

一种基于二维处理的 OFDM 信道估计算法

尚 政 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘 要: 该文提出了一种新的信道估计算法,用于无线移动信道下的正交频分复用 (OFDM) 系统。该算法对接收的导频信号 (Pilot) 分别在多径展宽域和多普勒展宽域进行处理,显著地降低了子载波间干扰和高斯白噪声的影响。此外,多普勒展宽域处理的滤波器是动态设计的,具有良好的自适应性。仿真结果表明,在不同的多普勒频偏下,该算法都有良好的性能。

关键词: OFDM, 信道估计, 导频信号, 多径展宽, 多普勒展宽

中图分类号: TN914, TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)04-0603-05

A Two Dimensional Processing Based Channel Estimation Method for Wireless OFDM Systems

Shang Zheng Zhu Jin-kang

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

Abstract This paper proposes a novel channel estimation method for wireless Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. The method can significantly reduce the Inter-Carrier Interference (ICI) and additive white Gaussian noise by processing the received pilots both in multipath spread domain and Doppler spread domain. Furthermore, the method is adaptive in the sense that the cutoff frequency of the filter in the Doppler spread domain is designed dynamically to match the Signal-to-Noise Ratio (SNR). Computer simulation results demonstrate that the proposed method performs well at various Doppler frequency shifts.

Key words Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Channel estimation, Pilot, Multipath spread, Doppler spread

1 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)^[1,2] 具有高速数据传输能力、高效的频谱利用率和抗多径干扰等能力,并可方便地与自适应调制、自适应功率分配等自适应技术相结合,因而引起了广泛的兴趣,并被广泛应用到无线通信系统中。例如 ETSI HiperLAN2 和 IEEE 802.11(a) 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^[3]。文献[4]中提出了

一种基于变换域滤波的算法,文献[5]研究了在多径展宽域上处理,对多径进行筛选的算法。这些方法都仅仅在频率域或多径展宽域上进行一维处理,滤除部分噪声和干扰,同时由于噪声的影响,文献[5]中的多径筛选方法存在较高的漏选和误选概率。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,同时需要准确估计策动噪声的方差,否则会恶化系统性能。文献[7]提出了 MMSE (Minimum Mean Square Error) 算法,为均方误差最小准则下的最优估计,但计算量过高,很难实用。

本文提出了一种新的 OFDM 信道估计算法,结合最强径 (Most Significant Taps, MST) 选择和多普勒展宽域滤波,在多径展宽域和多普勒展宽域进行二维处理。理论分析和仿真结果表明,该算法有良好的性能且算法简单实用。

2 系统模型

设 OFDM 系统的子载波数目为 N , 经过快速傅立叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后的信号可以表示为

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

其中 i 表示 OFDM 符号的序号, k 表示子载波的序号; $\text{IFFT}_M[\cdot]$ 表示 N 点的快速傅里叶逆变换($\text{FFT}_M[\cdot]$ 表示 N 点的快速傅里叶变换); $X(i, k)$ 表示发送的频域信号。

由于信道是时变的, 且信道的衰落快慢是随机的。为了适应不同的信道变化情况, 考虑 OFDM 系统的导频设计采用梳状插入方案, 即在每个 OFDM 符号内, 导频均匀等间隔的插在子载波上。设导频占用 M 个子载波, 按比率 $R=N/M$ 等间隔的插入到 N 个子载波中, 与数据符号复用为一个完整的 OFDM 符号, 导频的插入相位为 K_0 , 即导频的第一个符号插放在第 K_0 个子载波上, 导频占用的子载波集合可以表示为

$$\gamma = \{k | k = mR + K_0; m = 0, \dots, M-1\} \quad (2)$$

其中 $K_0 \in [0, R)$ 。

信道的冲激响应可以表示为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{r-1} h_l e^{j\frac{2\pi}{N} f_{Dl} T n} \delta(\lambda - \tau_l) \quad (3)$$

其中 r 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; λ 为多径展宽轴标记; T 为采样周期; τ_l 为第 l 径的时延(归一化到采样频率)。

经 FFT 后, 接收到的频域信号可以表示为

$$\begin{aligned} Y(i, k) &= X(i, k)H(i, k) + W(i, k) + I(i, k) \\ &= X(i, k)H(i, k) + \tilde{W}(i, k) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $Y(i, k)$ 表示接收到的频域信号; $H(i, k)$ 表示信道的频率响应; $W(i, k)$ 表示高斯噪声; $I(i, k)$ 表示其它子载波对第 k 个子载波的干扰。在子载波数目 N 较大的情况下, 由中心极限定理 $I(i, k)$ 服从高斯分布, 所以式(4)中的 $\tilde{W}(i, k)$ 服从高斯分布, 设其方差为 σ_f^2 。

假设系统完全同步, 则导频子载波位置上信道的最小二乘 (Least Square, LS) 估计为

$$\begin{aligned} \hat{H}_{LS}(i, m) &= \frac{Y(i, mR + K_0)}{PN(m)} = H(i, m) + \frac{\tilde{W}(i, m)}{PN(m)} \\ &= H(i, m) + W_1(i, m) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $PN(m)$ ($m=0, \dots, M-1$) 表示用做导频的伪随机序列。

3 算法描述

在 OFDM 高速传输系统中, 接收端可以在较短的时间内获得大量的数据, 因此可以对收到的数据进行联合处理。本文对 L 个 OFDM 符号进行联合处理, 首先得到导频位置上信道的 LS 估计 $\hat{H}_{LS}(i, m)$, ($m=0, \dots, M-1$); 然后分别经过多径展宽域处理和多普勒展宽域处理, 得到滤波后的冲激响应 $\hat{h}_1(i, n)$, 如图 1 所示(图 1 中 $\text{FFT}_M(n)$ 表示对参数 n 做 N 点 FFT 变换); 最后再通过内插得到全部子载波上频率响应的估计值 $\hat{H}(i, k)$ 。在本文以下部分中, 频域特指子载波序号 k 所张成的域, 与多径展宽域构成傅里叶变换对; 时域特指符号序号 i 所张成的域, 与多普勒展宽域构成傅里叶变换对。

3.1 多径展宽域处理

利用 IFFT 将 $\hat{H}_{LS}(i, m)$ 变换到多径展宽域, 获得冲激响应的 LS 估计。即

$$\hat{h}_{LS}(i, n) = \text{IFFT}_M[\hat{H}_{LS}(i, m)] = h(i, n) + w_1(i, n) \quad (6)$$

其中 $n=0, \dots, M-1$ 。

文献[5]中, 采用了 MST 选择算法, 该算法对各符号的 \hat{h}_{LS} 单独处理, 保留所有多径中最强的 N_1 径 ($N_1 \geq r$), 而将其余径置 0, 或保留大于某一门限的多径, 而将其余径置 0。由于噪声和 ICI 占据整个多径展宽域 ($n \in \{0, \dots, M-1\}$), 而信道的多径信息以脉冲的形式占据部分多径展宽域 ($n \in \{n_1, \dots, n_r\}$), 故该算法可以较好地抑制噪声和干扰。但是由于噪声和干扰的影响, 会出现误选和漏选的情况。本文改进了文献[5]中的判决依据, 对多个符号进行联合分析, 减少了噪声和干扰的影响, 可以有效地降低误选和漏选概率。

本文的方法为: 统计 $\hat{h}_{LS}(i, n)$ 在 L 个符号中的平均功率 $P_w(n)$ 以及总功率 P_t 。然后按门限对 $P_w(n)$ 进行判决, 获得多径位置的估计, 或选取 $P_w(n)$ 中值最大的 N_1 径 ($N_1 \geq r$), 作为多径位置的估计。

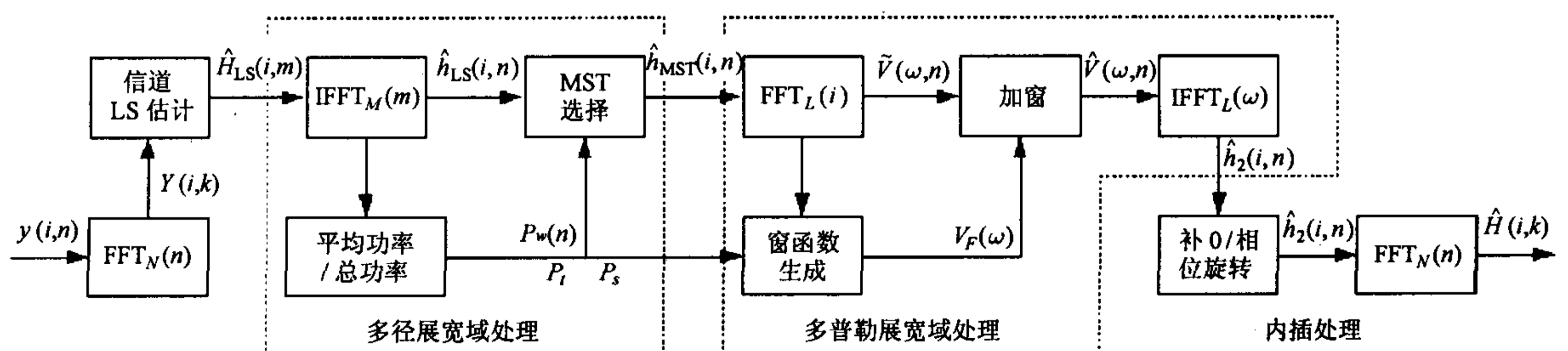


图1 算法框图

$$P_w(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} |\hat{h}_{LS}(i, n)|^2, \quad P_t = \sum_{n=0}^{M-1} P_w(n) \quad (7)$$

$$\hat{h}_{MST}(i, n) = \begin{cases} \hat{h}_{LS}(i, n), & n \in \beta \\ 0, & n \notin \beta \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\beta = \{n | n = 0, \dots, M-1; P_w(n) \geq \eta_1 \cdot P_t\}$, η_1 与希望识别出的最弱径的功率有关, 例如, 希望识别出的最弱径的功率为 -30dB (设信道增益为 0dB), 则 $\eta_1 = 10^{-3}$; 或 β 为 $P_w(n)$ 中 N_1 个最大值的序号的集合; $i=0, \dots, L-1$ 。

3.2 多普勒展宽域处理

在获得冲激响应的 MST 估计 \hat{h}_{MST} 后, 文献[5]直接将其变换回频域并内插获得所有子载波上信道频率响应的估计。本文提出了在多普勒展宽域进行滤波的方法, 进一步降低噪声的影响。其依据是噪声和 ICI 占据整个多普勒展宽域, 而信道的多普勒展宽信息则是窄带的。

本文的方法是先将 $\hat{h}_{MST}(i, n)$ 变换到多普勒展宽域, 得到各径的频谱 $\tilde{V}(\omega, n)$, 然后估计出多普勒展宽的带宽, 构造合适的低通滤波器 $V_F(\omega)$ 对各径进行低通滤波。不妨设 $P_w(n_1)$ 具有最大值, 即第 n_1 径的功率最强。对第 n_1 径的频谱 $\tilde{V}(\omega, n_1)$ 进行判决, 即可估计出多普勒展宽的范围。若 L 不是 2 的整数次幂, 可利用前后数据块凑成 2 的整数次幂。

$$\tilde{V}(\omega, n) = \text{FFT}_L[\hat{h}_{MST}(i, n)] \quad (9)$$

其中 $n \in \beta; \omega = 0, \dots, L-1$ 。

$$V_F(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \in [0, F_c] \cup [L-F_c, L-1] \\ 0, & \omega \in (F_c, L-F_c) \end{cases} \quad (10)$$

其中 F_c 为滤波器 $V_F(\omega)$ 的截止频率。

$$\hat{V}(\omega, n) = \tilde{V}(\omega, n) \cdot V_F(\omega) \quad (11)$$

其中 $n \in \beta; \omega = 0, \dots, L-1$; $\hat{V}(\omega, n)$ 为滤波后的频谱, 再将它变换回时域, 即可得到滤波后的冲激响应。

$$\hat{h}_1(i, n) = \text{IFFT}_L[\hat{V}(\omega, n)] = h(i, n) + w_3(i, n) \quad (12)$$

其中 $n \in \beta; i = 0, \dots, L-1$ 。

得到 $\hat{h}_1(i, n)$ 后, 将其变换到频域并内插即可得到所有子载波上的信道估计 $\hat{H}(i, k)$ 。

在多普勒展宽域处理中, 如何设计滤波器 $V_F(\omega)$ 是一个关键, 下面考虑滤波器截止频率 F_c 的设计:

由于在 $(F_c, L-F_c)$ 区域内, 有用信号的能量虽然很小, 但实际并不为 0。因此式(10)所对应的滤波器会损失部分有用信号的能量。在低信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 下, 噪声是影响估计性能的主要因素, 因此希望此时滤波器的通带带宽较窄, 以滤除尽量多的噪声; 在高 SNR 时, 有用信号的损失成了影响估计性能的主要因素, 因此希望此时滤波器的通带带宽较宽, 以尽量少的损失信号能量。同时为简单起见, 本文构造了一个随 SNR 分段线性变化的截止频率, 以适应不同的 SNR。其设计方法如下:

$$F_c = \begin{cases} F_{c0}, & \eta_3 \leq \text{snr}_l \\ F_{c0} + K\eta_3, & \eta_3 \in (\text{snr}_l, \text{snr}_h) \\ L/2 - 1, & \eta_3 \geq \text{snr}_h \end{cases} \quad (13)$$

其中 snr_l 、 snr_h 分别为低 SNR 和高 SNR 的门限值 (其计算方法见附录 A); F_{c0} 为最小的截止频率, 即在任何 SNR 下都满足 $F_c \geq F_{c0}$, 其计算方法如式(14); η_3 为 SNR 的估计值, 其计算方法如式(15), (16); K 是步进系数, 其计算方法如式(17)。

$$\frac{\sum_{\omega=0}^{F_{c0}} |\tilde{V}(\omega, n_1)|^2 + \sum_{\omega=L-F_{c0}}^{L-1} |\tilde{V}(\omega, n_1)|^2}{\sum_{\omega=0}^{L-1} |\tilde{V}(\omega, n_1)|^2} = \eta_2 \quad (14)$$

其中 $\eta_2 = 0.9 \sim 0.95$ 。

$$\eta_3 = 10 \cdot \lg \left[\frac{P_s}{P_t - P_s} + \Delta\mu \right] + \Delta\eta \quad (15)$$

$$P_s = \sum_n P_w(n), \quad n \in \beta \quad (16)$$

其中 P_s 为有用信号功率的估计值; P_t 为接收信号的总功率, 如式(7)所示; $\Delta\mu$ 、 $\Delta\eta$ 为偏移量 (其计算方法见附录 B), 用来纠正 P_s 项造成的估计误差。

$$K = (L/2 - 1 - F_{c0}) / (\text{snr}_h - \text{snr}_l) \quad (17)$$

由于在高 SNR 下, ICI 成为系统的主要干扰, 所以在不同的多普勒频偏下, snr_h 应是不同的, 故步进系数 K 也应是不同的。但幸运的是, 在 SNR 较高时, F_c 有一个很大的范围, 在此范围内估计性能的变化非常缓慢。也就是说, 甚至可以设计出一个固定的步进系数 K 来满足不同的多普勒频偏, 而估计性能的损失却不大。

4 算法分析

由于数据子载波上的信道估计值是由导频子载波上的信道估计值经过内插得到的, 内插算法的影响在文献[8]中做了详细分析。同时, 系统的时间、频率跟踪环路需要利用导频子载波上的信道估计值。故在下述分析中, 只分析在导频子载波上信道估计的性能, 并假设各项处理为理想处理, 不损失信号的能量。

4.1 LS 估计的性能

在频域上, 不妨设导频符号的模值为 A , 式(4)中 $\tilde{W}(i, k)$ 的方差为 σ_f^2 , 易得式(5)中 $W_1(i, m)$ 的方差为 $\sigma_{f1}^2 = \sigma_f^2 / A^2$ 。则 LS 估计的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 为^[5]

$$\begin{aligned} \text{mse}\{\hat{H}_{LS}(i, m)\} &= E \left[\left| \hat{H}_{LS}(i, m) - H(i, m) \right|^2 \right] \\ &= \sigma_f^2 / A^2 \end{aligned}$$

其中 $E[\cdot]$ 表示求数学期望。

4.2 多径展宽域 MST 选择增益

变换到多径展宽域后, 假设 MST 选择出 N_1 径 ($N_1 \geq r$),

且无漏选。则

$$\begin{aligned} \hat{h}_{\text{MST}} &= h(i, n) + w_2(i, n) \\ w_2(i, n) &= \begin{cases} w_1(i, n), & n \in \beta \\ 0, & n \notin \beta \end{cases} \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $i=0, \dots, L-1$ 。

在式(6)中, $w_1(i, n) = \text{IFFT}_M[W_1(i, m)]$, 易知其方差为 $\sigma_{\tau_1}^2 = \sigma_{f_1}^2 / M = (1/M) \cdot (\sigma_f^2 / A^2)$, 所以式(18)中, $w_2(i, n)$ 的方差为 $\sigma_{\tau_2}^2 = (N_1/M) \cdot \sigma_{\tau_1}^2 = (N_1/M^2) \cdot (\sigma_f^2 / A^2)$ 。若采用文献[5]中的算法, 将 $\hat{h}_{\text{MST}}(i, n)$ 变回频域得到 $\hat{H}_{\text{MST}}(i, m)$, 则估计的均方误差为

$$\begin{aligned} \text{mse}\{\hat{H}_{\text{MST}}(i, m)\} &= E\left[\left|\hat{H}_{\text{MST}}(i, m) - H(i, m)\right|^2\right] \\ &= M\sigma_{\tau_2}^2 = (N_1/M) \cdot (\sigma_f^2 / A^2) \end{aligned}$$

所以, 经过 MST 选择后, 可以获得的最大增益为 $G_{\text{MST}} = 10 \cdot \lg(M/N_1)$ 。由于一般满足 $N_1/M \ll 1$, 故可以获得较大的处理增益。

4.3 多普勒展宽域滤波增益

设多普勒频偏为 f_d , 归一化到子载波间隔为 $f_d / \Delta f = f_{\Delta} = N_F / L$, 其中 $N_F = 2F_c + 1$ 为式(10)中滤波器的通带带宽。经过多普勒展宽域滤波后, 式(12)中 $w_3(i, n)$ 的方差为 $\sigma_{\tau_3}^2 = (N_F/L) \cdot \sigma_{\tau_2}^2 = (N_F/L) \cdot (N_1/M^2) \cdot (\sigma_f^2 / A^2)$, 将 $\hat{h}_1(i, n)$ 变回频域后得 $\hat{H}(i, m)$, 则估计的均方误差为

$$\begin{aligned} \text{mse}\{\hat{H}(i, m)\} &= E\left[\left|\hat{H}(i, m) - H(i, m)\right|^2\right] \\ &= M\sigma_{\tau_3}^2 = (N_F/L) \cdot (N_1/M^2) \cdot (\sigma_f^2 / A^2) \end{aligned}$$

所以, 经过多普勒展宽域滤波后, 可以获得的最大增益为 $G_{\text{FD}} = 10 \cdot \lg(L/N_F)$ 。同样, 一般也满足 $N_F/L \ll 1$, 故可以获得较大的处理增益。

5 仿真分析

在仿真中, 我们考虑一个 20M 带宽, 2048 个子载波的 OFDM 高速数据传输系统。其中循环前缀占符号的 1/8, 导频占子载波数目的 1/8。数据块长 800 个 OFDM 符号 (92.16ms), 为使用 FFT/IFFT, 利用前后块的数据凑成 1024 个 OFDM 符号进行多普勒展宽域处理。信道采用 COST207 六径模型, 最大多径时延为 10 μs , 六径在 0~10 μs 内等间隔分布, 多径强度服从指数衰减, 各径的功率谱密度满足通常的 Jake 模型。

图 2~图 4 分别显示了在不同多普勒频偏下, LS 估计、MST 估计、本文改进 MST 估计和本文 MST 选择滤波估计算法的性能比较, f_d^T 表示归一化的最大多普勒频偏值 (相对于子载波间隔)。其中 MST 选择的多径数目都为 8; 步进系

数 $K=2.25$; 图 5 显示了在 SNR=20dB 时, 式(10)中滤波器的截止频率与估计 MSE 的关系, 其横轴表示在 F_{c0} 基础上的额外增加量 $\Delta C_{20\text{dB}}$, 由式(13), $\Delta C_{20\text{dB}} = K\eta_3$ 。

从图 2~图 4 可以看出: (1) 本文的 MST 改进算法可以获得 4~5dB 的 SNR 增益, 说明改进后的 MST 选择算法能有效地降低漏选和误选概率; (2) 在不同多普勒频偏下, 本文的 MST 选择滤波算法可以获得 12dB 以上的 SNR 增益, 说明该算法可以显著地抑制噪声和 ICI 干扰; (3) 本文 MST 选择滤波算法的性能曲线的下降速度较缓慢, 在低 SNR 下的增益大于在高 SNR 下的增益, 这也表明本文所设计的滤波器动态通带带宽是有效的; (4) 当多普勒频偏增大时, 各种估计算法的性能都随之下落。本文的 MST 选择滤波算法的增益也随之下落, 但仍有良好的性能。从图 5 可以看出, 在不同的多普勒频偏下, 最优的通带带宽是不同的。但该通带带宽有一个很大的范围, 在此范围内估计性能的变化是非常缓慢的。这也是本文简化滤波器通带带宽设计的依据。

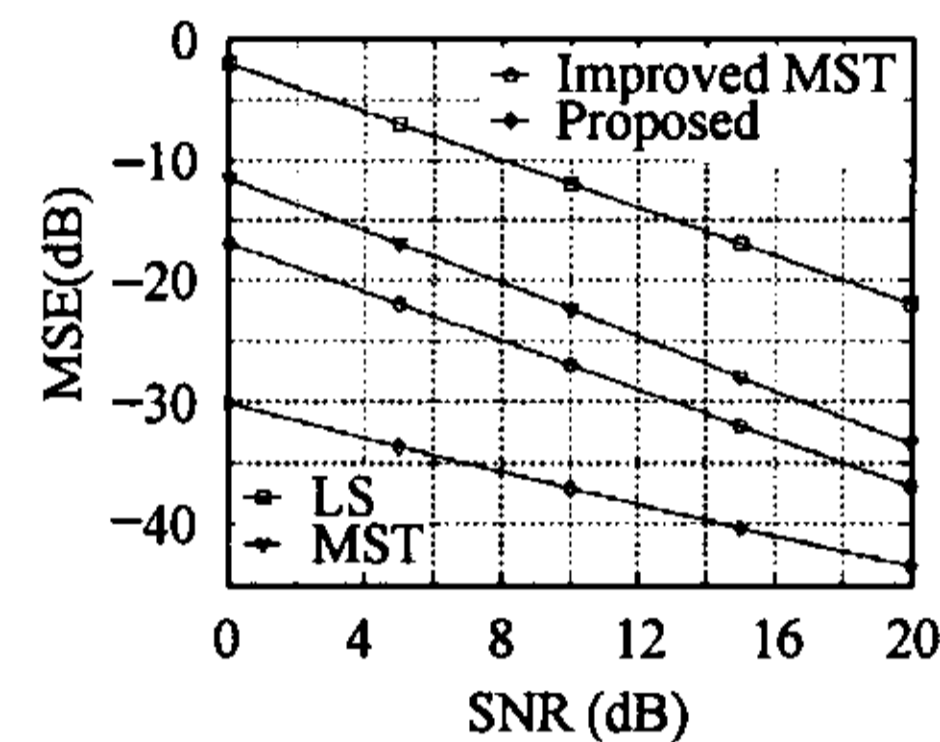


图 2 $f_d T = 0.0031$ 时的性能比较

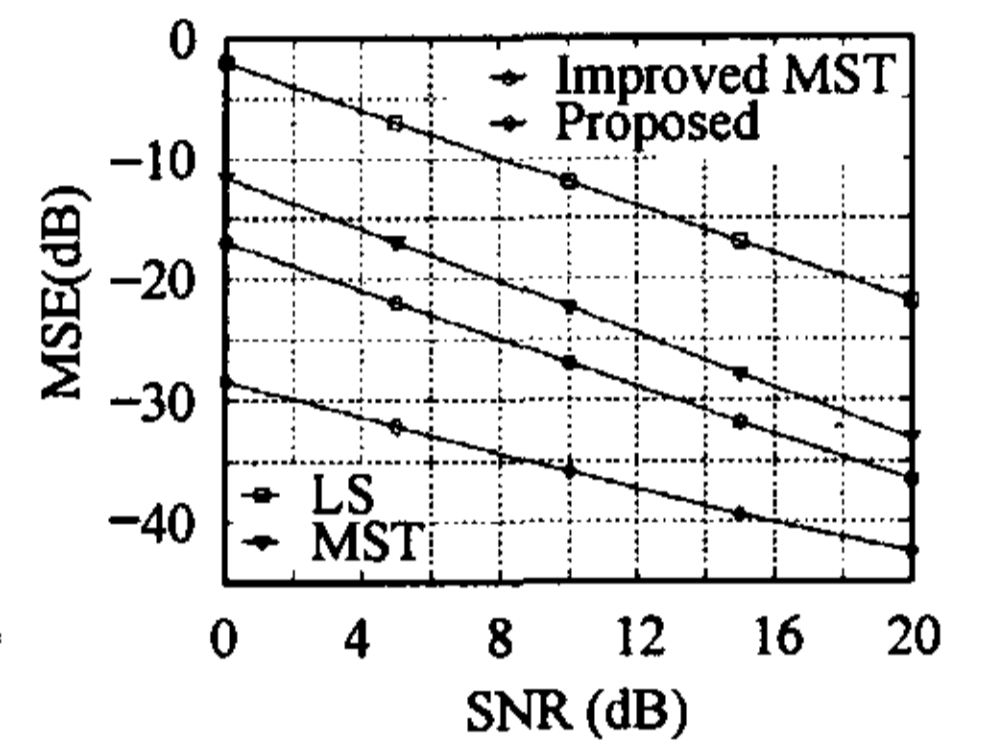


图 3 $f_d T = 0.0205$ 时的性能比较

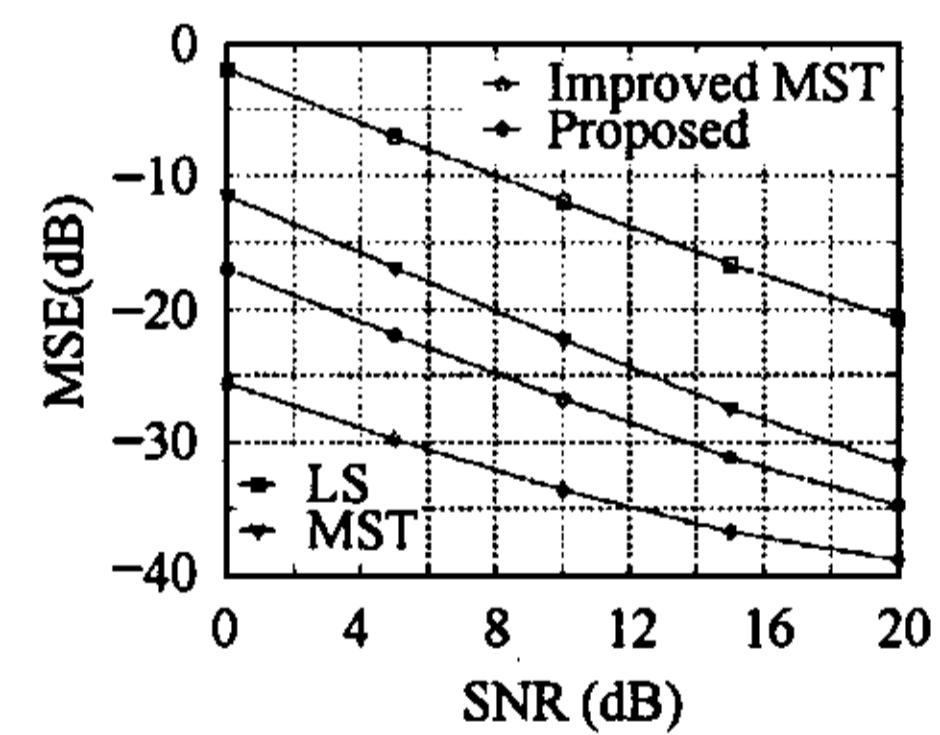


图 4 $f_d T = 0.0512$ 时的性能比较

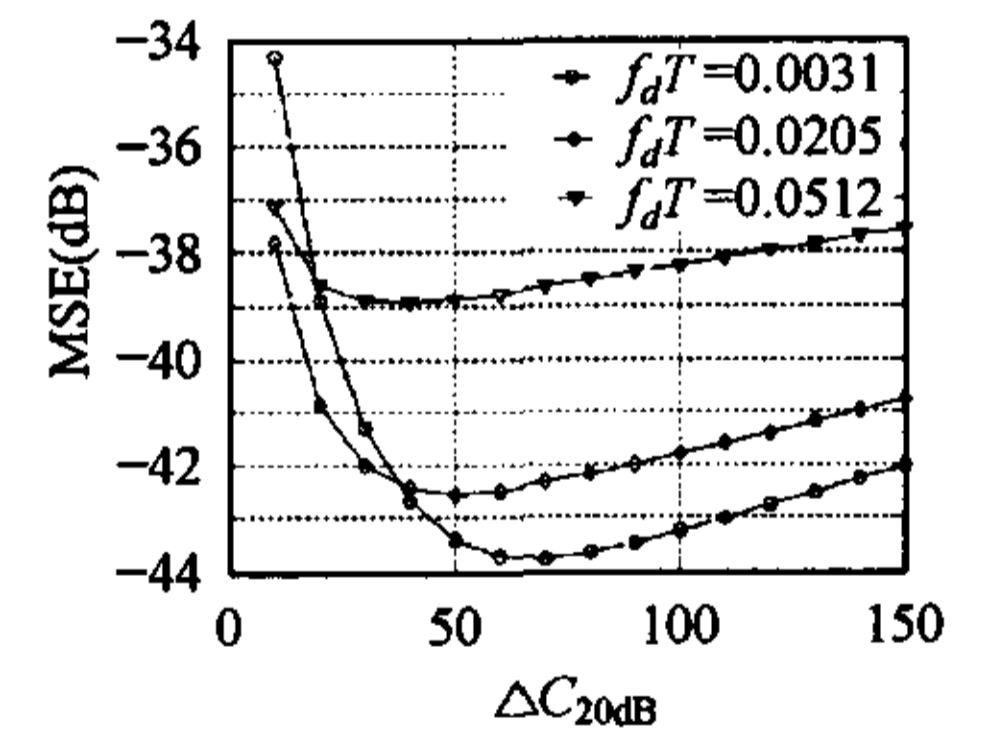


图 5 截止频率与性能关系曲线

6 结束语

在 OFDM 高速传输系统中, 接收端可以对大量数据进行联合处理, 获得更多的信道信息。本文在此基础上提出了一种新的 OFDM 信道估计算法, 结合 MST 选择和多普勒展宽域滤波, 在多径展宽域和多普勒展宽域进行二维处理, 达到很好的抑制噪声和 ICI 的目的, 以较少的计算量换取了较大的性能改善。仿真结果表明, 该算法具有良好的性能和良好的自适应性, 在不同多普勒频偏下均具有良好性能。由于 OFDM 系统的时间、频率跟踪环路, 解调器, 解码器等模块都需要用到信道估计的结果, 因此本文的算法除了能改善系统的误码性能外, 还能有效地提高系统的稳定性, 尤其是在低 SNR 下。

附录 A

式(13)中的 snr_l 、 snr_h 的计算方法

在多径展宽域, 设每径的噪声功率为 $\sigma_{\tau 1}^2$, 有用信号的总功率为 P , 且在 MST 选择时从 M 径中选出 N_1 径。变换到多普勒展宽域后, 每径的噪声功率为 $L \cdot \sigma_{\tau 1}^2$, 有用信号的总功率为 $L \cdot P$ 。定义信号损失率函数 $\eta_{\text{loss}}(F_c)$ 如下:

$$\eta_{\text{loss}}(F_c) = \frac{\sum_{\omega=F_c+1}^{L-F_c-1} |\tilde{V}(\omega, n_1)|^2}{\sum_{\omega=0}^{L-1} |\tilde{V}(\omega, n_1)|^2} \quad (\text{A-1})$$

其中 F_c 为滤波器的截止频率; $\tilde{V}(\omega, n_1)$ 为最强径的信道多普勒展宽频谱。则在多普勒展宽域内, 平均每径的信号损失功率为

$$\bar{P}_{\text{loss}}(F_c) = L \cdot P \cdot \eta_{\text{loss}}(F_c) / N_1 \quad (\text{A-2})$$

在阻带内, 信号损失的功率密度函数为

$$S(F_c) = \bar{P}_{\text{loss}}(F_c) / (L - 2F_c - 1) \quad (\text{A-3})$$

当 SNR 很低, 噪声功率谱密度大于 $S(F_{c0})$ 时, 滤掉的噪声功率大于损失的信号功率, 此时应按最小截止频率 F_{c0} 来设计滤波器, 所以可将此时对应的 SNR 作为 snr_l 。由于在 F_c 足够大时, $S(F_c)$ 已经趋于常数, 所以当 SNR 很高时, 对一个足够大的通带截止频率 F_{ce} , 噪声功率谱密度小于 $S(F_{ce})$ 时, 即可认为此时多普勒展宽域滤波不会带来明显增益了, 可将此时对应的 SNR 作为 snr_h 。在噪声功率谱密度等于 $S(F_c)$ 时, 有

$$\frac{\bar{P}_{\text{loss}}(F_c)}{L - 2F_c - 1} = \frac{L \cdot \sigma_{\tau 1}^2}{L} \Rightarrow \frac{L \cdot P \cdot \eta_{\text{loss}}(F_c) / N_1}{L - 2F_c - 1} = \sigma_{\tau 1}^2 \quad (\text{A-4})$$

所以, 接收信噪比可以表示为

$$10 \cdot \lg \frac{P}{M \sigma_{\tau 1}^2} = 10 \cdot \lg \frac{N_1 \cdot (L - 2F_c - 1)}{M \cdot L \cdot \eta_{\text{loss}}(F_c)} \quad (\text{A-5})$$

所以, snr_l 、 snr_h 可以通过以下公式获得:

$$\text{snr}_l = 10 \cdot \lg \frac{N_1 \cdot (L - 2F_{c0} - 1)}{M \cdot L \cdot \eta_{\text{loss}}(F_{c0})} \quad (\text{A-6})$$

$$\text{snr}_h = 10 \cdot \lg \frac{N_1 \cdot (L - 2F_{ce} - 1)}{M \cdot L \cdot \eta_{\text{loss}}(F_{ce})} \quad (\text{A-7})$$

其中 $(2F_{ce} - 1) / L = 0.7 \sim 0.9$ 。

在高 SNR 下, ICI 是系统的主要干扰。考虑到 ICI 的影响, 最优的 snr_h 应比式(A-7)计算出的大。但由图 5 可知, 在 SNR 较高时, F_c 有一个很大的范围, 在此范围内估计性能的变化非常缓慢。所以仍可按式(A-7)来计算 snr_h , 而估计性能的损失却不大。

附录 B

式(15)的推导

在多径展宽域, 设每径的噪声功率为 $\sigma_{\tau 1}^2$, 有用信号的

总功率为 P , 且在 MST 选择时从 M 径中选出 N_1 径。由于每径的噪声功率相等, $P_s = P + N_1 \sigma_{\tau 1}^2$, $P_t = P + M \sigma_{\tau 1}^2$, 所以可得:

$$\lg \left[\frac{P}{M \sigma_{\tau 1}^2} \right] = \lg \left[\frac{P_s}{P_t - P_s} \frac{N_1}{M - N_1} \right] - \lg \left[\frac{M}{M - N_1} \right] \quad (\text{B-1})$$

由于 $10 \cdot \lg(P / (M \sigma_{\tau 1}^2))$ 为实际的接收 SNR, 故可得接收 SNR 的估计式:

$$\eta_3 = 10 \cdot \lg \left[\frac{P_s}{P_t - P_s} + \Delta \mu \right] + \Delta \eta \quad (\text{B-2})$$

其中 $\Delta \mu = -\frac{N_1}{M - N_1}$; $\Delta \eta = -10 \cdot \lg \left(\frac{M}{M - N_1} \right)$ 。

参考文献

- [1] Cimini L Jr.. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Trans. on Commun.*, 1985, 33(7): 665 - 675.
- [2] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An ideal whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, 1990, 28(5): 5 - 14.
- [3] Tufvesson F, Maseng T. Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems. *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th. Phoenix, 1997, vol.3: 1639 - 1643.*
- [4] ZhaoYuping, Huang Aiping. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th. Phoenix, 1997, vol.3: 2089 - 2093.*
- [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] Li Y, Cimini L Jr., Sollenberger N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(7): 902 - 915.
- [8] Jae Kyoung Moon, Song In Choi. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 46(1), 2000: 161 - 170.

尚政: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、OFDM、高速传输技术。

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。