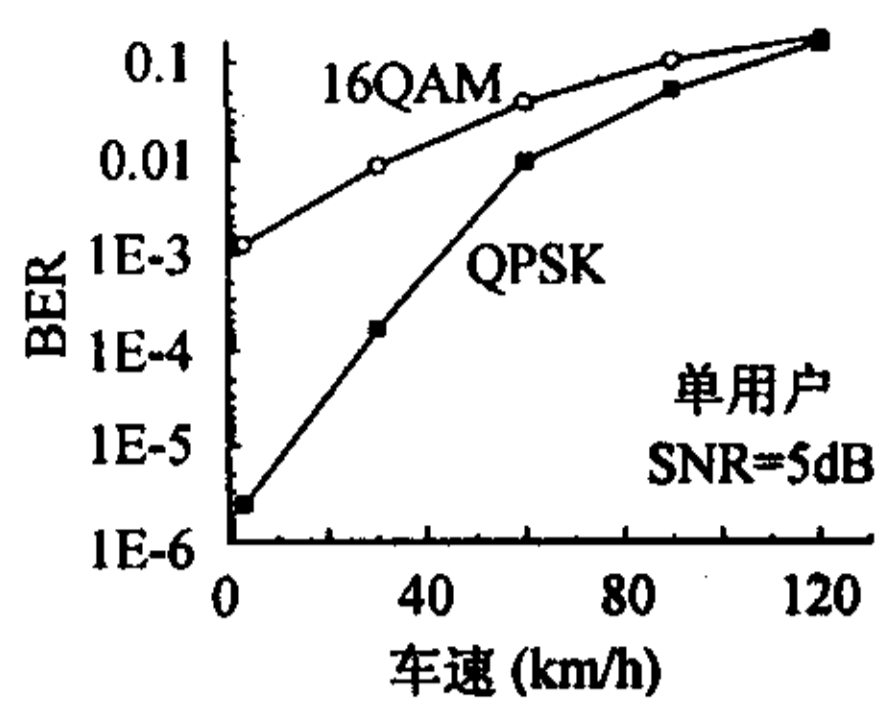


图 4 单用户下 SNR=5dB 时不同移动台车速下的误码率性能

4.2 与相关等增益接收机性能比较

图 5 表示分别采用预补偿和相关等增益方式的单用户系统误码率性能。假设移动台车速为 3km/h。正如我们在第 3 节中已经讨论过,在上行链路中,假设理想信道估计和理想预补偿时,使用预补偿技术的系统单用户性能与使用相关等增益方式的系统单用户性能是一样的。实际中,由于用于预补偿的相位与实际上行信道中的相位存在一定的偏差,所以,使用预补偿技术的系统性能要比使用相关等增益方式的系统差些。但是,由于移动台车速足够低,即 3km/h,从图 5 中可以看到,这种性能损失是很小的。在使用预补偿技术的系统中,如果采用 16QAM,由于幅度的估计和补偿不得不在接收机端进行,那么其性能损失比采用 QPSK 要更多些。

4.3 多址干扰的影响

为了说明多址干扰的影响,我们对分别采用预补偿或相关等增益方式的系统,在不同激活用户数目下的性能进行了评估。假设采用 QPSK 调制方式,移动台车速为 30km/h;并且接收信号的信噪比为 0dB。如图 6 所示,尽管采用预补偿技术的系统性能在单用户时要略差于采用相关等增益方式的系统,但随着用户数目增加到 5 以上时,前者的性能要优于后者。这就验证了在第 3 节中相应的分析。不幸的是,即使采用预补偿技术可以降低多址干扰的影响,可是当系统负荷过半时,由于在上行链路上存在严重的多址干扰,系统性能仍然无法让人满意。

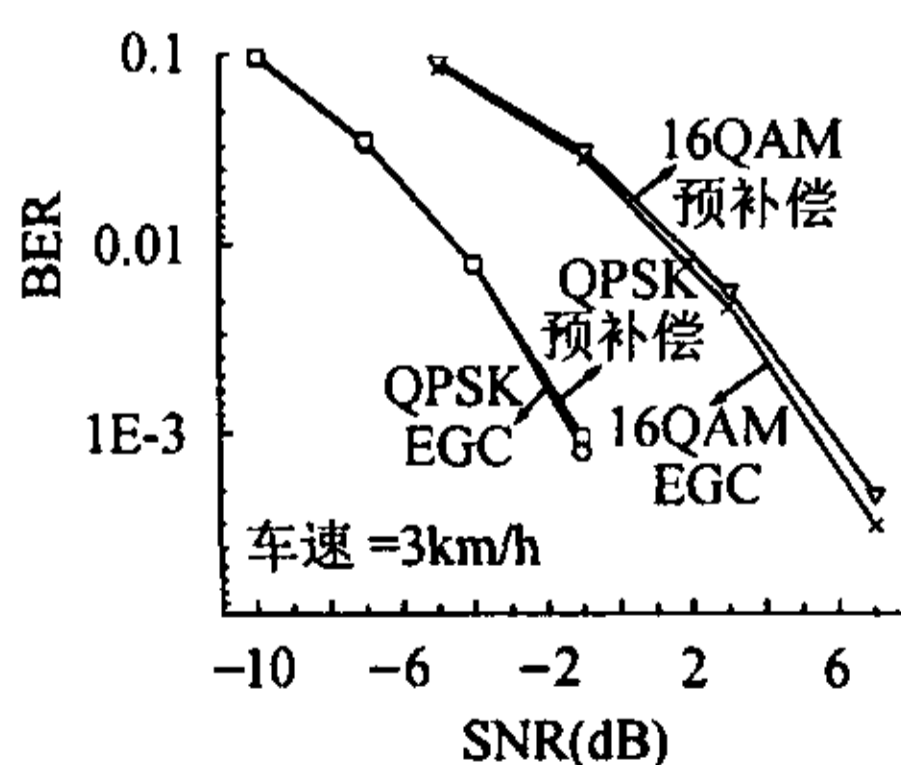


图 5 单用户下预补偿系统和相关等增益系统的误码率性能比较

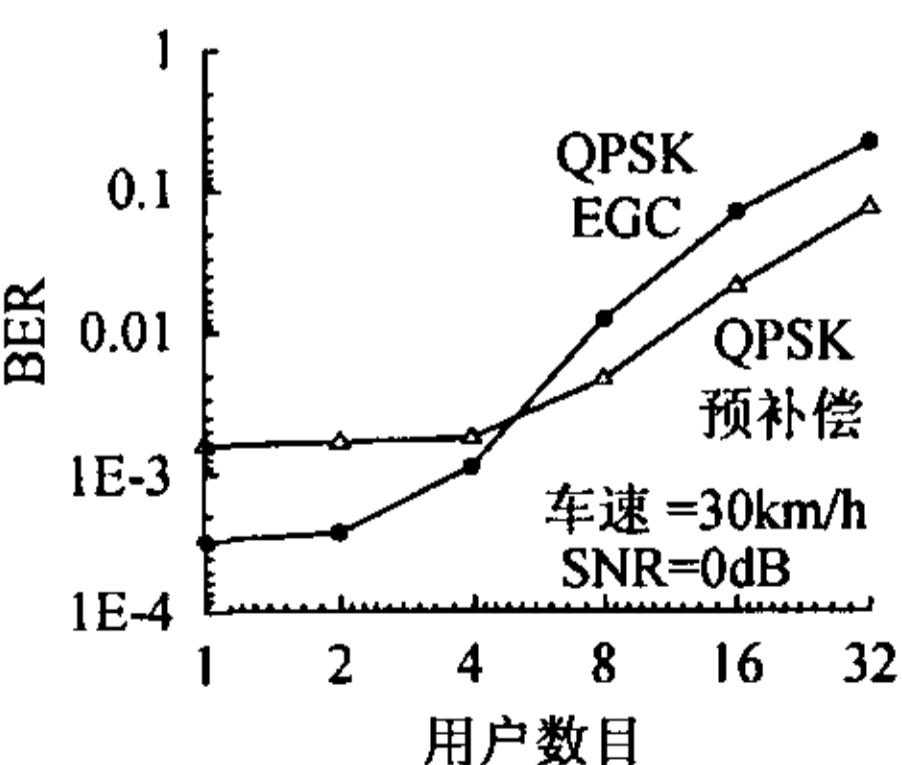


图 6 预补偿系统和相关等增益系统中不同用户数目下误码率性能比较

5 结论

本文中提出了应用在 MC-CDMA/TDD 系统上行链路中的一种新型限制功率的预补偿技术。这种技术可以使用在较低车速的高传输速率的无线通信系统中。如果认为在一帧中的信道特性是准静止的,那么无需插入导频和信道估计的预补偿 MC-CDMA/TDD 系统性能几乎与相关等增益方式的系统的性能一样。另外,如果采用预补偿技术,在上行链路中的多址干扰会比采用相关等增益方式的系统要少些。所以我们认为,提出的预补偿技术是一种解决 MC-CDMA/TDD 系统上行问题的实用方案。

参 考 文 献

- [1] Hara S, Prasad R. Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency selective Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1999, 48(9): 1584 – 1595.
- [2] Pu Zhiyong, You Xiaohu, Cheng Shixin, Wang Haifeng. Transmission and reception of TDD multicarrier CDMA signals in mobile communications systems. *IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, 1999, vol.3: 2134 – 2138.*
- [3] Dong Genn Jeong, Myoung Jin Kim. Effects of channel estimation error in MC-CDMA/TDD systems. *IEEE Vehicular Technology Conference, Tokyo, 2000-Spring, vol.3: 773 – 1777.*
- [4] Nobilet S, Helard J F. A pre-equalization technique for uplink MC-CDMA systems using TDD and FDD modes. *IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, BC, 2002-Fall, vol.1: 346 – 350.*
- [5] Maeda N, Atarashi H, Abeta S. Pilot channel assisted MMSE combining in forward link for broadband OFCDM packet wireless access. *IEICE Trans. on Fundamentals*, 2002, E85-A(7): 1635 – 1646.
- [6] Pop Marius F, Beaulieu Norman C. Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(4): 699 – 708.

郑 侃: 男, 1974 年生, 博士生, 主要研究方向为扩频通信和多载波通信系统等。

黄 琳: 女, 1979 年生, 硕士生, 主要研究方向为多载波通信系统的接收机算法等。

王文博: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号处理和无线通信及其网络理论等。