

叠加训练序列 OFDM 优化接收机的误码率性能分析

黄 川, 唐友喜, 刘 皓, 刘宇畅, 任彦之
(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: 在时变频率选择性衰落信道下, 针对叠加训练序列的正交频分复用系统, 在接收端利用训练序列的一阶统计特性进行信道估计, 分析了接收机的比特误码率性能. 然后利用差错概率最小化准则, 给出了优化的训练序列分离因子. 计算机仿真结果验证了理论分析的有效性.

关键词: 正交频分复用; 误码率; 一阶统计特性; 分离

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-179-05

BER Performance Analysis of Optimum OFDM Receiver with Superimposed Sequence in Fading Channel

HUANG Chuan, TANG You-xi, LIU Hao, LIU Yu-chang, REN Yan-zhi
(National Key Laboratory of Communications, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: The bit error rate (BER) performance of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) system with superimposed sequence is presented in time varying multi-path fading channel, which uses the first order statistics of the superimposed sequence. Based on the minimum error rate principle, the optimum sequence separation parameter is given. Finally, the computer simulation results validate the analysis.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; bit error rate; first order statistics; separation

1 引言

在正交频分复用(OFDM: orthogonal frequency-division multiplexing)系统中, 宽带信号被划分成一组并行的窄带信号, 可以对抗信道的频率选择性衰落. OFDM 是实现高速率数据传输的一种有效技术^[1].

依靠特定方式排列的导频(pilot)信号进行 OFDM 信道估计方法^[2-4], 降低了数据的传输速率, 实现帧同步还需要额外的系统开销^[5,6]. 为了降低 OFDM 系统的同步开销, 1999 年 Tufvesson 等提出了一种叠加伪噪声序列(PN)的时间频率同步方法^[7]. 这种方法提高了空中接口承载低速率分组业务的效率: 只用一个 OFDM 符号, 既可以完成时间频率同步, 又完成了数据业务的传输.

由于训练序列对导频的干扰, 传统的基于导频的信道估计方法无法直接应用于叠加训练序列的 OFDM 系统中^[8]. 文献[8~11]提出了基于训练序列一阶统计特性的 OFDM 信道估计方法, 解决了叠加训练序列的 OFDM 信道估计问题. 但是该方法在时变频率选择性衰

落信道下的比特错误率性能分析还未见报道, 本文拟解决这个问题. 同时, 为了在接收机中实现数据序列和训练序列的最优分离, 本文利用差错概率最小化准则, 分析了优化的训练序列分离因子.

本文的其余部分是这样安排的: 第二部分描述叠加训练序列的 OFDM 系统模型; 第三部分对该训练序列分离方法的性能进行分析, 给出在时变多径瑞利衰落信道下, 最优训练序列对消因子的数学表达式; 第四部分给出数值及仿真结果, 并对结果进行比较和分析; 最后是本文的结论.

2 系统模型

2.1 发射机模型

叠加训练序列 OFDM 系统的发射机模型如图 1 所示. 在发送端, OFDM 数据和训练序列同时发送. 数据 $b(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 经过串并转换后输出 $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{N-1})$, \mathbf{b} 为一个 OFDM 符号内承载的数据. 其中, b_k 是映射到 OFDM 符号第 k 个子载波上的数据信息. $\{z_k\}_{k=0}^{N-1}$ 为训练序列的频域采样, 训练序列的时域

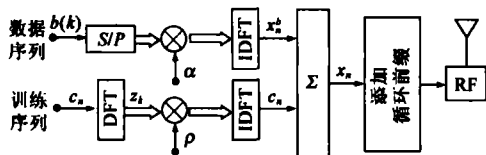


图 1 叠加训练序列的 OFDM 发射系统模型

采样值为 $\{c_k\}_{n=0}^{N-1}$ 。假设数据符号 b_k 和训练序列 z_k 都具有单位功率,把这两部分信号乘以不同的系数 α 和 ρ , 分别控制发射信号中数据符号和训练序列两部分的发射功率,且满足 $\alpha^2 + \rho^2 = 1$ 。数据符号和训练序列进行离散傅立叶逆变换 (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) 之后得到的信号分别为 x_n^b 和 c_n , 它们的数学表达式为:

$$x_n^b = \frac{\alpha}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

$$c_n = \frac{\rho}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} z_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

把 x_n^b 和 c_n 相加后得到发送信号 x_n , 并添加循环前缀通过射频部分发射出去。发送信号 x_n 的数学表达式为:

$$x_n = x_n^b + c_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3)$$

其中: $X_k = \alpha b_k + \rho z_k$ (4)

假设添加的循环前缀的长度大于由于信道引起的最大多径时延,因此本文不考虑 OFDM 符号块间干扰对信号解调的影响。

2.2 信道模型

本文考虑的信道为广义平稳非相关散射瑞利衰落信道^[12], L 条不同时延的信道冲激响应表示为:

$$h(n; i) = \sum_{i'=0}^{L-1} h_{i'}(n) \delta(i - i') \quad (5)$$

$h_{i'}(n)$ 为离散时间第 n 时刻第 i' 条传播路径的脉冲响应,其相关函数为^[12]:

$$E[h_{i'}(n) h_{i'}^*(n')] = \sigma_i^2 J_0(2\pi f_d T_s (n - n')) \delta(i - i') \quad (6)$$

式中 σ_i^2 是每一径的平均功率, $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶 Bessel 函数, f_d 是最大多普勒频移, T_s 是一个 OFDM 符号的周期, $\delta(\cdot)$ 是单位冲击函数, $(\cdot)^*$ 表示取共轭运算。

2.3 接收机模型

分离 OFDM 用户数据和训练序列的接收系统模型如图 2 所示。不失一般性,本文假设接收机已完成时间、频率同步。考虑式(5)所述的时变信道,由于循环前缀的作用,接收信号去掉循环前缀后可表示为 x_n 与信道冲激响应的圆周卷积。用 r_n 表示去掉循环前缀后的接收信号,则 r_n 可表示为:

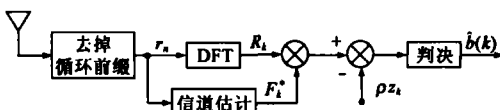


图 2 训练序列与数据分离的 OFDM 接收机

$$r_n = \sum_{m=0}^{L-1} h_m(n) x_{(n-m)_N} + w_n \quad (7)$$

其中, $(\cdot)_N$ 表示求模(modulo)运算, w_n 表示加性复高斯白噪声采样,其双边功率谱密度为 N_0 。去掉循环前缀并对信号进行离散傅立叶变换(DFT: Discrete Fourier Transform)后,第 k 个子载波上承载的信号为:

$$R_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} h_m(n) x_{(n-m)_N} + w_n \right\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = H_k X_k + I_k + W_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (8)$$

其中, H_k 表示信道增益, I_k 表示由于信道的时变性而产生的子载波间干扰 (ICI: inter-carrier interference), W_k 对应于信道中高斯白噪声的贡献,分别为:

$$H_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} h_m(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (9)$$

$$I_k = \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} X_i h_m(n) e^{-j\frac{2\pi imk}{N}} e^{j\frac{2\pi n(i-k)}{N}} \quad (10)$$

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (11)$$

2.4 基于一阶统计的信道估计

下面介绍叠加训练序列 OFDM 系统的时域信道估计技术。假设已经完全去除了循环前缀,那么在一个 OFDM 符号周期内的时域信道矩阵 $H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 可以写为如下形式:

$$H = \begin{bmatrix} h_0(0) & 0 & \cdots & h_2(0) & h_1(0) \\ h_1(1) & h_0(1) & \cdots & h_3(1) & h_2(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{L-2}(L-2) & h_{L-3}(L-2) & \cdots & \vdots & \vdots \\ h_{L-1}(L-1) & h_{L-2}(L-1) & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_{L-1}(L) & \cdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & \vdots & h_0(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_1(N-1) & h_0(N-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中,定义 n 时刻的信道时域响应向量 $\mathbf{h}_n = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{L-1}(n)]^T$ 。那么接收信号向量 \mathbf{r} 可以表示为

$$H\mathbf{x} + \mathbf{w} = \mathbf{r} \quad (13)$$

其中,发送信号向量 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$, 噪声向量 $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$, 接收信号向量 $\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$ 。

发送信号实际上包括数据矢量 \mathbf{x}^b 和训练序列矢量 \mathbf{x}^t 两部分,即 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^b + \mathbf{x}^t$ 。数据矢量 \mathbf{x}^b 是发送数据经过 IDFT 后的时域形式,它是一个零均值的随机向量。式(13)可以改写为:

$$H\mathbf{x}^t + (H\mathbf{x}^b + \mathbf{w}) = \mathbf{r} \quad (14)$$

当 N 足够大时,信道 H 可以通过下式进行估计^[9,11]:

$$H\mathbf{x}^t + \bar{\mathbf{w}} = \mathbf{r} \quad (15)$$

其中 $\bar{w} = Hx^b + w$, \bar{w} 被完全当作加性噪声处理。

在信道慢衰落的假设下, 可以认为 $h_n \approx h, \forall 0 \leq n < N$. 那么根据式(15), 容易得到信道时域响应 h 的一个估计 \hat{h} 为^[10,11]:

$$\hat{h} = Z^{\dagger} r \quad (16)$$

其中矩阵 Z^{\dagger} 是 Z 的广义逆矩阵, 矩阵 Z 定义如下:

$$Z = \rho \begin{bmatrix} c_0 & c_{N-1} & \cdots & c_{(N-L)\bmod N} & c_{(N-L+1)\bmod N} \\ c_1 & c_0 & \cdots & c_{(N-L+1)\bmod N} & c_{(N-L+2)\bmod N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{N-1} & c_{N-2} & \cdots & c_{(N-L)\bmod N} & c_{(N-L)\bmod N} \end{bmatrix} \quad (17)$$

则信道的频域响应的估计 F 为:

$$F = \Gamma \hat{h} \quad (18)$$

其中, Γ 定义为如下的变换矩阵:

$$\Gamma = (\Gamma_{k,m}) = (e^{-j\frac{2\pi km}{N}}) \in \mathbb{C}^{N \times L}, 0 \leq k \leq N, 0 \leq m < L \quad (19)$$

当采用 Chu 序列^[13]作为训练序列时, Z^{\dagger} 可以简化为^[13]

$$Z^{\dagger} = \frac{1}{N\rho^2} Z^H \quad (20)$$

不失一般性, 本文的理论分析和仿真中都采用 Chu 序列作为叠加的训练序列, 以下不再单独说明. 那么, 信道的频域响应估计 F_k 可以用下式表示

$$F_k = \frac{1}{N\rho} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_{(n-m)_N}^* e^{-j\frac{2\pi km}{N}} \quad (21)$$

那么, 对发送数据的估计可以表示为:

$$\hat{b}_k = \frac{F_k^* R_k}{|F_k|^2} = \frac{H_k F_k^*}{|F_k|^2} b_k + \frac{\rho(H_k - \lambda F_k) F_k^*}{\alpha |F_k|^2} z_k + \frac{F_k^*}{\alpha |F_k|^2} (I_k + W_k) \quad (22)$$

3 训练序列分离的性能分析与优化

3.1 接收信号的统计特性

对信道增益和载波间干扰的统计特性采用如下假设: 首先假定信道抽头系数 $h_m(n)$ 为独立零均值复高斯随机过程的采样, 则信道增益 H_k 是零均值复高斯随机变量, 每个子信道都是瑞利衰落信道. 其次, 假设用户数据 $b(k)$ 是独立同分布, 具有零均值和单位方差.

接收信号 r_n 的相关函数为:

$$\begin{aligned} E\{r_n r_{n'}^*\} &= E\left\{\left[\sum_{m=0}^{L-1} h_m(n) x_{(n-m)_N} + w_n\right] \left[\sum_{m=0}^{L-1} h_m(n') x_{(n'-m)_N} + w_{n'}\right]^*\right\} \\ &= \sum_{p=0}^{L-1} \sigma_p^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-n')) [c_{n-p} c_{n'-p}^* + \alpha^2 \delta(n-n')] \\ &\quad + N_0 \delta(n-n') \end{aligned} \quad (23)$$

那么, 信道估计 F_k 的自相关函数为:

$$\begin{aligned} E\{F_k F_k^*\} &= \frac{1}{N^2 \rho^2} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} E\{r_n r_{n'}^*\} c_{(n-i)_N}^* c_{(n'-i')_N} \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi ki}{N}} e^{j\frac{2\pi ki'}{N}} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sigma_p^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-n')) c_{n-p} \\ &\quad \cdot c_{n'-p}^* c_{(n-i)_N}^* c_{(n'-i')_N} e^{-j\frac{2\pi ki}{N}} e^{j\frac{2\pi ki'}{N}} \\ &\quad + \frac{\alpha^2}{N^2 \rho^2} \left(\sum_{p=0}^{L-1} \sigma_p^2 \right) S_c + \frac{N_0}{N^2 \rho^2} S_c \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{其中, } S_c = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} c_{(n-i)_N}^* c_{(n-i')_N} e^{-j\frac{2\pi ki}{N}} e^{j\frac{2\pi ki'}{N}};$$

理想信道值 H_k 和信道估计值 F_k 的互相关函数为:

$$\begin{aligned} E\{H_k F_k^*\} &= E\left\{\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} h_m(n) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}\right] \left[\frac{1}{N\rho} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_{(n-m)_N}^* e^{-j\frac{2\pi km}{N}}\right]^*\right\} \\ &= \frac{1}{N^2 \rho} E\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{m'=0}^{L-1} h_m(n) r_{n'}^* c_{(n'-m')_N} e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} e^{j\frac{2\pi km'}{N}}\right\} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{m'=0}^{L-1} \sigma_p^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-n')) c_{(n'-m')_N} c_{(n-m)_N}^* \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} e^{j\frac{2\pi km'}{N}} \end{aligned} \quad (25)$$

接收信号的频域自相关函数为:

$$\begin{aligned} E\{R_k R_k^*\} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} E\{r_n r_{n'}^*\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} e^{j\frac{2\pi n'k}{N}} \\ &= \frac{\rho^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{L-1} \sigma_p^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-n')) c_{n-p} c_{n'-p}^* \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} e^{j\frac{2\pi n'k}{N}} + \alpha^2 \sum_{p=0}^{L-1} \sigma_p^2 + N_0 \end{aligned} \quad (26)$$

接收信号与信道估计值的相关函数为:

$$\begin{aligned} E\{R_k F_k^*\} &= E\left\{\left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}\right] \left[\frac{1}{N\rho} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_{(n-m)_N}^* e^{-j\frac{2\pi km}{N}}\right]^*\right\} \\ &= \frac{\rho^2}{N\sqrt{N\rho}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{m'=0}^{L-1} \sigma_p^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-n')) c_{n-p} c_{n'-p}^* c_{(n-m)_N} \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} e^{j\frac{2\pi km'}{N}} + \frac{\alpha^2}{N\sqrt{N\rho}} \left(\sum_{p=0}^{L-1} \sigma_p^2 \right) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} c_{(n-m)_N} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} e^{j\frac{2\pi km}{N}} \\ &\quad + \frac{N_0}{N\sqrt{N\rho}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{L-1} c_{(n-m)_N} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} e^{j\frac{2\pi km}{N}} \end{aligned} \quad (27)$$

3.2 误比特率分析

根据文献[15], 在 BPSK 调制下, 第 k 个子载波的平均误比特率(BER: bit error rate)可以表示为:

$$BER_k = \frac{1}{k} (1 - \mu_k) \quad (28)$$

其中,

$$\mu_k = \frac{E\{Q_k F_k^*\}}{\sqrt{E\{Q_k Q_k^*\} E\{F_k F_k^*\}}} \quad (29)$$

其中:

$$Q_k = R_k - P_k \quad (30)$$

$$E\{Q_k Q_k^*\} = E\{R_k R_k^*\} - 2\text{Re}\{E\{R_k P_k^*\}\} + E\{P_k P_k^*\}$$

$$= E\{R_k R_k^*\} - 2\rho \operatorname{Re}\{z_k^* E\{R_k F_k^*\}\} + \rho^2 E\{F_k F_k^*\} \quad (31)$$

$$E\{Q_k F_k^*\} = E\{E[Q_k F_k^*] | b_k = 1\} = \alpha E\{H_k F_k^*\} \quad (32)$$

3.3 分离因子的优化

由式(28)~(33),我们注意到误比特率的计算式中应存在一个 λ 的最优值可以使 BER 达到最小. 由于信道估计的精度是由不同的 α^2/ρ^2 以及信噪比决定的,在假定 α^2/ρ^2 不变的前提下,若 $\rho F_k z_k$ 越趋近于 $\rho H_k z_k$, λ 就越趋近于 1. 因为信道估计不精确, F_k 与 H_k 之间必然存在误差,因此需要在接受端用训练序列对消因子 λ 控制本地训练序列的功率,而不能简单地将 $\rho F_k z_k$ 从 $R_{l,k}$ 中减去,即一般来说满足 $\lambda \neq 1$. 然而对 λ 的选取不是任意的,过大的 λ 可能引入额外的干扰消除误差,而 λ 过小又会使训练序列对数据的干扰消除不彻底.

下面我们基于差错概率最小化准则推导使 BER 最小的 λ 的最优值. 显然,若要 BER_k 取得最小值,只需要式(31)取得最小值即可. 容易求得使式(31)达到最小值的 λ 满足:

$$\lambda_{opt} = \frac{\operatorname{Re}\{z_k^* E\{R_k F_k^*\}\}}{\rho E\{F_k F_k^*\}} \quad (33)$$

容易证明, μ_k 关于 $\lambda \in (-\infty, +\infty)$ 都是连续可导的, λ_{opt} 是其唯一的驻点,并且满足 $\forall \lambda \in (-\infty, \lambda_0)$ 时,有 $\frac{d\mu_k}{d\lambda} > 0$, 而 $\forall \lambda \in (\lambda_0, +\infty)$ 时又有 $\frac{d\mu_k}{d\lambda} < 0$, 所以 λ_0 为 μ_k 的最大值点,相应地 BER_k 在 $\lambda = \lambda_0$ 处获得最小值.

4 数值结果与讨论

本文的计算机仿真结果都是基于蒙特卡罗仿真得出,信道是三径的 Jakes 信道模型^[12],其他参数分别是:最大多普勒频率为 200Hz, DFT 长度 N 为 128,循环前缀长度是 32,系统带宽 1.25M,采用长度为 128 的 Chu 序列^[13]. 为了叙述方便,定义数据序列和训练序列的功率比为 $P = \alpha^2:\rho^2$.

图 3 给出了当数据序列与训练序列的功率比值分

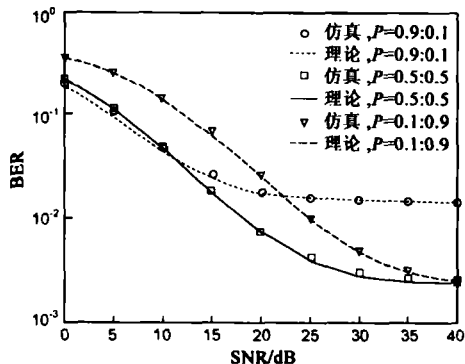


图 3 叠加训练序列 OFDM 系统的误码率性能. 序列分离因子 $\lambda=1$, P 为数据序列与训练序列的功率比

别为 $P = 0.9:0.1, P = 0.5:0.5, P = 0.1:0.9$, 分离因子 $\lambda = 1$ 的情况下的误码率仿真和理论分析曲线. 可以看出,理论曲线与仿真曲线较好的符合,证明了理论分析的正确性. 从图中可以看出,在信噪比为 20dB 以上时,系统出现了误码率平层,这主要是由于信道估计时数据序列被当作噪声处理所致.

图 4 给出了数据序列与训练序列功率比值为 $P = 0.5:0.5$, 信噪比为 20dB 的情况下,不同分离因子的仿真和理论分析误码率曲线. 从图中可以看出,理论分析与仿真结果能较好的吻合. 通过理论计算出此时的最优分离因子为 0.87,这也是和仿真结果基本吻合的.

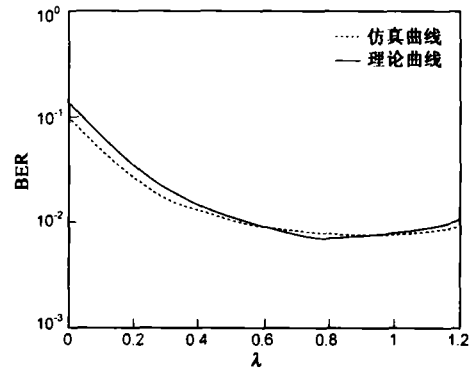


图 4 采用不同分离因子时的误码率性能. λ 为序列分离因子, SNR=20dB, $P=0.5:0.5$

图 5 给出了数据序列与训练序列功率比值为 $P = 0.5:0.5$, 在不同信噪比和不同分离因子情况下的系统误码率仿真曲线. 从图中可以看出,在低信噪比情况下,最优的分离因子接近于 1; 当信噪比提高时,最优分离因子逐渐变小. 造成这一现象的原因主要是,数据序列对信道估计的精度有很大影响,这种影响不会随信噪比的提高而得到改善,所以信道估计值与真实值之间始终有较大误差(特别是在数据序列功率较高的情况下),那么最优的分离因子也始终不会等于 1; 另一方面,从公式(33)中可以看出,其分子分母都是受到噪声影响的,随着信噪比的提高,噪声的作用逐渐降低,造成分子分母同时变小,而数据序列和叠加的训练序列

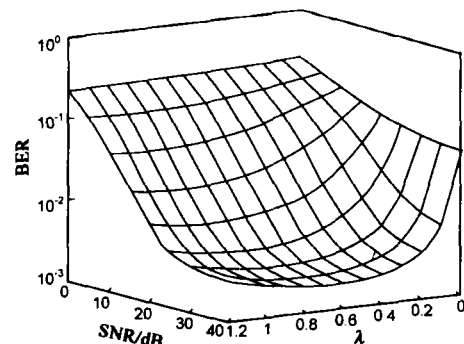


图 5 不同信噪比和分离因子下的误码率性能. λ 为序列分离因子, $P=0.5:0.5$

对他们的影响是不变的,所以在信噪比提高时,最优的分离因子反而逐渐变小。

5 结论

本文分析了该系统在利用叠加序列一阶统计特性进行信道估计情况下的误码率,并进行了计算机仿真验证。同时,本文提出了叠加序列和数据序列的最优分离问题,通过差错概率最小化准则,分析得出了最优的分离因子。计算机仿真结果表明,在最优分离条件下,能最小化系统的误码率。对于叠加训练序列的 OFDM 系统,如何改进信道估计方法,从而提高系统性能,这是一个值得继续研究的问题。

参考文献:

- [1] J A C Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come[J]. IEEE Communication Magazine, 1990, 28(5): 5 - 14.
- [2] J J Van De Beek, O Edfors, M Sandell, S K Wilson. On channel estimation in OFDM systems[A]. IEEE 45th Vehicular Technology Conference [C]. Chicago, USA, 1995. 2. 815 - 819.
- [3] Ye (G.) Li, L J Cimini, et al. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid diversity fading channels[J]. IEEE Transaction Communication, 1998, 46(7): 902 - 915.
- [4] Y Zhao, A Huang. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform domain processing[A]. Proceedings IEEE 47th Vehicular Technology Conference [C]. Phoenix, AZ, USA, 1997. 3. 2089 - 2093.
- [5] H Kobayashi. A novel symbol frame and carrier frequency synchronization for burst mode OFDM signal[A]. Proceeding IEEE Vehicular Technology Conference Fall [C]. Boston, USA, vol. 3, 2000. 1392 - 1396.
- [6] B Y Prasetyo, F Said, A H Aghvami. Fast burst synchronization technique for OFDM-WLAN systems [J]. IEE Proceedings Communications, 2000, 147(5): 292 - 298.
- [7] F Tufvesson, M Faulkner, P Hoeher, O Edfors. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique [A]. Communication Theory Mini-Conference [C]. Vancouver, British Columbia, Canada, 1999. 115 - 119.
- [8] P Hoeher, F Tufvesson. Channel estimation with superimposed pilot sequence [A]. Proceedings IEEE GLOBECOM Conference [C]. Rio de Janeiro, Brazil, 1999. 2162 - 2166.
- [9] J K Tugnait, W Luo. On channel estimation using superimposed training and first-order statistics[J]. IEEE Communication Letter, 2003, 7(9): 413 - 415.
- [10] G T Zhou, M Viberg, T McKelvey. A first-order statistical method for channel estimation [J]. IEEE Signal Processing Letter, 2003, 10(3): 57 - 60.

- [11] Jinesh P Nair, R V Raja Kumar. Channel estimation and equalization based on implicit training in OFDM systems[A]. International Conference on Wireless and Optical Communications Networks [C]. Bangalore, India, 2006. 11 - 15.
- [12] W C Jake. Microwave Mobile Communications [M]. New York, Wiley, 1974.
- [13] Dukhyun Kim, G L Stuber. Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting [J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1590 - 1599.
- [14] Pingzhi Fan, Michael Darnell. Sequence Design for Communication Applications [M]. New York, John Wiley & Sony INC, 1996.
- [15] J G Proakis. Digital Communications [M]. 3rd Edition, New York, McGraw-Hill, 1995.

作者简介:



黄川 男, 1983年4月生于重庆南川市, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生。研究方向为: 分布式 MIMO、OFDM、通信抗干扰技术等。
E-mail: huangch@uestc.edu.cn



唐友喜 男, 1964年8月生于河南潢川, 1985年从军械工程学院毕业, 获雷达工程专业学士学位; 1993年从电子科技大学毕业, 获通信与电子系统硕士学位。1997年从电子科技大学毕业, 获通信电子系统博士学位。1997年进入华为、中国科技大学联合博士后流动站做博士后, 主要研究 IS-95 及第三代移动通信技术, 任华为第三代移动通信项目副经理, 高级工程师, 第三代移动通信研发学术带头人。2000年初从华为、中国科技大学联合博士后流动站出站, 同期进入电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室做博士后, 现为通信抗干扰技术国家级重点实验室教授、博士生导师。目前的主要学术兴趣为 MIMO、OFDM、UWB 等, 主要研究后第三代移动通信、多用户检测、联合检测、分集发射及接收、功率控制、切换、移动通信无线资源管理策略、抗干扰通信技术(扩频、跳频)、移动通信技术在军事技术中的应用、数字通信等。
E-mail: tangyx@uestc.edu.cn

刘皓 男, 1969年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为软件无线电技术、数字信号处理、DSP 应用技术、实时算法研究、超宽带通信技术。E-mail: liuhao@uestc.edu.cn

刘宇畅 男, 1983年10月生于四川成都, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生。研究方向为信道建模、MIMO、OFDM 等。E-mail: liuyuc@uestc.edu.cn

任彦之 男, 1983年1月生于四川成都, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生。研究方向为峰均比抑制技术、OFDM、MIMO 等。E-mail: yanzhi@uestc.edu.cn