

## 基于多项式拟合的二维 OFDM 信道估计算法

刘俊琳 朱近康 邱玲

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘要** 该文提出了一种内插导频的二维信道估计算法,用于无线移动信道下的正交频分复用(OFDM)系统。该算法能够适用于矩形内插的导频信号内插方式,相比于梳状内插的导频信号内插方式,矩形内插具有更高的数据传输效率。与已有线性最小均方差(LMMSE)信道估计方法相比,该算法简单并且不需要预先知道信道相关矩阵以及信噪比等信道信息。仿真结果表明,在各种的衰落环境下,该算法都有良好的性能。

**关键词** OFDM, 信道估计, 时变信道

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2077-04

## Two-Dimensional Channel Estimation for OFDM Systems Based on Polynomial Fitting

Liu Jun-lin Zhu Jin-kang Qiu Ling

(PCN & SS Lab., Dept. of EEIS., Univ. of Sci. & Tech. of China, Hefei 230027, China)

**Abstract** This paper proposes a robust pilot-assisted channel estimation method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) signals in Rayleigh fading. The method can be used in rectangular pilot-assisted geometry, which is more efficient than the comb pilot-assisted geometry. Comparing with the Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE) channel estimation method, the method is simple and need not know the channel correlation and signal-to-noise (SNR). The performance is presented in terms of bit-error rate(BER) for a system using QPSK and 16QAM in fading channel.

**Key words** OFDM, Channel estimation, Time-varying channel

### 1 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)<sup>[1,2]</sup>具有高速传输数据的能力、高效的频谱利用率和抗多径能力,因而引起了国内外学者的广泛兴趣。最近几年,OFDM技术已经成功地应用在移动以及固定数据传输中,例如非对称数字用户线路(Asymmetric Digital Subscriber Line, ADSL), ETSI HiperLAN2 和无线局域网(Wireless LAN)等。同时,OFDM被普遍认为是下一代无线通信的有效技术之一。

由于无线移动信道是时间和频率双重色散的,而OFDM系统的时间、频率跟踪环路,解调器,解码器,以及自适应处理等模块都需要用到信道的信息,因此需要进行动态的信道估计,并且信道估计的好坏会影响整个系统的性能。OFDM的信道估计算法已有很多研究,其中基于插入导频信号(Pilot)的信道估计算法具有较好的性能<sup>[3]</sup>;文献[4]介绍了一种基于SVD分解LMMSE信道估计的算法,这种算法需要预先知道信道的相关矩阵以及信噪比等信道信息;文献[5]介绍了一种在多径展宽域上处理,对多径进行筛选的算法;文献[6]中提出了一种利用Kalman滤波减小噪声和子载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)影响的算法,但会引入相位失真,需要额外的相位估计与补偿模块,否则会恶化系统性能。

文献[7]介绍了一种简单的使用二元二次多项式二维逼近OFDM时频信道特性的信道估计方法,但这种方法不能够适用于快衰落的信道环境,并且矩形内插的Pilot内插效率比较低;文献[8]比较了在相同的Pilot内插效率的情况下,块状内插、梳状内插、矩形内插与六边形内插在LMMSE信道估计方法下的性能,文献[9]介绍了一种二维维纳滤波来实现时频二维信道估计的方法,由文献[8,9]仿真参数可以知道,文献[8,9]中介绍的方法只适用于慢衰落信道环境。本文结合了在多径展宽域处理与多项式拟合的方法,提出了一种能够应用于快衰落信道环境的二维信道估计方法;与文献[7]相比该方法能够适用于快衰落信道,并且有更高的Pilot内插效率;与文献[8,9]相比该方法简单、易于实现,不需要预先知道信道的相关矩阵以及信噪比等信道信息,能够直接用在实际系统中;仿真结果表明,在各种衰落环境下,该算法的BER性能逼近于理想信道估计的性能。

本文后续部分的安排如下:第2节为系统模型;第3节为算法描述;第4节为算法分析;第5节为仿真分析;第6节为总结。

### 2 系统模型

考虑子载波数为 $N$ 的OFDM系统, $X(i,k)$ 表示系统发送端第 $i$ 个OFDM symbol中第 $k$ 个子载波上的信号,经过IFFT变换后,OFDM信号可以表示为

$$x(i, n) = \text{IFFT}_N[X(i, k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(i, k) e^{j \frac{2\pi}{N} nk}, \quad (1)$$

$$i = 0, \dots, L, \dots; \quad k = 0, \dots, N-1$$

其中  $\text{IFFT}_N[\cdot]$  表示  $N$  点的快速傅里叶反变换。

信道的冲激响应可以表示为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{s-1} h_l e^{j \frac{2\pi}{N} f_{Dl} T n} \delta(\lambda - \tau_l) \quad (2)$$

其中  $s$  为多径的总数目;  $h_l$  为第  $l$  径的复数增益;  $f_{Dl}$  为第  $l$  径的多普勒频偏;  $\lambda$  为多径展宽轴标记;  $T$  为采样周期;  $\tau_l$  为第  $l$  径的时延(归一化到采样频率)。

将  $x(i, n)$  加上循环前缀通过信道后, 在接收端去除循环前缀后得到信号  $y(i, n)$ ,  $y(i, n)$  利用 FFT 变换到频域的信号可以表示为

$$Y(i, k) = X(i, k)H(i, k) + \tilde{W}(i, k) \quad (3)$$

其中  $Y(i, k)$  表示收到的第  $i$  个 Symbol 中, 第  $k$  个子载波上的信号;  $H(i, k)$  表示第  $i$  个 Symbol 中, 第  $k$  个子载波上的信道频率响应;  $\tilde{W}(i, k)$  表示加在第  $i$  个 Symbol 中, 第  $k$  个子载波上的高斯噪声, 设其方差为  $\sigma_w^2$ 。

设系统完全同步, 在 Pilot 子载波位置上, 信道的最小二乘(Least Square, LS)估计为<sup>[3]</sup>

$$\hat{H}_{\text{LS}}(i, k) = H(i, k) + \frac{\tilde{W}(i, k)}{X(i, k)} = H(i, k) + V(i, k) \quad (4)$$

### 3 算法描述

如图 1 所示矩形 Pilot 内插方式, 时域和频域的 Pilot 内插间隔分别为  $r_t, r_f$ , 则 Pilot 子载波的子载波利用率为  $\varepsilon = 1/(r_t r_f)$ ,  $\varepsilon$  越小, 承载数据的子载波利用率越高。考虑 Pilot 数目为  $I_0 \times K_0$  的 OFDM 数据传输块, 其中  $K_0 = N/r_f$ , Pilot 占用的子载波位置集合  $P$  表示为  $P = \{(i \times r_t, k \times r_f) \mid i = 0, \dots, I_0 - 1; k = 0, \dots, K_0 - 1\}$ 。与文献[5]中一样, 本文中假设信道在一个 OFDM 符号周期内不变并且频域导频数目要大于归一化到系统采样间隔的最大信道时延, 则式(4)可以改写为

$$\begin{aligned} \hat{H}_{\text{LS}}(i, k) &= H(i, k) + V(i, k) \\ &= \sum_{n=0}^{K_0-1} h(i, n) e^{-j \frac{2\pi}{K_0} kn} + \sum_{n=0}^{K_0-1} w_1(i, n) e^{-j \frac{2\pi}{K_0} kn} \end{aligned} \quad (5)$$

图 2 给出了二维信道冲击响应  $h(i, n)$  实虚部示意图,  $\text{Re}[h(i, n)]$  与  $\text{Im}[h(i, n)]$  分别表示  $h(i, n)$  的实部与虚部,  $i$  表示 Symbol 时间域坐标,  $n$  表示多径域坐标。图 2 中  $h(i, n)$  的信道模型为多普勒频偏  $f_D = 200\text{Hz}$  的 COST207 三径模型, 多径时延分别为 0, 10, 20 个采样间隔, 我们考虑一个采样率为 25.6MHz, 子载波数目为 2048 的 OFDM 数据传输系统。

由图 2 可以知道, 在给定的 OFDM 数据块内, 二维信道冲击响应  $h(i, n)$  实虚部都可以分别由一个多项式来拟合。设每次用于信道估计的块大小在时域和频域的度量分别为  $B_t, B_f$ , 其中  $B_t = I_0 \times r_t, B_f = N$ 。在实际处理中可以使用以

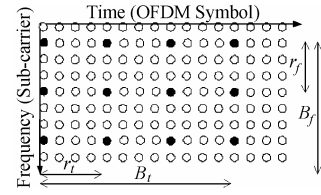


图 1 OFDM 矩形 Pilot 内插方式

Fig.1 Rectangular Pilot distribution in OFDM time-frequency grid

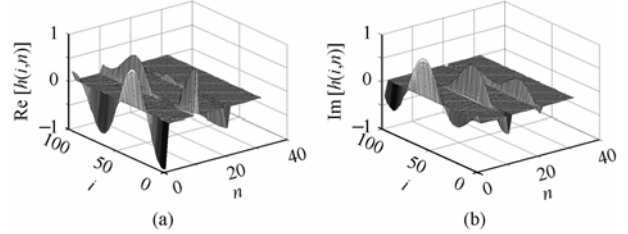


图 2 二维信道冲击响应  $h(i, n)$  实虚部示意图

(a) 实部示意图 (b) 虚部示意图

Fig.2 Example of Time-Frequency Channel Fading Process  $h(i, n)$

(a) Real part to  $h(i, n)$  (b) Imaginary part of  $h(i, n)$

下改进的最大径选择(Most Significant Taps, MST)算法来得到信道估计数据块径的位置。在包含 Pilot 数目为  $I_0 \times K_0$  的数据块中,  $\hat{h}_{\text{LS}}(i, n)$  为  $\hat{H}_{\text{LS}}(i, k)$  的傅里叶反变换,

$$\hat{h}_{\text{LS}}(i, n) = \text{IFFT}_{K_0}[\hat{H}_{\text{LS}}(i, k)] = \frac{1}{K_0} \sum_{k=0}^{K_0-1} \hat{H}_{\text{LS}}(i, k) e^{j \frac{2\pi}{K_0} kn} \quad (6)$$

统计  $\hat{h}_{\text{LS}}(i, n)$  在  $I_0$  个 Symbol 中的平均功率  $\text{Pw}(n)$  以及总功率  $\text{Pwt}$ 。

$$\text{Pw}(n) = \frac{1}{I_0} \sum_{i=0}^{I_0-1} |\hat{h}_{\text{LS}}(i, n)|^2, \quad \text{Pwt} = \sum_{n=0}^{K_0-1} \text{Pw}(n) \quad (7)$$

然后按门限对  $\text{Pw}(n)$  进行判决, 获得多径位置的估计, 或选取  $\text{Pw}(n)$  中值最大的  $N_1$  径, 作为多径位置的估计, 得到的 MST 信道估计值  $\hat{h}_{\text{MST}}(i, n)$  可以表示为

$$\hat{h}_{\text{MST}}(i, n) = \begin{cases} \hat{h}_{\text{LS}}(i, n), & n \in \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \\ 0, & n \notin \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \end{cases} \quad (8)$$

其中  $\beta = \{n \mid n = 0, \dots, K_0 - 1; \text{Pw}(n) \geq \eta_1 \cdot \text{Pwt}\}$ ,  $\eta_1$  与希望识别出的最弱径的功率有关; 或  $\beta$  为  $\text{Pw}(n)$  中  $N_1$  个最大值的序号的集合。

设  $\hat{h}_{\text{MST}}(i, n)$  中实部与虚部采用的多项式阶数分别为  $p_r, p_i$ , 取  $p = \max\{p_r, p_i\}$ ,  $\hat{h}_{\text{MST}}(i, n)$  中的径数为  $r$ , 多径集合  $\beta = \{\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_r\}$  并且  $0 \leq \chi_1 < \chi_2 < \dots < \chi_r \leq K_0 - 1$ , 则估计值  $h_{\text{poly}}(i, q)$ ,  $i = 0, \dots, B_t - 1; q = \chi_1, \dots, \chi_r$  可以表示为

$$h_{\text{poly}}(i, q) = \alpha_p^q \cdot i^p + \alpha_{p-1}^q \cdot i^{p-1} + \dots + \alpha_0^q, \quad i = 0, \dots, B_t - 1; \quad q = \chi_1, \dots, \chi_r \quad (9)$$

所有径的多项式系数矩阵  $\mathbf{A}$  (阶数为  $r \times (p+1)$ ) 表示为

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \alpha_0^{\chi_1} & \alpha_1^{\chi_1} & \dots & \alpha_p^{\chi_1} \\ \alpha_0^{\chi_2} & \alpha_1^{\chi_2} & \dots & \alpha_p^{\chi_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_0^{\chi_r} & \alpha_1^{\chi_r} & \dots & \alpha_p^{\chi_r} \end{pmatrix} \quad (10)$$

其中  $\alpha_j^q$ ,  $j = 0, \dots, p; q = \chi_1, \dots, \chi_r$  为复数估计参数。

导频位置的参数矩阵  $\mathbf{B}$  (阶数为  $(p+1) \times I_0$ ) 表示为

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & r_1 & \cdots & (I_0 - 1)r_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & r_1^p & \cdots & [(I_0 - 1)r_1]^p \end{pmatrix} \quad (11)$$

导频位置的信道矩阵  $\mathbf{C}$  (阶数为  $r \times I_0$ ) 表示为

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_1, 0) & \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_1, r_1) & \cdots & \hat{h}_{\text{MST}}[\chi_1, (I_0 - 1)r_1] \\ \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_2, 0) & \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_2, r_1) & \cdots & \hat{h}_{\text{MST}}[\chi_2, (I_0 - 1)r_1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_r, 0) & \hat{h}_{\text{MST}}(\chi_r, r_1) & \cdots & \hat{h}_{\text{MST}}[\chi_r, (I_0 - 1)r_1] \end{pmatrix} \quad (12)$$

由  $R = \|\mathbf{C} - \mathbf{A}\mathbf{B}\|^2$  与最大似然估计(ML)准则, 求  $R$  最小值  $\min R$  可以得到

$$\mathbf{A} = \mathbf{C}\mathbf{B}^{\text{T}}(\mathbf{B}\mathbf{B}^{\text{T}})^{-1} \quad (13)$$

其中矩阵算子  $\|\cdot\|^2$  表示求矩阵中的每个元素平方和,  $\mathbf{B}^{\text{T}}$  表示矩阵  $\mathbf{B}$  的转置。在求得系数矩阵  $\mathbf{A}$  以后, 由式(9)能够得到每一点的时频信道估计值。

由以上分析可以知道,  $\mathbf{B}^{\text{T}}(\mathbf{B}\mathbf{B}^{\text{T}})^{-1}$  可以预先得到, 对于多项式系数矩阵  $\mathbf{A}$  以及信道估计值  $h_{\text{poly}}(i, q)$  的求解只需要进行  $O(B_r \times K_0 \times p)$  量级的乘加运算。而文献[8]中描述了基于 LMMSE 的时频二维信道估计算法, 需要实时更新信道的互相关矩阵以及自相关矩阵, 并且要对信道的自相关矩阵进行求逆运算, 运算复杂度远大于本文算法的运算复杂度。

#### 4 算法分析

由于数据域的信道估计值为 pilot 子载波上的信道估计值通过时频二维内插得到, 并且在 pilot 的矩形内插方式中, pilot 在时域的间隔相同, 在频域的间隔也相同。在下述分析中, 只分析在 Pilot 子载波上信道估计的性能。

(1) LS估计的性能 在频域上, Pilot位置子载波的模值恒为  $D$ , 假设式(3)中  $\tilde{w}(i, k)$  的方差为  $\sigma_f^2$ , 易得式(4)中估计噪声  $V(i, k)$  的方差为  $\sigma_{f1}^2 = \sigma_f^2 / D^2$ 。则LS估计的均方误差为<sup>[5]</sup>

$$\text{MSE}\{\hat{H}_{\text{LS}}(i, m)\} = E\left[\left|\hat{H}_{\text{LS}}(i, m) - H(i, m)\right|^2\right] = \frac{\sigma_{f1}^2}{D^2} \quad (14)$$

其中  $E[\cdot]$  表示求数学期望。

(2) 改进 MST 选择增益 由式(6)变换到多径展宽域后, 假设 MST 选择出  $r$  径, 且无漏选。则经过最大径选择(MST)以后的噪声  $w_2(i, n)$  可以表示为

$$w_2(i, n) = \begin{cases} w_1(i, n), & n \in \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \\ 0, & n \notin \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \end{cases} \quad (15)$$

在式(5)中,  $w_1(i, n) = \text{IFFT}_{K_0}[V(i, k)]$ , 易知其方差为

$$\sigma_{r1}^2 = \frac{\sigma_{f1}^2}{K_0} = \frac{1}{K_0} \cdot \frac{\sigma_f^2}{D^2}, \quad \text{所以 } w_2(i, n) \text{ 的方差为 } \sigma_{r2}^2 = \frac{r}{K_0} \sigma_{r1}^2 = \frac{r}{K_0^2} \cdot \frac{\sigma_f^2}{D^2}。$$

(3) 多项式拟合处理增益 由多项式拟合得到的信道估计值  $h_{\text{poly}}(i, q)$   $i = 0, \dots, B_t - 1; \quad q = \chi_1, \dots, \chi_r$  可以表示为

$$h_{\text{poly}}(i, q) = h(i, q) + f(i, q) + w_3(i, q), \quad i = 0, \dots, B_t - 1; \quad q = \chi_1, \dots, \chi_r \quad (16)$$

其中  $f(i, q)$  为多项式拟合误差,  $w_3(i, q)$  为噪声误差。

假设矩阵  $\mathbf{G} = \mathbf{B}^{\text{T}}(\mathbf{B}\mathbf{B}^{\text{T}})^{-1}$ ,  $A_q$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的第  $q$  行, 噪声矩阵  $\boldsymbol{\Theta}$  (阶数为  $r \times I_0$ ) 可以表示为式(17),  $\boldsymbol{\Theta}_q$  为矩阵  $\boldsymbol{\Theta}$  的第  $q$  行, 向量  $\mathbf{e}_i = (1, i, \dots, i^p)^{\text{T}}$ , 其中  $(\cdot)^{\text{T}}$  表示转置运算,  $i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1$ 。

$$\boldsymbol{\Theta} = \begin{pmatrix} w_2(\chi_1, 0) & w_2(\chi_1, r_1) & \cdots & w_2[\chi_1, (I_0 - 1)r_1] \\ w_2(\chi_2, 0) & w_2(\chi_2, r_1) & \cdots & w_2[\chi_2, (I_0 - 1)r_1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_2(\chi_r, 0) & w_2(\chi_r, r_1) & \cdots & w_2[\chi_r, (I_0 - 1)r_1] \end{pmatrix} \quad (17)$$

则由式(9)-式(13)可以得到

$$h_{\text{poly}}(i, q) = A_q \mathbf{e}_i = (\mathbf{C}_q \mathbf{G}) \mathbf{e}_i, \quad q \in \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \quad (18)$$

$$w_3(q, i) = (\boldsymbol{\Theta}_q \mathbf{G}) \mathbf{e}_i, \quad q \in \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1 \quad (19)$$

$$\begin{aligned} E[|w_3(q, i)|^2] &= E\left[\left|\boldsymbol{\Theta}_q \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i\right|^2\right] = E\left[\left(\boldsymbol{\Theta}_q \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i\right)^{\text{H}} \left(\boldsymbol{\Theta}_q \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i\right)\right] \\ &= E\left[\mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot \mathbf{G}^{\text{H}} \cdot \left(\boldsymbol{\Theta}_q^{\text{H}} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i\right)\right] = \mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot \mathbf{G}^{\text{H}} \cdot E\left[\left(\boldsymbol{\Theta}_q^{\text{H}} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i\right)\right] \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i \\ &= \sigma_{r2}^2 \cdot \mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot \mathbf{G}^{\text{H}} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{e}_i = \sigma_{r2}^2 \cdot \mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^{\text{T}})^{-1} \cdot \mathbf{e}_i \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $|\cdot|$  表示求模运算,  $(\cdot)^{\text{H}}$  表示共轭转置运算。

则所有  $(i, q)$ ,  $q \in \beta; \quad i = j \times r_t, \quad j = 0, \dots, I_0 - 1$  上的噪声均值  $\sigma_{r3}^2$  为

$$\begin{aligned} \sigma_{r3}^2 &= \frac{1}{r \times I_0} \sum_{j=1}^r \sum_{i=0}^{I_0-1} \left(\mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^{\text{T}})^{-1} \cdot \mathbf{e}_i\right) \cdot \sigma_{r2}^2 \\ &= \frac{1}{I_0} \sum_{i=0}^{I_0-1} \left(\mathbf{e}_i^{\text{H}} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^{\text{T}})^{-1} \cdot \mathbf{e}_i\right) \cdot \sigma_{r2}^2 \\ &= \frac{1}{I_0} \text{Tr}\left[\mathbf{B}^{\text{T}} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^{\text{T}})^{-1} \cdot \mathbf{B}\right] \cdot \sigma_{r2}^2 = \frac{p+1}{I_0} \cdot \frac{r}{K_0^2} \cdot \frac{\sigma_f^2}{D^2} \end{aligned} \quad (21)$$

#### 5 仿真分析

在仿真中, 我们考虑一个采样率为 25.6MHz, 子载波数目为 2048 的 OFDM 系统, 信道采用 COST207 六径模型, 最大多径时延为 10  $\mu\text{s}$ , 六径在 0~10  $\mu\text{s}$  内等间隔分布, 各径的功率谱密度满足通常的 Jakes 模型。由于频域导频数目要大于归一化到系统采样间隔的最大信道时延, 则频域内插间隔  $N_0 \leq \frac{2048}{25.6\text{MHz} \times 10\mu\text{s}} = 8$ , 在仿真中我们取  $N_0 = 8$ 。

图 3 与图 4 分别给出了在 QPSK, 16QAM 调制下 ( $f_{D\text{max}}, r_f, r_t, K_0, N_0, p$ ) = (200Hz, 8, 4, 256, 5, 3) 与 ( $f_{D\text{max}}, r_f, r_t, K_0, N_0, p$ ) = (30Hz, 8, 12, 256, 5, 3) 时不同信道估计方法与理想信道估计的 BER 性能比较。由图 3 与图 4 可以看出: 当多普勒频偏  $f_{D\text{max}} = 200\text{Hz}$ 、导频子载波分布参数与多项式参数为 ( $r_f, r_t, K_0, N_0, p$ ) = (8, 4, 256, 5, 3) 与多普勒频偏  $f_{D\text{max}} = 30\text{Hz}$ 、导频子载波分布参数与多项式参数为 ( $r_f, r_t, K_0, N_0, p$ ) = (8, 12, 256, 5, 3) 时, 文章中提出的时频二维信道估计方法在 QPSK 与 16QAM 调制方式下的 BER 性能接近与理想信道估计的性能, 而对比于 LS 信道估计方法和 MST 信道估计方

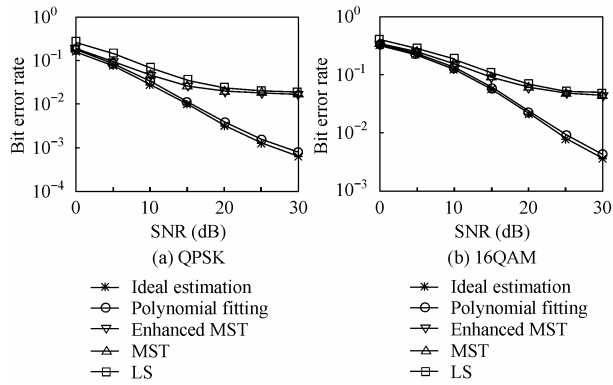


图3  $f_{D\max}=200\text{Hz}$ ,  $r_f=8$ ,  $r_t=4$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$  时的性能比较  
Fig.3 BER performance with  $f_{D\max}=200\text{Hz}$ ,  
 $r_f=8$ ,  $r_t=4$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$

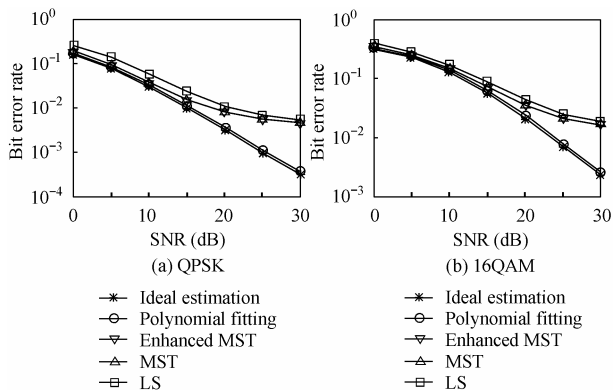


图4  $f_{D\max}=30\text{Hz}$ ,  $r_f=8$ ,  $r_t=12$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$  时的性能比较  
Fig.4 BER performance with  $f_{D\max}=30\text{Hz}$ ,  
 $r_f=8$ ,  $r_t=12$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$

法有较大的性能改善。

图5给出了  $(f_{D\max}, r_f, K_0, N_0, p) = (30\text{Hz}, 8, 256, 5, 3)$  时不同时域内插间隔  $r_t$  的多项式时频二维估计性能比较。由图4与图5可以看出当时域内插间隔  $r_t$  减小到适当的时候, 由于此时在 QPSK 与 16QAM 调制方式下的 BER 性能已经接近与理想信道估计的性能, 单纯的减少时域内插间隔  $r_t$  已经很难使 BER 性能有所提高。

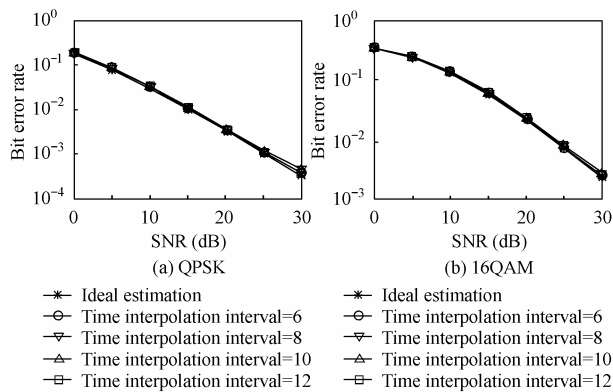


图5  $f_{D\max}=30\text{Hz}$ ,  $r_f=8$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$   
时不同时域内插间隔  $r_t$  的性能比较  
Fig.5 BER with  $f_{D\max}=30\text{Hz}$ ,  $r_f=8$ ,  $K_0=256$ ,  $N_0=5$ ,  $p=3$   
in different time interpolation interval

## 6 结束语

本文提出了一种新的 OFDM 时频二维信道估计算法, 该算法根据二维信道冲击响应  $h(i, n)$  可以分块的以复系数多项式来拟合的原理, 利用改进最大径选择(MST)与多项式拟合的方法, 对已经得到的 Pilot 子载波位置信道最小二乘(LS)估计结果进行时频二维滤波。该算法不需要预先知道信道的相关矩阵以及信噪比等信道信息, 简单且易于实现, 并且能够适用于矩形内插的 Pilot 内插方式, 与梳状内插方式相比具有更高的子载波利用率。仿真结果表明, 在各种衰落环境下, 该算法的 BER 性能逼近于理想信道估计的性能。

## 参考文献

- [1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An ideal whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, 1990, 28(5): 5-14.
- [2] Zou WY, Wu Y. COFDM: An overview. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1995, 41(1): 1-8.
- [3] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, Ahmad Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2002, 48(3): 223-229.
- [4] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, Sarah Kate Wilson, Per Ola Borjesson. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(7): 931-939.
- [5] Minn H, Bhargava V K. An investigation into time-domain approach for OFDM channel estimation. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2000, 46(4): 240-248.
- [6] Zheng Yuanjin. A novel channel estimation and tracking method for wireless OFDM systems based on pilots and kalman filtering. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2003, 49(2): 275-283.
- [7] Chang Mingxian, Yu Tsu. Model-based channel estimation for OFDM signals in rayleigh fading. *IEEE Trans. on Communication*, 2002, 50(4): 540-544.
- [8] M J Fernandez Getino Garcia, S Zazo, J M Paez-Borralló. Pilot patterns for channel estimation in OFDM. *Electronics Letters*, 2000, 36(12): 1049-1050.
- [9] Peter Hoeher, Stefan Kaiser, Patrick Robertson. Two-Dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation. *Information Theory, 1997 IEEE International Symposium*, 29 June-4 July 1997: 123.

刘俊琳: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为无线通信、OFDM、无线资源管理、分组数据传输。

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信与无线通信、扩频通信、通信中的信号处理。

邱玲: 女, 1963 年生, 副教授, 研究方向为无线通信、移动通信中的信号处理、扩频通信、MIMO 中的信号处理等。