

# TDD 相位预均衡 OFDM 系统中的定时误差分析

刘大为, 唐友喜, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

**摘要:** 研究了在多径瑞利衰落环境中, 抽样定时误差对相位调制的时分双工(TDD) 预均衡正交频分多路复用系统(OFDM)的误码率性能影响. 给出了理想和非理想相位预均衡处理的误码率解析表达式, 并进行了计算机仿真, 仿真和理论分析相符. 对于 TDD 相位预均衡 OFDM 系统, 定时误差导致了解调数据的相位旋转, 且系统性能随定时误差的增加呈加速恶化的趋势. 与无定时误差的瑞利衰落性能上界相比, 当归一化定时误差为  $1/8$  时, 理想和非理想相位预均衡的性能分别损失了约 1dB 和 3dB; 归一化定时误差为  $1/4$  时, 二者的性能均严重恶化且差距减小, 这时候定时误差成为影响系统性能的主要因素.

**关键词:** OFDM; 预均衡; 定时误差; 信道估计

**中图分类号:** TN914. 4      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372 2112 (2004) 12A 136-05

## Analysis of Timing Error in TDD Phase Pre-Equalization OFDM Systems

LIU Da-wei, TANG You-xi, LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** The impact of timing error on the receiver's BER performance of TDD phase pre equalized OFDM systems is investigated. The analytic BPSK BER expressions of ideally and nonideally pre equalized OFDM systems in multi path Rayleigh fading environments are obtained. The corresponding simulations verify the analytic expressions. Compared with the theoretical system performance bound of Rayleigh fading, the performances of ideal and nonideal pre equalization entail loss of 1dB and 3dB respectively, when the normalized timing error is  $1/8$ . When it is  $1/4$ , both of the two systems' performances degrade severely. At the same time, the gap between them diminishes. In that case, timing error becomes dominant among those elements which would affect systems performance.

**Key words:** orthogonal frequency division multiplexing(OFDM); pre equalization; timing error; channel estimation

### 1 引言

在采用 PSAM (Pilot Symbol Assisted Modulation, 导引符号辅助) 的 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex, 正交频分复用) 系统中, 为了进行信道估计, 需要在发送 OFDM 信号中插入相当数量的导引符号[1~3]. 在频谱资源非常紧张的无线通信环境中, 这是一个比较大的损失. 基于此, 文献[4~6] 提出了预均衡 OFDM 的思想, 即: 在发射端估计出信道的状态, 将待发信号预均衡, 经 OFDM 调制后发送出去; 此时, 接收机接收到的信号可以近似认为没有受到信道畸变影响, 不需信道估计, 只需直接进行 FFT(快速傅立叶变换) 运算, 即可检测出发送信息. 在采用了预均衡的链路上, 没有导引符号, 相应提高了频谱资源利用率; 同时, 接收机不需信道估计, 简化了复杂度.

实现预均衡的前提是发射机能够较准确地获取即时信道状态信息. 由于无线链路的信道具有双向性, 对于采用 TDD

(Time Division Duplex, 时分双工) 的 OFDM 系统, 如果信道时变特性满足:  $T_c \gg T_f + T_p$ , 其中,  $T_c$  为信道相干时间,  $T_f$  为一个 TDD 帧(包括上下行信号)的持续时间以及传输时延(由终端与基站的距离决定),  $T_p$  为系统算法处理时间, 系统需采用高速数字处理芯片以使得  $T_p$  小于  $T_f$ , 此时系统可以采用预均衡技术: 在下行(或上行)链路上发送带有导引的信号, 接收机根据接收信号进行导引符号辅助的信道估计, 将估值应用于上行(或下行)链路, 对发射数据做预均衡处理, 不需添加导引符号, 直接进行 OFDM 调制并发送. 文献[4] 对预均衡 OFDM 系统的性能进行了仿真. 该系统频段为 60GHz, 时隙长度是 2.67 $\mu$ s, 多普勒频移为 2.78kHz, 对应的移动台时速为 50 公里每小时, 信道相干时间  $T_c = 359\mu$ s  $\gg$  2.67 $\mu$ s. 在完美信道估计条件下, 不考虑符号时延, 预均衡系统的性能可以达到高斯性能限. 在时延分别为 1 个和 2 个符号时, 虽然信道的时变造成了预均衡与信道估计之间的不匹配, 在平均每比特信噪比小于 25dB 时预均衡系统的性能依然优于瑞利性能, 大于 25dB

收稿日期: 2004-07-28; 修回日期: 2004-11-18

基金项目: 自然科学基金重大项目“未来移动通信系统基础理论与技术研究”(No. 60496313); 教育部博士点基金(No. 20020614001) 及国家 863 项目(No. 2003AA12331006)

时则分别出现了误差平台. 同时, 省去导频符号后, 系统资源利用率得到了提高.

为了保证 OFDM 系统的性能, 接收机需要提供高精度的时间同步. 在文献[2, 7]中, 对普通 OFDM 系统接收机的定时误差影响进行了简要分析. 在导引辅助 OFDM 系统中, 如果定时误差在系统允许的范围之内(由保护间隔长度决定), 则不会影响系统性能, 因为此时定时误差引入的相位旋转可以通过信道估计来修正<sup>[7]</sup>. 然而, 对于预均衡 OFDM 系统, 由于没有导引符号, 无法抵消定时误差造成的解调数据相位旋转, 可以预见, 系统性能会受到相应的影响. 文献[5]通过仿真结果得到结论: 在时不变信道中, 不考虑定时误差的影响, 采用理想预均衡的链路性能和采用常规 PSAM 的 OFDM 链路其性能基本一致. 在存在定时误差时, 预均衡系统性能有所下降, 但文中没有给出定时误差和系统性能之间的解析关系式. 本文将通过理论分析并结合仿真来讨论如下问题: 在多径瑞利衰落环境中, 分别采用理想和理想相位预均衡时, 定时误差对于 BPSK(Binary Phase Shift Keying) TDD 预均衡 OFDM 系统的误码率性能影响. 最终给出存在定时误差时的系统误码率解析表达式.

本文安排如下: 第 2 节介绍 TDD 预均衡 OFDM 系统模型; 第 3 节研究理想和理想相位预均衡时定时误差对 BPSK 系统性能的影响, 给出存在定时误差时, 多径瑞利衰落环境中系统误码率的解析表达式; 第 4 节给出解析表达式的计算结果, 同时给出仿真结果并加以分析; 第 5 节给出结论.

## 2 系统模型

TDD 预均衡 OFDM 系统的原理如图 1 所示, 为叙述方便起见, 本文将以上行链路预均衡为例, 但结果同样可以应用于

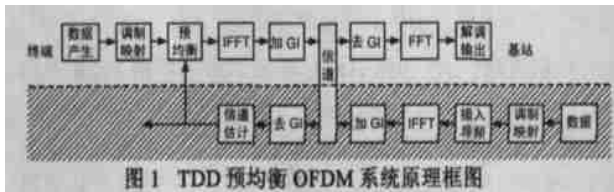


图 1 TDD 预均衡 OFDM 系统原理框图

下行链路预均衡. 图中信道左边的模块为终端处理部分, 信道右边的模块为基站处理部分. 虚线上方模块是采用预均衡 OFDM 的上行链路, 下文简称为预均衡链路. 虚线下方模块(斜线阴影背景)是采用导引符号辅助 OFDM 的下行链路, 下文简称为参考链路. 终端对接收信号进行信道估计后, 根据估值对发送信号进行预均衡, OFDM 调制后送入信道. 基站收到信号后, 不需信道估计, 直接进行 OFDM 解调得到原始数据.

图 2 为预均衡链路的发射和接收基带信号模型图. 为简

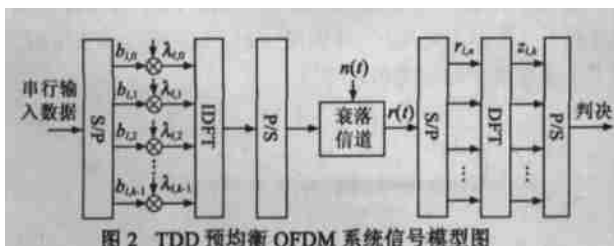


图 2 TDD 预均衡 OFDM 系统信号模型图

明起见, 图中未画出加删保护时隙、成形滤波等模块.

定义第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的预均衡因子为  $\lambda_{l,k}$ , 根据图 2 可得预均衡 OFDM 系统的传输过程为

$$r(t) = \left\{ \sum_i b_{l,i}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i) \right\} * \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} b_{l,k} \lambda_{l,k} \varphi_{l,k}(t) \right\} + n(t) \quad (1)$$

式中 \* 为卷积符号,  $N$  为子载波数,  $i$  为多径序号,  $\tau_i$  为对应的多径时延,  $T_u$  为 OFDM 符号宽度,  $b_{l,k}$  为第  $l$  个符号第  $k$  个子载波上的数据,  $\varphi_{l,k}(t)$  为 OFDM 系统的每个子载波脉冲波形:  $\varphi_{l,k}(t) = e^{j2\pi(t/T_u)(t-T_g-T_s)} u(t-T_s)$ ,  $u(t)$  为单位脉冲,  $T_s$  为加入保护时隙的 OFDM 符号宽度,  $T_g$  为保护时隙宽度,  $T_s = T_g + T_u$ .

取采样间隔为  $T = T_f / (N + N_g)$ , 接收端在  $t_n = nT$  时刻对接收信号进行单倍速率采样, 得到  $N_s = N + N_g$  个采样点, 去除  $N_g$  个保护样点后, 得到  $N$  个有效样点值  $r_{l,n}$ . 假设系统满足  $T_g > \tau_{\max}$ ,  $\tau_{\max}$  为最大多径时延, 则多径造成的符号间干扰 ISI(Inter symbol interference) 可以不考虑, 并且假设信道状态在  $T_f + T_p$  时间内保持不变, 此时,  $r_{l,n}$  可表示为<sup>[7]</sup>

$$r_{l,n} = r((n + N_g + l \cdot N_s) \cdot T) \quad (2)$$

对此  $N$  点数据进行 FFT 运算, 得到第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的数据为:

$$z_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,n} e^{-j2\pi nk/N} = b_{l,k} \lambda_{l,k} H_{l,k} + n_{l,k} \quad (3)$$

$$H_{l,k} = \sum_i b_{l,i} e^{-j2\pi k \tau_i / N} = \alpha_{l,k} e^{j\theta_{l,k}} \quad (4)$$

式中  $n_{l,k}$  为功率谱密度为  $N_0$  的离散加性高斯白噪声,  $H_{l,k}$  为多径信道叠加后得到的第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的信道系数,  $\alpha_{l,k}$  为幅度畸变,  $\theta_{l,k}$  为相位畸变.

OFDM 系统的预均衡处理有两种选择<sup>[5]</sup>. 第一种仅做相位预均衡, 理想情况下有:

$$\lambda_{l,k} = \frac{H_{l,k}^*}{|H_{l,k}|} = e^{j(-\theta_{l,k})} \quad (5)$$

另外一种同时做幅度和相位预均衡, 理想情况下有:

$$\lambda_{l,k} = \frac{H_{l,k}^*}{|H_{l,k}|^2} = \frac{e^{j(-\theta_{l,k})}}{\alpha_{l,k}} \quad (6)$$

相位预均衡方法适用于相位调制系统, 例如 MPSK(Multiple Phase Shift Keying, 多相相移键控), 幅度和相位预均衡可以用于 MPSK 和 MQAM(Multiple Quadrature Amplitude Modulation, 多进制正交幅度调制).

## 3 定时误差分析

本节将对定时误差对 BPSK 调制的 TDD 预均衡 OFDM 系统的性能影响进行理论分析. 我们采用相位预均衡, 预均衡因子如式(5). 为了突出所研究的问题, 基于第二节的信号模型, 我们对系统作两点假设: 首先, 系统满足预均衡处理的前提, 即  $T_c \gg T_f + T_p$ , 在慢速和静止移动环境中, 该假设是合理的, 在第 4 节的仿真中我们将给出具体的数值并加以说明; 其次, 系统的最大时延小于 OFDM 符号的保护间隔, 即  $T_g > \tau_{\max}$ , 因此, 不考虑由于多径造成的符号间干扰 ISI.

我们分别研究采用理想和非理想相位预均衡时定时误差对系统性能的影响. 理想预均衡是指通过参考链路得到的预均衡因子是无误的, 即参考链路上的信道估计是完美的. 虽然这种情况实际应用中不可实现, 但是可以评价系统的性能. 非理想预均衡是指通过参考链路上的导引符号辅助信道估计方法得到预均衡因子. 由于系统中的固有高斯噪声影响无法完全消除, 使得预均衡因子存在着估计误差, 可以预见, 其性能比理想预均衡有所下降. 在这两种情况下, 如果存在着定时误差, 系统性能均会受到影响.

### 3.1 理想预均衡

参考链路采用理想信道估计, 此时得到的预均衡因子是无误的.

当系统存在抽样定时误差  $\Delta$  时, 抽样信号用  $r'_{l,n}$  表示, 由式(3)、式(5)得:

$$r'_{l,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} (b_{l,m} \alpha_{l,m} e^{-j2\pi m \Delta N T}) e^{j2\pi m n/N} + n_{l,n} \quad (7)$$

上式中预均衡因子已经抵消了信道带来的相位畸变, 对  $r'_{l,n}$  做 FFT 运算, 得到第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的信号  $z'_{l,k}$  为:

$$z'_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} b_{l,m} \alpha_{l,m} e^{-j2\pi m \Delta N T} \right) \cdot e^{j2\pi m n/N} + n_{l,n} \Big) e^{-j2\pi k n/N} \quad (8)$$

将定时误差对抽样间隔  $T$  归一化, 记为  $\delta = \Delta/T$ . 根据式(2)、(3)、(7)、(8), 有:

$$z'_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} b_{l,m} \alpha_{l,m} e^{j2\pi m(n-\delta)/N} + n_{l,n} \right) e^{-j2\pi k n/N} = b_{l,k} \alpha_{l,k} e^{-j2\pi k \delta/N} + n'_{l,k} \quad (9)$$

式中  $n'_{l,k}$  为高斯白噪声  $n_{l,k}$  的 DFT (离散傅立叶变换), 由于 DFT 运算是线性的, 因此  $n'_{l,k}$  是与  $n_{l,n}$  具有相同分布函数的高斯白噪声. 对式(9)取实部进行判决, 即得到 BPSK OFDM 第  $l$  个符号第  $k$  个子载波上承载的信息.

由式(9)可见, 在每个子载波信道上, 对于第  $l$  个符号, 有误差信号与原始信号之间除了存在幅度畸变  $\alpha_{l,k}$  外, 还存在定时误差引入的相位旋转因子  $\eta_l = e^{-j2\pi k \delta/N}$ . 该因子随子载波序号的变化而变化. 定时误差越大, 所带来的相位旋转因子跨度越大.

对于 BPSK 调制系统, 当所有子载波的相位旋转均满足  $|2\pi k \delta/N| < \pi/2$ ,  $k=0, 1, \dots, N-1$ , 即  $|\delta| < 1/4$  时, 可以分别计算每个子载波上的误码率. 此时, 第  $k$  个子载波信道的误码率为<sup>[8]</sup>:

$$P_{b(k)} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{Y}_{b(k)}}{1 + \bar{Y}_{b(k)}}} \right] \quad (10)$$

其中,  $\bar{Y}_{b(k)}$  定义为归一化定时误差为  $\delta$  时第  $k$  个子载波信道的平均每比特信噪比:

$$\bar{Y}_{b(k)} = \frac{\epsilon_b \cos^2(2\pi k \delta/N)}{N_0} E(\alpha_{l,k}^2) = \bar{Y} \cos^2(2\pi k \delta/N) \quad (11)$$

$\epsilon_b$  为系统平均每比特能量.  $\bar{Y} = \epsilon_b E(\alpha_{l,k}^2)/N_0$  为系统平均每比特信噪比.

系统的总误码率为所有子载波信道误码率的平均, 即:

$$P_b = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{Y}_{b(k)}}{1 + \bar{Y}_{b(k)}}} \right] \right] \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{Y} \cos^2(2\pi k \delta/N)}{1 + \bar{Y} \cos^2(2\pi k \delta/N)}} \right] \right] \quad (12)$$

在子载波相位旋转不满足  $|2\pi k \delta/N| < \pi/2$ ,  $k=0, 1, \dots, N-1$ , 即  $|\delta| > 1/4$  时, 由于相位旋转使得边缘部分的子载波星座图偏移了原始区间, 造成解调严重失真, 恶化了误码率性能. 例如, 当  $\delta = 1/2$  时, 序号为  $N-1$  的子载波信号其星座图与原始点偏离了  $\pi$ , 几乎完全反向, 序号为  $N/2, \dots, N-1$  的子载波信号, 其星座图均偏离了第一象限, 进入第二象限, 这些子载波基本不能被正确解调. 定时误差越大, 造成的相位旋转越严重. 因此, 我们在本文中重点分析当  $|\delta| < 1/4$  时的系统性能, 对于  $|\delta| > 1/4$  的情况, 由于其恶劣的性能, 进行分析已没有意义. 在实际系统中, 需采用相应手段以使得系统的定时误差保持在一定范围之内.

### 3.2 非理想预均衡

在实际系统中, 预均衡因子是非理想的, 一般通过参考链路上的导引符号辅助信道估计得到. 因此, 预均衡系统的性能很大程度上取决于参考链路的信道估计的准确性. 不同的导引图案和信道估计算法得到的预均衡因子其精确度也不相同. 记第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的信道转移函数估计值为  $H_{l,k}$ , 估计误差为  $\delta_{l,k}$  且满足:  $H_{l,k} = H_{l,k} + \delta_{l,k}$ .

定义参考链路的信道估计值的均方误差 MSE 为:

$$\text{MSE} = E(|H_{l,k} - H_{l,k}|^2) \quad (13)$$

第  $l$  个符号第  $k$  个子载波的预均衡因子为  $\lambda_{l,k} = e^{-j\theta_{l,k}}$ , 代入式(4), 可得:

$$\hat{z}_{l,k} = e^{-j\theta_{l,k}} (b_{l,k} H_{l,k} + n_{l,k} e^{j\theta_{l,k}}) \cdot \alpha_{l,k} \cdot \frac{1}{\alpha_{l,k}} \\ = H_{l,k}^* (b_{l,k} H_{l,k} + n_{l,k} e^{j\theta_{l,k}}) \cdot \frac{1}{\alpha_{l,k}} \quad (14)$$

可以发现, 上式和导引符号辅助信道估计的 BPSK 系统的区别在于噪声项的不同以及有幅度加权因子. 对于 BPSK, 最终判决变量为  $z_{l,k}$  的相位, 加权因子  $1/\alpha_{l,k}$  不会影响系统的性能. 噪声项是乘以一个  $[0, 2\pi]$  上均匀分布的随机相移后得到的新变量, 该变量的均值和方差等于原噪声项的均值和方差, 与原噪声项具有完全相同的分布函数. 根据文献[8], 此时每个子载波信道的误码率为:

$$P_b = \frac{1}{2} [1 - \mu] \quad (15)$$

其中,  $\mu$  为接收变量  $z$  和瑞利衰落过程  $H$  的相关函数:

$$\mu = \frac{m_H}{\sqrt{m_z m_{HH}}} = \frac{\bar{Y}}{\sqrt{(\bar{Y} + 1)(\bar{Y} + \bar{Y} \cdot \text{MSE})}} \quad (16)$$

当存在定时误差时, 由文献[8], 在相位旋转因子未使得最高序号的子载波偏离判决区, 即满足  $-\pi/2 < 2\pi k \delta/N < \pi/2$  时, 第  $k$  个子载波上的相关函数变为:

$$\mu_k = \frac{1}{\sqrt{(1 + \bar{Y} \cos^2(2\pi k \delta/N))(1 + \text{MSE})}} \quad (17)$$

由此可得系统总的误码率为:

$$P_b = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \frac{1}{2} [1 - \mu_k] \right) \quad (18)$$

由上式可知, 预均衡 OFDM 系统的性能与参考链路上的信道估计均方误差密切相关. 参考链路的均方误差越小, 信道估计结果越接近真实值, 预均衡因子也越准确. 同时, 我们关心的定时误差也会影响系统的误码率性能.

#### 4 数值计算与仿真比较

本节我们给出根据误码率解析表达式计算得到的理论曲线和计算机仿真曲线. 仿真平台为 COSSAP. COSSAP 是由专门从事电子、通信和无线系统设计软件开发的 Synopsys 公司研制的大型通信仿真软件产品, 它运用自顶向下的设计方法, 采用模块化软件结构, 基于数据流进行仿真, 为设计人员提供了基于框图进行设计、性能仿真和硬件实现的验证环境, 可以较好的模拟实际通信系统, 为理论研究提供数据参考.

本文采用国际电信联盟制定的 ITU M. 1225 信道模型中的 Channel B. 所选系统参数为: 2GHz 频段, 子载波间隔为 20kHz, 子载波数 (即 FFT 运算长度  $N$ ) 为 256, 系统带宽为 5.12MHz. 移动速度  $5\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$  (对应 2G 频段的多普勒频移为  $9.27\text{Hz}$ ); BPSK 调制; 无编码; 采用相位预均衡; 每比特信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 为 0dB 至 21dB, 仿真步长为 3dB. 根据以上的系统参数, 可以计算出系统相干时间为 108ms, 而一个 OFDM 符号长度为  $50\mu\text{s}$ , 因此, 该系统满足预均衡处理的条件.

首先我们仿真了当定时误差超过  $1/4$  时的误码率性能, 图 3 为具体的仿真结果, 根据前面的分析可知,  $|\delta| > 1/4$  时部分子载波上的相位旋转因子将会使得信号偏离其正确的判决区域, 产生较高的误码. 从图中可以看出,  $\delta = 1/2$  时系统误码率为 0.3, 在  $\delta = 3/4$  时误码率几乎为 0.5, 此时系统不能正常解调.

图 4 为解析表达式 (12) 的计算结果和仿真结果. 图中, 最下面的曲线为多径瑞利衰落环境 BPSK 系统相干解调理论曲线<sup>[8]</sup>, 此时不存在定时误差. 其上一条曲线为归一化定时误差

为  $1/8$  时的计算曲线, 右三角符号点为仿真得到的数值点, 最上面一条曲线为误差为  $1/4$  时的计算曲线, 宝石符号点为仿

真数值. 仿真结果和理论计算非常吻合. 由图 4 可以看出, 归一化定时误差为  $1/8$  时系统性能比无误差时下降了约 1dB, 在移动通信中这是很大的性能损失. 当误差为  $1/4$  时, 系统性能已严重恶化.

图 5 为解析表达式 (17) 的计算结果和仿真结果, 系统基本参数和图 4 中的参数相同, 采用非理想相位预均衡, 预均衡因子根据辅助链路上的信道估计值得到, 不失一般性, 取导引符号功率为数据符号功率的两倍. 由于是非理想预均衡, 仿真结果和理论计算结果有微小的差异, 但趋势一致. 从图 5 可以得到和图 4 相同的结论, 在定时误差较小时, 系统性能稍有下降, 在误差为  $1/4$  时, 性能严重恶化.

图 6 为归一化定时误差分别为  $1/4$  和  $1/8$  时理想预均衡和非理想预均衡情况下的系统性能比较. 由图 6 可以看出, 非理想预均衡时定时误差对于系统 BER 性能的影响趋势和理想预均衡下是一样的, 相对性能要比理想预均衡差, 在归一化定时误差为  $1/8$  时前者比后者要差约 2dB, 这是估计误差造成的影响. 提高导引符号功率和引入高性能的内插算法可以减少这个差距, 这一点和普通 OFDM 系统相同. 在误差为  $1/4$  时, 两种情况下的性能已经比较接近, 由此说明, 此时定时误差成为了决定系统性能的主要因素.

#### 5 结论

本文研究了定时误差对 TDD 相位预均衡 OFDM 系统的性能影响. 预均衡系统的定时误差会引入相位旋转因子, 导致信号偏离正确区域, 进而导致系统性能严重下降. 通过理论分析得到了在多径瑞利衰落环境中, 当定时误差未使信号偏离其正确区域时, 分别采用理想和理想非理想相位预均衡的 BPSK 调制 OFDM 系统误码率解析表达式, 同时进行了计算机仿真验证.

理论分析和仿真结果表明, 不论是理想还是非理想相位预均衡, 系统的误码率性能均随着定时误差的增大而迅速降低. 由于估计误差的存在, 非理想相位预均衡的性能比理想预均衡有差距. 在归一化定时误差为  $1/8$ , 即  $1/8$  个奈奎斯特采样间隔的误差时, 理想和理想非理想相位预均衡性能分别比无定时误差的性能界下降了约 1dB 和 3dB, 此时它们之间的性能

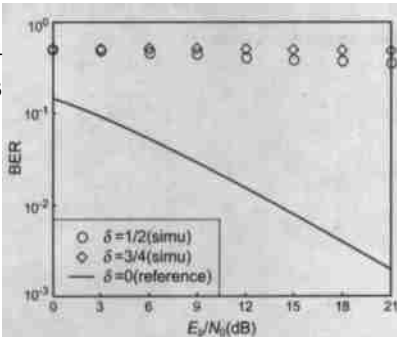


图 3 大定时误差下的预均衡  $E_b/N_0$  vs. BER 曲线

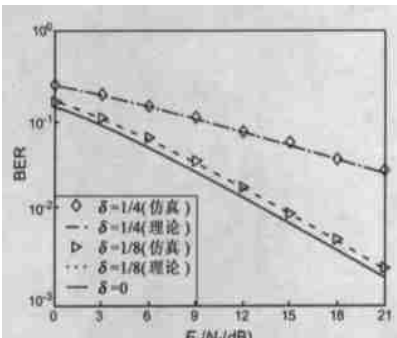


图 4 不同定时误差下的理想相位预均衡  $E_b/N_0$  vs. BER 曲线

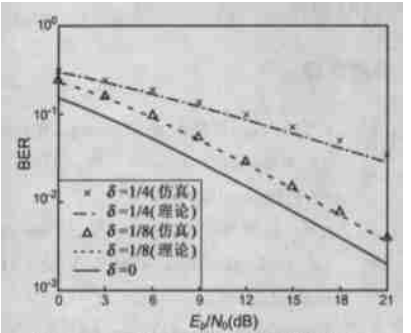


图 5 不同定时误差下的非理想相位预均衡  $E_b/N_0$  vs. BER 曲线

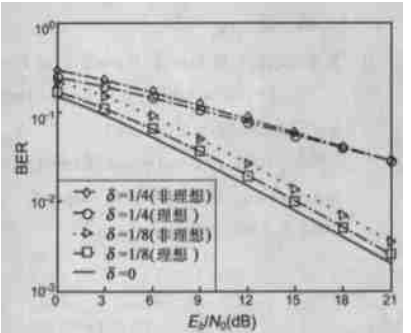


图 6 不同定时误差下的理想与非理想相位预均衡 BER 性能比较

差异比较明显. 在归一化定时误差增加到  $1/4$ , 即  $1/4$  个奈奎斯特采样间隔的误差时, 系统性能严重恶化, 此时理想和理想相位预均衡的性能已非常接近, 定时误差成为影响性能的主要因素. 当定时误差超过  $1/2$  时, 系统已不能正确解调. 因此, 需要采用必要的手段来减少定时误差, 才能确保预均衡 OFDM 系统的性能.

#### 参考文献:

- [ 1 ] F Tufvesson, T Maseng. Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems[ A ]. Proc 47th IEEE VTC[ C ]. Phoenix, AZ, 1997. 1639- 1643.
- [ 2 ] L Hanzo, W Webb, T Keller. Single and multi carrier quadrature amplitude modulation, John Wiley & Sons Ltd. Baffins Lane, Chichester, England, 2000.
- [ 3 ] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, Ahmad Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems[ J ]. IEEE Trans on Broadcasting, 2002, 48( 3 ): 223- 229.
- [ 4 ] T Keller, L Hanzo. Sub band adaptive pre equalised OFDM transmission[ A ]. In Proc of IEEE VTC99 Fall[ C ]. Amsterdam(Netherlands), 1999. 334- 338.
- [ 5 ] K Witrals, Y H Kim, R Prasad, et al. Pre equalization for the up link of TDD OFDM systems[ A ]. In Proc of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[ C ]. 2001, 2. 93- 98.
- [ 6 ] S Nobilet, J F Helard. Pre equalization technique for uplink MC-CDMA systems using TDD and FDD modes[ C ]. In Proc of VTC 2002 Fall, 2002, 1: 346- 350.

- [ 7 ] M Speth, A F Stefan, F Gunnar, et al. Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM part I[ J ]. IEEE Trans. 1999, 47( 1 ):668- 1677.
- [ 8 ] John G Proakis. Digital Communications IEEE Trans on Comm[ M ]. McGraw-Hill, Inc. 1995.

#### 作者简介:



刘大为 男, 1972 年生, 1993 年于上海交通大学获工学学士学位, 2001 年于电子科技大学获工学硕士学位, 现在电子科技大学博士研究生, 主要研究方向为移动通信中的 CDMA, OFDM, MIMO 系统等.



唐友喜 男, 电子科技大学教授, 博导, 1964 年生, 1985 年于军械工程学院获得工学学士学位, 并于 1993 年和 1997 年于电子科技大学获得工学硕士和博士学位, 1997 和 2000 年分别在华为和电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室进行博士后研究. 主要研究兴趣为 CDMA 通信技术, OFDM 技术, 模拟和数字通信技术等. E-mail: tangyx@uestc.edu.cn.