

多普勒频移对预均衡 OFDM 系统的性能影响

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 成都 610054)

摘要 研究了在多径瑞利衰落环境中,多普勒频移对二进制相位调制时分双工(TDD)预均衡正交频分复用(OFDM)系统的误码率性能影响。给出了存在多普勒影响的幅度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,仿真结果和理论分析相符。对于 TDD 预均衡 OFDM 系统,多普勒效应导致了信道的时变,并使预均衡处理产生误差,且随处理时延的增大,预均衡系数误差越大,由此影响了预均衡系统的性能。提出了采用维纳预测滤波器的方案以改善存在多普勒频移的预均衡 OFDM 系统的性能。

关键词 OFDM, 预均衡, 多普勒频移, 信道估计, 维纳预测滤波器

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0440-06

Impact of Doppler on BER Performance in TDD Pre-equalization OFDM Systems

Liu Da-wei Tang You-xi Li Shao-qian

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

Abstract The impact of Doppler on the receiver's BER performance of TDD pre-equalized OFDM systems is investigated. The analytic BPSK BER expressions of amplitude and phase pre-equalized OFDM systems in multi-path Rayleigh fading environment are given, which undergoes Doppler frequency shift. The computer simulations verify theoretical results. In TDD pre-equalization OFDM systems, the Doppler frequency shift would make channel time-variant, degrade system performance. A new structure adopting Wiener predictor filter is proposed in such systems to improve system performance greatly.

Key words OFDM, pre-equalization, Doppler frequency shift, Channel estimation, Wiener predictor

1 引言

现代无线通信系统的发展,使得对数据传输速率的要求不断提高,OFDM 技术由于具有频谱利用率高,抗多径性能优越,实现方便等显著优点,已被越来越多的无线通信系统采纳作为核心技术。例如 DAB, DVB-T, HIPERLAN2, 802.11a 等^[1]。在后 3G 移动通信系统(4G)的研究中,OFDM 系统也受到广泛关注,一般认为,OFDM 技术将很有可能成为后 3G 系统(4G)的核心技术之一^[2]。

常规的 OFDM 系统采用导引符号辅助调制(Pilot-Symbol-Assisted Modulation, PSAM)进行信道估计以获取即时的信道状态信息(Channel State Information, CSI),用于接收端解调数据^[3]。导引符号占据了系统资源,降低了频谱利用率。同时,OFDM 系统的各个子载波的衰落是不相同的,固

定子载波发射功率的常规 OFDM 系统无法适应信道的变化,将会导致系统性能的下降。由此引出了自适应 OFDM 思想^[4,5]。TDD 预均衡作为一种次优自适应 OFDM 技术,可以有效地根据信道状态对子载波分配不同的功率,使得接收端的接收功率保持恒定。预均衡具有以下几个优点:第一,接收端的 E_b/N_0 保持在一个平均水平,易于根据误码率要求来调整系统设置;第二,由于终端接收功率恒定,不需进行信道估计以消除信道的衰落和畸变,因此,可以省去相当数量的导引符号,提高了频谱利用率;第三,相对于比特(Bit loading)自适应分配算法和功率注水(Water-filling)自适应算法,预均衡的实现较为简单。

采用预均衡技术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,对于采用时分双工(Time Division Duplex, TDD)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 为上下行链路信号转换之间的间隔时间(包括传输时

2004-07-27 收到, 2004-12-10 改回
国家自然科学基金(60272009), 国家“863”计划(2001AA1230131)
和教育部博士点基金(20020614001)资助项目

延), T_p 为系统算法处理时间, 则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。TDD 预均衡 OFDM 系统的帧结构见图 1。图中采用上行链路预均衡。系统根据 DL 时隙(DownLink slot)的信道估计值, 在 UL 时隙(UpLink slot)中对 N_U 个 OFDM 符号进行预均衡处理。

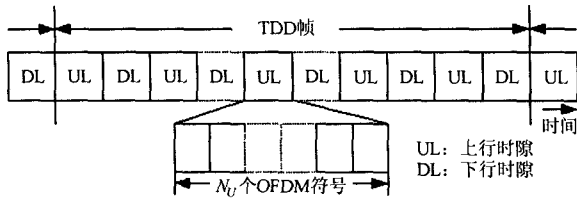


图 1 TDD 预均衡 OFDM 系统帧结构示意图

文献[4-6]对预均衡 OFDM 系统的性能进行了分析和仿真, 文中均假设信道为慢变瑞利衰落信道, 且信道响应在处理时间内保持不变。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, 但由于原有的导引符号可承载数据, 因此预均衡系统的资源利用率得到提高。文中未考虑多普勒效应造成的时变影响。文献[4]对预均衡 OFDM 系统的性能进行了仿真, 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接近高斯性能。但在时延分别为 1 个和 2 个符号时, 信道的时变造成了预均衡与信道估计之间的不匹配, 导致了系统性能的下降, 在平均每比特信噪比大于 25dB 时分别出现了误差平台(Error floor)。

实际系统中无线信道总是时变的, 有必要进一步分析多普勒效应对 TDD 预均衡 OFDM 系统的性能影响。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, 多普勒效应对 BPSK(Binary Phase-Shift Keying) TDD 预均衡 OFDM 系统的误码率性能影响, 给出时变信道中, 存在多普勒频移时系统的误码率解析表达式。

本文安排如下: 第 2 节介绍 TDD 预均衡 OFDM 系统模型; 第 3 节研究多普勒频移导致的预均衡误差以及该误差对 BPSK 系统性能的影响, 给出存在多普勒频移时, 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

考虑一个预均衡 OFDM 系统, 该系统采用 TDD 双工方

式, 即上下行链路采用相同的频段, 分时共享无线信道, 系统原理框图见图 2。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。

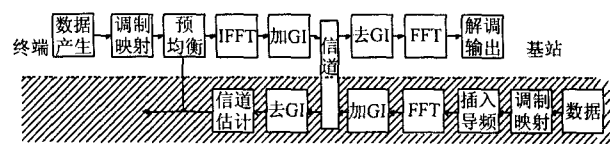


图 2 TDD 预均衡 OFDM 系统原理框图

图 3 为 TDD 预均衡 OFDM 系统基带发射模型。图中 $b_{l,k}$, $0 \leq k \leq N-1$ 为第 l 个 OFDM 符号第 k 个子载波上的发送数据, N 为子载波总数, k 为子载波序号。在经过串并转换后, $b_{l,k}$ 和相应的预均衡因子 $\lambda_{l,k}$, $0 \leq k \leq N-1$ 相乘, 之后进行 OFDM 调制。 $n(t)$ 为均值为 0, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声, $r(t)$ 为接收信号, $r_{l,n}$ 为其抽样信号。对 $r_{l,n}$ 做 DFT 运算得到 $z_{l,k}$, 将其送入解调器, 得到发送数据。

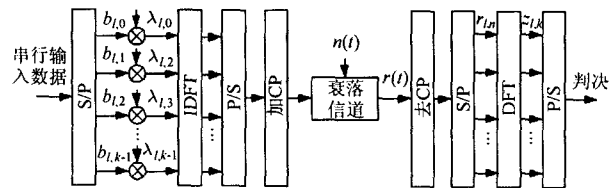


图 3 TDD 预均衡 OFDM 系统基带发射模型

对于 TDD OFDM 系统, 我们首先假设传输特性在研究时间基本保持不变, 根据图 3, 可以得到预均衡 OFDM 系统的离散表示式为

$$z_{l,k} = H_{l,k} b_{l,k} \lambda_{l,k} + n_{l,k}, \quad -\infty \leq l \leq \infty, 0 \leq k \leq N-1 \quad (1)$$

其中 $n_{l,k}$ 为均值为 0, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的离散高斯白噪声。 $H_{l,k}$ 为第 l 个符号第 k 个子载波的信道转移函数, 其由下式表示^[1]:

$$H_{l,k} = \sum_{i=0}^{L-1} h_{l,i} e^{-j2\pi k \tau_{l,i} / NT} = \alpha_{l,k} e^{j\theta_{l,k}} \quad (2)$$

$$h_l(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_{l,i} \delta(t - \tau_{l,i}) \quad (3)$$

式中 $h_l(t)$ 为多径数目为 L 的系统在第 l 个符号时的时域信道冲激响应, i 为多径序号。 $h_{l,i}$ 为第 i 径的衰落因子, $\tau_{l,i}$ 为第 i 径的时延。 $\alpha_{l,k}$ 和 $\theta_{l,k}$ 分别为第 l 个符号 k 个子载波的幅度和

畸变和相位偏移。

由于是慢瑞利衰落信道，因此第 i 径衰落系数 $h_{i,i} = x_{i,i} + jy_{i,i}$ 的实部 $x_{i,i}$ 和虚部 $y_{i,i}$ 为独立同分布高斯随机变量。随机变量 $H_{l,k}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} H_{l,k} &= \sum_{i=0}^{N-1} h_{i,i} e^{-j2\pi k \tau_{i,i} / NT} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,i} e^{-j2\pi k \tau_{i,i} / NT} + j \sum_{i=0}^{N-1} y_{i,i} e^{-j2\pi k \tau_{i,i} / NT} = \alpha_{l,k} e^{j\theta_{l,k}} \end{aligned} \quad (4)$$

因此， $H_{l,k}$ 的幅度 $\alpha_{l,k}$ 服从瑞利分布，相位 $\theta_{l,k}$ 服从均匀分布。不失一般性，将信道的的影响做归一化处理，设 $E|H_{l,k}|^2 = E(\alpha_{l,k}^2) = 1$ 。

预均衡 OFDM 系统的处理有两种选择。第一种仅做相位预均衡，一般用于相位调制系统，例如多相相移键控(Multiple Phase-Shift Keying, MPSK)。理想情况下预均衡因子为

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

另外一种同时做幅度和相位预均衡，既可用于 MPSK，也可用于多进制正交幅度调制(Multiple Quadrature Amplitude Modulation, MQAM)。理想情况下预均衡因子为

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

其中 a 为预均衡归一化系数以满足平均发射功率恒定的限制。本文仅考虑幅度相位预均衡 OFDM 系统的性能。

3 多普勒频移对系统的性能影响

在前节的系统模型中，理想预均衡因子是根据系统真实响应值计算得到的。然而，从图 1 所示的帧结构图中可以看出，在实际系统中，UL 时隙中的 OFDM 符号的预均衡因子是根据 DL 时隙的信道响应值计算得到的，对于 UL 时隙中的每个 OFDM 符号，与当前已知 DL 时隙的 OFDM 符号之间，分别存在着 δ 个符号的时差， $1 \leq \delta \leq N_U$ ，设 OFDM 符号长度为 T_s ，则绝对时延为 $\delta \cdot T_s$ ， $1 \leq \delta \leq N_U$ 。我们用 $H_{l,k}$ 代表当前已知的 DL 时隙的信道响应，以 $H_{l+\delta,k}$ ， $1 \leq \delta \leq N_U$ 代表 UL 时隙的第 δ 个 OFDM 符号的信道响应。多普勒频移的存在，使得 $H_{l,k}$ 和 $H_{l+\delta,k}$ ， $1 \leq \delta \leq N_U$ 之间存在着误差，很明显，误差值随 δ 的增大而增大。将误差均方值以 MSE_δ 表示，则有

$$MSE_\delta = E\left(|H_{l,k} - H_{l+\delta,k}|^2\right), \quad 1 \leq \delta \leq N_U \quad (7)$$

将上式展开得

$$\begin{aligned} MSE_\delta &= E\left(|H_{l,k} - H_{l+\delta,k}|^2\right) = E|H_{l,k}|^2 + E|H_{l+\delta,k}|^2 - 2r_{l,l+\delta} \\ &= 2(1 - r_{l,l+\delta}), \quad 1 \leq \delta \leq N_U \end{aligned} \quad (8)$$

上式中， $r_{l,l+\delta}$ 为 $H_{l,k}$ 和 $H_{l+\delta,k}$ 的相关函数，且 $E|H_{l,k}|^2 = E|H_{l+\delta,k}|^2 = 1$ 。这是根据前面的归一化设定得到的。

我们讨论经典多普勒谱下的情况。经典多普勒谱的频谱密度为^[7]

$$P_j(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_d)^2}}, & |f| < f_d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

其中 f_d 为最大多普勒频移。对于间隔为 δ 个符号的两个 OFDM 信号，其相关函数为

$$r_j(\delta) = J_0(2\pi f_d \delta T_s) \quad (10)$$

将式(10)代入式(8)，得

$$MSE_\delta = 2(1 - r_{l,l+\delta}) = 2(1 - J_0(2\pi f_d \delta T_s)), \quad 1 \leq \delta \leq N_U \quad (11)$$

对于幅度相位预均衡系统，根据式(6)，UL 时隙的第 δ 个 OFDM 符号预均衡因子为 $\lambda_{l+\delta,k} = a/H_{l,k}$ ，相应的输出变量为

$$\begin{aligned} z_{l+\delta,k} &= a \frac{1}{H_{l,k}} \cdot b_{l+\delta,k} H_{l+\delta,k} + n_{l+\delta,k} \\ &= a \cdot b_{l+\delta,k} + a \cdot b_{l+\delta,k} \frac{H_{l+\delta,k} - H_{l,k}}{H_{l,k}} + n_{l+\delta,k} \\ &= a \cdot b_{l+\delta,k} + I_\delta + a \cdot n_{l+\delta,k} \end{aligned} \quad (12)$$

其中误差分量为

$$I_\delta = a \cdot b_{l+\delta,k} \frac{H_{l+\delta,k} - H_{l,k}}{H_{l,k}} \quad (13)$$

由式(13)可见，对于 UL 时隙的每个 OFDM 符号，由于多普勒频移导致的额外误差是不同的，其平均功率分别由时延 δ 决定：

$$\begin{aligned} \sigma_{e(\delta)}^2 &= E(I_\delta^2) = E\left(a \cdot b_{l+\delta,k} \frac{H_{l+\delta,k} - H_{l,k}}{H_{l,k}}\right)^2 \\ &= a^2 \cdot \varepsilon_b \cdot E\left(\left|\frac{H_{l+\delta,k} - H_{l,k}}{H_{l,k}}\right|^2\right) = a^2 \cdot \varepsilon_b \cdot MSE_\delta \cdot E\left(\frac{1}{|H_{l,k}|^2}\right) \\ &= a^2 \cdot \varepsilon_b \cdot MSE_\delta \cdot \int_0^\infty \frac{1}{v} e^{-v} dv \end{aligned} \quad (14)$$

式中 a 为预均衡加权系数， v_0 为预均衡门限，其取值由传输质量与传输速度折中决定，具体分析见文献[8]，此处我们取典型值 $a=1$ ， $v_0=0.265$ ，使得 $a^2 \int_0^\infty \frac{1}{v} e^{-v} dv = 1$ 以保持相

同的平均发射功率。根据文献[9],第 δ 个 OFDM 符号上的误码率为

$$P_{b(\delta)} = Q \left[\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0 + 2\sigma_{e(\delta)}^2}} \right] \quad (15)$$

系统总误码率为

$$P_b = \frac{1}{N_U} \sum_{\delta=1}^{N_U} P_{b(\delta)} = \frac{1}{N_U} \sum_{\delta=1}^{N_U} Q \left[\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0 + 2\sigma_{e(\delta)}^2}} \right] \quad (16)$$

4 采用预测算法的预均衡 OFDM 系统

根据前面的分析可知,多普勒效应和时延给系统预均衡处理引入了误差。对于慢速和静止用户,该误差很小。但是,对于快速移动的用户,必须考虑该误差的影响。本文提出采用维纳预测算法^[10]以改进预均衡处理,使得预均衡系数更接近当前符号的信道响应真实值,从而减少预均衡处理误差,改善系统性能。

设 $h_k(n), 0 \leq k \leq N-1$ 为当前符号的未知信道响应, $\mathbf{h}_k(n-1) = [h_k(n-1) \ h_k(n-2) \ \dots \ h_k(n-M)]^T$ 为已知的前 M 个符号的信道响应矢量,系统采用 M 阶维纳预测滤波器,根据 $\mathbf{h}_k(n-1)$ 来预测 $h_k(n)$ 。 $\mathbf{R}_k = E[\mathbf{h}_k(n-1)\mathbf{h}_k^H(n-1)]$ 和 $\mathbf{r}_k = E[\mathbf{h}_k(n-1)h_k^*(n)]$ 表示第 k 个子载波上的信道响应的自相关与互相关函数矩阵,对于一个 OFDM 系统,假设所有子载波上的统计特性相同,因此用 \mathbf{R} 和 \mathbf{r} 统一的代表 \mathbf{R}_k 与 \mathbf{r}_k 。

$h_k(n), 0 \leq k \leq N-1$ 为广义平稳随机过程。根据维纳霍夫方程,已知 M 个符号的响应值后,当前符号的信道响应预测值为

$$\begin{aligned} \hat{h}_k(n | h_{k,n-1}) &= \sum_{l=1}^M \mathbf{w}_{f,l}^* h_k(n-l) = \mathbf{w}_f^H \mathbf{h}_k(n-1) \\ &= (\mathbf{R}^{-1}\mathbf{r})^H \mathbf{h}_k(n-1), \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{aligned} \quad (17)$$

式中,预测滤波器系数为 $\mathbf{w}_f = [w_{f,1} \ w_{f,2} \ \dots \ w_{f,M}]^T$, 时

间自相关函数矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{h}(n-1)\mathbf{h}^H(n-1)] \\ &= \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

互相关函数矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= E[\mathbf{h}(n-1)h^*(n)] = [r^*(1) \ r^*(2) \ \dots \ r^*(M)]^T \\ &= [r(-1) \ r(-2) \ \dots \ r(-M)]^T \end{aligned} \quad (19)$$

采用上述维纳滤波器后,最小均方估计误差 J_{\min} 相应可以表示为

$$J_{\min} = r(0) - \mathbf{r}^H \mathbf{w}_f \quad (20)$$

将式(20)代入式(14),可得采用维纳预测滤波器后的误差平均功率为

$$\sigma_{e(\delta)}^2 = a^2 \cdot \mathcal{E}_b \cdot J_{\min(\delta)} \cdot \int_{\nu_0}^{\infty} \frac{1}{\nu} e^{-\nu} d\nu \quad (21)$$

代入式(16),即可得采用维纳预测滤波器的预均衡 OFDM 系统系统误码率公式。

上述算法中自相关矩阵和互相关矩阵均可提前求出,因此采用四阶维纳滤波器,仅需要增加一次四阶矩阵乘法的运算量,系统的运算复杂度不会有大的提升。

5 数值计算与仿真分析

根据前面的分析和计算,我们画出了相应的系统误码率理论曲线。同时进行了仿真。仿真系统采用 256 点 FFT 运算,即采用 256 个子载波进行 OFDM 传输。信道模型采用 ITU 建议的 M.1225 室外 channel B 模型^[11]。详细的系统参数见表 1。

图 4 为移动速度为 5km/h,相应的多普勒频移为 20Hz 时的幅度相位预均衡 OFDM 系统误码率性能仿真曲线。图中的对应时延分别为 20, 10, 3 个符号。图中最下面的曲线为理想高斯曲线。从图中可以看出,当移动速度较小时,多普勒频移相对于子载波宽度也较小,此时,信道变化比较缓慢,因此,即使延迟较多的符号,预均衡因子依然比较接近真实值。产生的性能下降也很少。图 5 为移动速度为 50km/h 时的仿真曲线。图中的时延分别为 3, 2, 1 个符号。从图中可以清楚地看到,快速移动的信道环境中,多普勒效应导致的性能下降与慢速移动相比更为严重。当时延到达 3 个符号时,系统性能已经下降了大约 3 到 4dB。图 6 为根据理论公式计算得到的误码率性能理论曲线,在低信噪比(E_b/N_0 小于 10dB)时和图 5 相当吻合,但是在信噪比升高后,由于预均衡因子存在放大作用^[8],而在理论计算时未考虑这一点,因此理论值和仿真值有一定差距,但变化趋势保持一致。

表1 预均衡OFDM系统仿真参数

仿真模型	ITU M.1225 CHANNEL A	
适用环境	室外步行环境	室外车载环境
系统载频	5GHz	
移动速度	5km/h	50km/h
多普勒频移	20Hz	200Hz
系统带宽	5.3333MHz	
子载波数	256	
子载波间隔	20.833kHz	
OFDM符号长度	54μs	
保护时隙长度	6μs	
多径时延	0, 110, 190, 410(ns)	0, 310, 710, 1090, 1730, 2510(ns)
多径功率比	0, -9.7, -19.2, -22.8(dB)	0, -1.0, -9.0, -10.0, -15.0, -20.0(dB)
预均衡门限	$v_0=0.265$	
仿真信噪比	0,3,6,9,12,15,18(dB)	

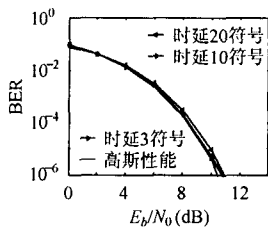


图4 不同延时下预均衡OFDM系统性能仿真曲线(5km/h)

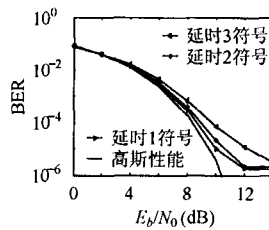


图5 不同延时下预均衡OFDM系统性能仿真曲线(50km/h)

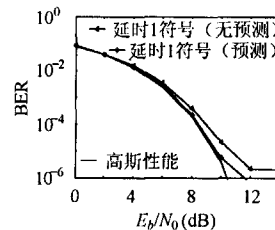


图8 维纳预测滤波器性能(延时2符号)

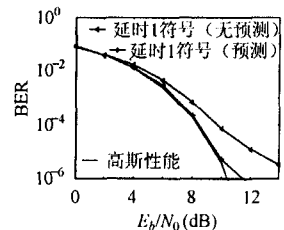


图9 维纳预测滤波器性能(延时3符号)

图7-图9为车载速度50km/h条件下,当时延分别为1, 2, 3个符号时,采用四阶维纳预测滤波器前后的仿真性能比较,从图中可以看出,采用了四阶维纳预测滤波器的预均衡OFDM系统,其性能明显提高,已经接近了理想高斯性能。该结果表明我们提出的预测滤波器可以较好地预测信道的变化,根据已知的信息,可以提前估计出预均衡因子,解决了由于多普勒频移导致的预均衡因子和真实信道间的不匹配问题。

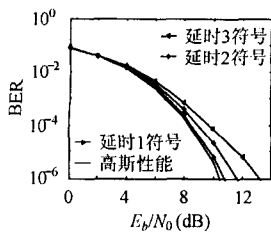


图6 不同延时下预均衡OFDM系统性能理论曲线(50km/h)

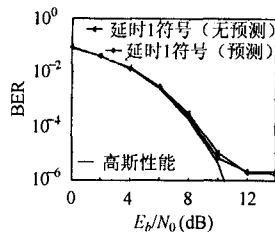


图7 维纳预测滤波器性能(延时1符号)

6 结束语

在预均衡OFDM系统中,多普勒频移会对系统性能造成一定的影响,尤其在快速移动环境下,无线信道呈现出快衰落特性,多普勒的影响更为严重。通过理论分析,本文得到了采用幅度相位预均衡OFDM系统在多普勒频移影响下的误码率解析公式。理论分析和仿真结果表明,慢速移动环境中的多普勒影响较小,导致的性能下降比较有限。快速移动环境中,多普勒影响较为严重,会严重影响预均衡OFDM系统的性能。

为了减少多普勒频移引起的系统性能下降,本文提出了一种采用维纳预测滤波器的预均衡方案。研究表明,采用四阶维纳预测滤波器的系统,可以有效地跟踪信道的变化,得到更为精确的预均衡因子,从而提高预均衡系统的性能。在误码率要求为 10^{-5} 时,对于延时3个符号,移动速度为50km/h的预均衡系统,维纳预测滤波器可使性能提高3到4dB。

参考文献

- [1] Keller T, Hanzo L. Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communication. *Proc. IEEE*, 2000, 88(5): 611 – 640.
- [2] Berezdivin R, Breinig R, Topp R. Next-generation wireless communications concepts and technologies. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(3): 108 – 116.
- [3] Coleri S, Ergen M, Puri A, Bahai A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2002, 48(3): 223 – 229.
- [4] Keller T, Hanzo L. Sub-band adaptive pre-equalised OFDM transmission. *Proceeding of IEEE Int. Conf. Vehicular Technology*, Amsterdam, Netherlands, Sep, 1999: 334 – 338.
- [5] Witrisal K, Kim Y H, Prasad R, *et al.* Pre-equalization for the up-link of TDD OFDM systems. *Proceeding of IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, San Diego, California, 2001, vol.2: 93 – 98.
- [6] Tufvesson F, Faulkner M, Maseng T. Pre-compensation for Rayleigh fading channels in time division duplex OFDM systems. *Wireless Personal Communications*, 2001, 16(1): 21 – 33.
- [7] Stuber G L. *Principles of Mobile Communication*. 2nd edition, Norwell, MA, USA, Kluwer Academic Publishers, 2000, 第二章.
- [8] Liu Dawei, Tang Youxi, Li Shaoqian. Performance analysis of TDD OFDM systems with phase and amplitude & phase pre-equalization. *Proceeding of IEEE Int. Conf. Vehicular Technology*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004.
- [9] Proakis J G. *Digital Communications*. 3rd edition, New York, McGraw-Hill, Inc., 1995, 第五章.
- [10] Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. 3rd edition, NJ, USA, Prentice Hall, 1996, 第二章.
- [11] ITU, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.
- 刘大为：男，1972年生，博士生，研究方向为移动通信中的 CDMA、OFDM、MIMO 系统等。
- 唐友喜：男，1964年生，教授，博士生导师，研究兴趣为 OFDM、超宽带、传感器网络、分布式 MIMO 等技术。
- 李少谦：男，1957年生，教授，博士生导师，研究领域包括无线通信系统理论、移动与个人通信、无线抗干扰技术、扩跳频技术等。