

分段限速设计改善导频辅助调制系统频谱效率的研究

杨玉丽, 马 猛, 焦秉立
(北京大学信息科学技术学院, 北京 100871)

摘 要: 本文提出了一种分段限速的传输方式、用以改善频率选择性块衰落信道中导频辅助调制 OFDM 系统的频谱效率, 具体设计为: 发射机将一个 OFDM 数据块分为若干组、每组的传输速率限定为它能够达到的输入与输出之间互信息的下界; 接收机将当前组的符号判决后用作下一组附加的导频符号, 附加导频符号的增多将提高信道估计质量, 并最终改善系统频谱效率. 理论上讲, 在每组信息符号足够多的情况下, 只要传输速率不大于互信息下界, 信道编码可以保证该组误符号率的极限为零. 文中以这一极限为前提, 推导了分段限速设计能够达到的频谱效率. 理论分析及其数值结果表明: 与传统导频辅助调制 OFDM 系统相比, 分段限速设计能够实现更高的频谱效率.

关键词: 频谱效率; 信道估计; 导频辅助调制

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 09-1660-05

A Design for Increasing Spectral Efficiency of PSAM-OFDM System Based on Segmented Effective Transmission Rate

YANG Yu-li, MA Meng, JIAO Bing-li
(School of Electronics Engineering & Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: This paper presents a design for increasing spectral efficiency of Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM)-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system by the use of segmented data rate transmission in the frequency selective block fading channel model. In the proposed scheme, the transmitter divides the information bearing tones of a block into several segments, each of which uses the data rate limited by its lower bound of the mutual information. The receiver detects current segments and uses the detected symbols as the addition pilots for next segment. With the number of the pilot symbols increases, quality of each channel estimate is improved and, consequently, the spectral efficiency of the system can be increased. It is reasonable to assume that the limit of symbol error rate is zero when each segment contains large number of symbols. Under this assumption, we derived the lower bound of the spectral efficiency. The numerical results show the spectral efficiency gain over the conventional design.

Key words: spectral efficiency; channel estimate; pilot symbol assisted modulation (PSAM)

1 引言

如何提高频谱效率一直是无线通信研究领域所关注的问题, 所谓频谱效率, 是指考虑到传输有效信息以外的开销后, 系统能够达到的实际信道容量. 由于在实际无线信道中传输的信号会经历随机衰落信道, 研究人员推广了传统意义上加性 Gaussian 白噪声信道中的“Shannon 容量”^[1] 概念, 使它成为研究时变衰落信道容量的基础. Biglieri、Proakis 和 Shamai 系统地总结了关于衰落信道的研究, 并对衰落信道容量的概念进行了详细阐述^[2]. 从无线通信系统所获得的衰落信道信息的准确程度来看, 可以将对于衰落信道容量的研究分为两类:

一类是在系统能够获得完整信道信息的条件下的容量性能研究, 另一类则是在系统获得部分信道信息的条件下的容量性能研究. 相对于前者, 后者的研究更具有实际意义, 因为任何实际系统只可能获得不完整信道信息.

近年来, 许多研究者对于获得不完整信道信息系统频谱效率进行了研究. 首先, Médard 证明了这种系统的频谱效率与信道估计误差有关^[3], 误差的方差越大, 频谱效率越低. 在此基础上, Hassibi^[4]、Liang Tong^[5]、Giannakis^[6] 和他们的合作者分别从系统能够达到的频谱效率的角度研究了信道估计技术, 即: 块衰落信道中的导频辅助调制技术. 他们分别深入分析了导频辅助调制系

统在不同情况下能够达到的最高频谱效率下界,力求获得最高频谱效率下界时的导频设计^[4~6].在衰落信道块长度及其中各个符号能量均给定的条件下,导频数目增多时,信道估计质量提高,即信道估计误差的方差减小,这样一方面有利于提升系统频谱效率;但是,导频数目的增多使得信息数目减少、传输效率降低,因此另一方面促使系统频谱效率下降.所以,导频符号数量和能量的最优设计就是对于以上两种影响的折衷,文献[4~6]分别给出了几种不同条件下的结果.

在对于传统导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率的研究中,研究人员采用恒定的信息速率于 OFDM 数据块,因此信道估计反馈算法未显示出明显的作用.我们分析发现,上述恒定速率是限制频谱效率提高的根本所在.有鉴于此,我们希望能用分段限速设计来提高导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统的频谱效率.在分段限速系统中,将一个 OFDM 数据块上的所有信息符号分为若干组,各组信息符号的传输速率被限定为判决该组时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界;接收端将当前组信息符号判决后用作下一组的附加导频、并与已知导频一起估计信道信息,从而提高信道估计质量.因此下一组能够以更高的数据速率传输.本文中使用的“OFDM 数据块”这一概念是指 OFDM 系统中一个二维时频块上的数据,“符号”这一概念则是指 OFDM 数据块中的最小单元.

从理论上讲,在信道编码的码长趋于无穷的条件下,如果信息传输速率不高于判决该信息时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界,则判决误码率趋于零.文中以这一极限为前提,进一步推导了分段限速设计导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统频谱效率的理论极限.本文第 2 章简要介绍频率选择性块衰落信道中导频辅助调制 OFDM 系统的频谱效率;第 3 章将具体给出导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统中的分段限速设计,并分析该系统所能达到的频谱效率,同时给出导频和每组信息的最优分配方案以及判决各组信息时系统所能达到的互信息;第 4 章给出理论分析的数值结果.

2 导频辅助调制 OFDM 系统的频谱效率

考虑频率选择性 Rayleigh 块衰落信道模型,即信道衰落参数在一个 OFDM 数据块上保持不变,但是,在不同的 OFDM 数据块上是随机变化的.文献[6]对于导频辅助调制 OFDM 系统达到最高频谱效率时所对应的导频设计进行了分析,结果表明,与频率选择性衰落信道中多径数目相等的导频符号在 OFDM 数据块上等间隔分布时,导频辅助调制 OFDM 系统能够达到最高的频谱效率.所以,如果导频辅助调制 OFDM 系统中各 OFDM

数据块的大小和能量均已给定,那么对应于最高频谱效率的 OFDM 数据块设计则是:首先,将与频率选择性衰落信道中多径数目相等的导频符号等间隔分布于 OFDM 数据块中;然后,将给定的总能量在导频符号与信息符号之间进行分配.

下面介绍导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率的具体分析过程.设频率选择性衰落信道的多径数为 L ,而系统中每个 OFDM 数据块均由 N 个符号构成,其中有 M 个信息符号、 K 个导频符号,且 $M + K = N$.将 M 个信息符号记作 $M \times 1$ 维的列向量 \mathbf{x} ,而 \mathbf{x} 经过 $N \times M$ 维的预编码矩阵 \mathbf{A} 进行预编码后,则与整个 OFDM 数据块中的符号总数 N 匹配,并在所得到的向量中预留 K 个等间隔的空隙插入导频符号,根据系统达到最高频谱效率的条件,有 $K = L$.

接收端将 OFDM 循环前缀移除后,不失一般性,得到的任一 OFDM 数据块在频域上均可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{h} + \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中, \mathbf{y} 是 $N \times 1$ 维向量,其中的元素对应于接收端移除循环前缀后得到的 OFDM 数据块中的各个符号; \mathbf{B} 是 $N \times L$ 维的列循环导频矩阵,第一列 \mathbf{b} 则是 $N \times 1$ 维接收端已知的导频向量,有 $K = L$ 个能量相等的导频符号等间隔插入其中; $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T$ 是频率选择性衰落信道的参数,其中, $h_l (l = 0, 1, \dots, L-1)$ 是零均值且方差为 $\sigma_{h_l}^2$ 的复 Gaussian 随机变量; \mathbf{H} 是 $N \times N$ 维的列循环矩阵,第一列为 $[\mathbf{h}^T, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}]^T$; \mathbf{A} 则是 $N \times M$ 维的预编码矩阵; \mathbf{w} 是 $N \times 1$ 维的加性复 Gaussian 噪声向量,其均值为 $\mathbf{0}$ 、相关矩阵为 $\sigma_w^2 \mathbf{I}$.

分析信道估计时,可以假设 $\mathbf{A} = \mathbf{0}$,即 $\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{h} + \mathbf{w}$.于是,利用已知导频的 MMSE 信道估计则可以表示为

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\sigma_w^2} (\mathbf{R}_h^{-1} + \mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{y} \quad (2)$$

其估计误差的方差为

$$\sigma_{\Delta h}^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_w^2}{\sigma_w^2 + P_b \sigma_{h_l}^2} \quad (3)$$

其中, $\hat{\mathbf{h}}$ 表示利用已知导频的 MMSE 信道估计值,而 $\sigma_{\Delta h}^2$ 表示与之对应估计误差的方差; $\mathbf{R}_h = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ 是信道相关矩阵,而 $E\{\cdot\}$ 表示数学期望的运算,上标 H 表示矩阵的共轭转置; $P_b = 1/b|^2$ 是一个 OFDM 数据块中所有导频符号的总能量.

考虑到已知导频符号和循环前缀的带宽开销以及衰落信道的随机性,传统导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率的下界为^[6]:

$$C_{\text{trad}} = \frac{M}{N + (L - 1)} E_h \{\log_2(1 + \rho(\hat{\mathbf{h}}))\} \quad (4)$$

式中, C_{trad} 表示传统导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率

的下界; ρ 表示等效输出信噪比, 计算如下:

$$\rho = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{h_l}^2 - \sigma_{\Delta h}^2}{\sigma_{\Delta h}^2 + M\sigma_w^2/P_x} \quad (5)$$

这里, $P_x = E\{|x|^2\}$ 是一个 OFDM 数据块中所有信息信号的总能量。

式(4)给出的导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率下界的最大值可以由调整导频符号与信息符号的能量分配得到。设导频符号与信息符号的总能量分别为

$$P_b = \eta P \text{ 和 } P_x = (1 - \eta)P \quad (6)$$

其中, P 表示整个 OFDM 数据块的总能量, 即 $P = P_b + P_x$; 而 $\eta \in [0, 1]$ 是能量分配参量, 表示所有导频符号的总能量在整个 OFDM 数据块总能量中所占的比例。

当频率选择性衰落信道的各径参数相互独立且具有相同的复 Gaussian 分布 $CN(0, \sigma_h^2)$ 时, 能量分配参量 η 的最优解为^[6]

$$\eta = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{M-L}{M \left(1 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_h^2 P} \right)}}} \quad (7)$$

这里介绍的对于传统导频辅助调制 OFDM 系统频谱效率的分析中, 一个 OFDM 数据块上所有符号的传输速率是固定不变的, 这种传输方式限制了频谱效率以及信息资源的充分利用。所以, 作为现有方案的改进, 我们提出了基于导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统的分段限速设计, 以期进一步提高系统频谱效率。

3 分段限速系统及其频谱效率分析

考虑各径参数相互独立且具有相同复 Gaussian 分布 $CN(0, \sigma_h^2)$ 的频率选择性块衰落信道中的导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统。迭代信道估计系统中的信道估计分为两部分: 一部分是由已知导频完成的初始信道估计, 另一部分则是由判决后的信息和已知导频共同完成的迭代信道估计。本文在实现传统导频辅助调制 OFDM 系统最高频谱效率的基础上, 将 $K = L$ 个能量相等的导频符号在 OFDM 数据块上等间隔分布后, 再将 M 个信息符号分为 G 组, 分别记作 x_0, x_1, \dots, x_{G-1} , 各组信息符号的数目分别为 m_0, m_1, \dots, m_{G-1} , 且 $m_0 + m_1 + \dots + m_{G-1} = M$, 而各组信息符号的传输速率被限定为判决该组时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界。此外, 各组信息符号等间隔分布在 OFDM 数据块上, 形成梳状结构; 为了形成完整的梳状结构, 可以限定每组信息符号的数目等于导频符号数目的倍数。我们所提出的分段限速设计, 即是将由 M 个信息符号组成的数据块分为相应的 G 段, 各段选择与所限定的传输速率匹配的调制阶数及编码效率, 然后, 将各段

信息符号分别等间隔分布在 OFDM 数据块上。

从理论上讲, 当系统带宽趋于无穷、信道编码的码长趋于无穷时, 如果将信息传输速率限定为判决该信息时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界, 是可以实现系统误码率趋于零的, 也就是说, 在这种条件下可以近似实现信息的无误判决。下面, 我们将在这极限及其所满足条件的基础上, 对于本文所提出的分组限速设计的导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统能够达到的频谱效率理论极限进行分析, 希望得到的结果以及分析过程中涉及的典型参数配置可以为自适应系统的设计提供参考。

迭代信道估计系统中的初始信道估计与传统导频辅助调制系统中的信道估计相同, 都是由已知导频完成的; 而初始信道估计的质量, 则决定了判决第一组信息符号 x_0 时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界, 即 $I(X; Y | \mathbf{h}_0)$; 以这一下界作为 x_0 的传输速率, 保证其可以在接收端实现无误判决; 接收端将无误判决后的 x_0 作为等效导频, 与已知导频一起用于新的信道估计。由于等效导频数目增加, 信道估计的质量将会提高, 从而系统在获得新的信道参数估计值的条件下能够达到更高的输入与输出之间互信息的下界, 即 $I(X; Y | \mathbf{h}_1)$ 。于是, 将第二组信息符号 x_1 的传输速率设置为 $I(X; Y | \mathbf{h}_1)$, 而 x_1 在接收端被无误判决后, 又可以与先前无误判决的 x_0 以及已知导频一起再次进行新的信道估计。接下来的迭代流程以此类推: 发射端将第 $t+1$ 组信息符号 $x_t (t = 0, 1, \dots, G-1)$ 的传输速率限定为判决该组时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界 $I(X; Y | \mathbf{h}_t)$, 接收端则将无误判决后的 x_t 作为新的导频, 与前面所有无误判决的信息以及已知导频一起用于新的信道估计, 以此提高信道估计质量, 从而逐步提高后面各组信息的传输速率, 并最终改善系统频谱效率。

在初始信道估计中, 只有已知的 K 个导频符号组成的导频矩阵 \mathbf{B} 用于信道估计, 在这种情况下, 系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界及其所对应的最优能量分配参量 η_0 分别为

$$I(X; Y | \mathbf{h}_0) = E_h \{ \log_2(1 + \rho_0 \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0) \} \quad (8)$$

和

$$\eta_0 = \frac{P_b}{P_b + P_{x_0}} = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{m_0 - L}{m_0 \left(1 + \frac{Qv^2}{\sigma_h^2 (P_b + P_{x_0})} \right)}}} \quad (9)$$

其中, $I(X; Y | \mathbf{h}_0)$ 即为在初始信道估计的条件下系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界, 用来限定

第一组信息符号 x_0 的传输速率; $\rho_0 = \frac{L\sigma_h^2 - \sigma_{\Delta h}^2}{\sigma_{\Delta h}^2 + m_0\sigma_w^2/P_{x_0}}$

为初始信道估计中的等效输出信噪比, \mathbf{h}_0 表示初始信道估计中计算的信道参数估计值, P_{x_0} 表示第一组信息符号 x_0 的能量, 而 $\sigma_{\Delta h_0}^2 = \frac{L\sigma_h^2\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + P_b\sigma_h^2}$ 则表示初始信道估计误差的方差。

在第 g 次迭代信道估计中 ($g = 1, 2, \dots, G-1$), 信息符号组 x_0, x_1, \dots, x_{g-1} 与已知的 K 个导频符号一起用于信道估计, 所以, 等效导频符号的总能量为 $\Pi_b^{(g)} = \Pi_b + \Pi_{x_0} + \Pi_{x_1} + \dots + \Pi_{x_{g-1}}$, 这时的 MMSE 信道估计值及其所对应估计误差的方差分别为

$$\mathbf{h}_g = \frac{1}{\sigma_w^2} (\mathbf{R}_h^{-1} + \mathbf{B}_g^H \mathbf{B}_g)^{-1} \mathbf{B}_g^H \mathbf{y} \quad (10)$$

和

$$\sigma_{\Delta h_g}^2 = \frac{L\sigma_h^2\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + P_b^{(g)}\sigma_h^2} \quad (11)$$

其中, \mathbf{B}_g 表示第 g 次迭代信道估计中的等效导频矩阵, 它是一个 $N \times L$ 维的列循环矩阵, 第一列 \mathbf{b}_g 则是由信息符号组 x_0, x_1, \dots, x_{g-1} 以及已知的 K 个导频符号等间隔分布而成的 $N \times 1$ 维向量, 各组符号在其中呈梳状分布。

在此条件下, 系统输入与输出之间互信息的下界为

$$I(X; Y | \mathbf{h}_g) = E_h \{ \log_2 (1 + \rho_g \mathbf{h}_g^H \mathbf{h}_g) \}, \quad g = 1, 2, \dots, G-1 \quad (12)$$

式中, $\rho_g = \frac{L\sigma_h^2 - \sigma_{\Delta h_g}^2}{\sigma_{\Delta h_g}^2 + m_g \sigma_w^2 / P_{x_g}}$ 为第 g 次迭代信道估计中的等效输出信噪比。

这时所对应的最优能量分配参量为

$$\eta_g = \frac{P_b^{(g)}}{P_b^{(g)} + P_{x_g}} = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{m_g - L}{m_g \left[1 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_h^2} (P_b^{(g)} + P_{x_g}) \right]}}} \quad g = 1, 2, \dots, G-1 \quad (13)$$

这样, 考虑到各组信息符号的传输速率限制以及衰落信道的随机性, 将每个 OFDM 数据块中的所有信息符号分为 G 组, 即每个 OFDM 数据块共有 $G-1$ 次迭代信道估计的分段限速设计最终能够达到的系统频谱效率下界为

$$C_{\text{new}} = \sum_{t=0}^{G-1} \frac{m_t}{N + (L-1)} I(X; Y | \mathbf{h}_t) \quad (14)$$

式中, $I(X; Y | \mathbf{h}_t)$ ($t = 0, 1, \dots, G-1$) 表示在第 t 次信道估计的条件下系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界; $t = 0$ 则表示初始信道估计。另外, 已知的 K 个导频符号的总能量在整个 OFDM 数据块的总能量中所占的比值 η_{new} 则为

$$\eta_{\text{new}} = \eta_0 \eta_1 \dots \eta_{G-1} = \frac{\Pi_b}{\Pi_b + \sum_{t=0}^{G-1} \Pi_{x_t}} \quad (15)$$

其中, P_{x_t} 表示第 $t+1$ 组信息符号 x_t 的能量。

由此, 当分段限速设计的系统达到最高频谱效率下界时, 各组信息符号数目的最优分配可以表示为

$$\{m_0^{(\text{opt})}, m_1^{(\text{opt})}, \dots, m_{G-1}^{(\text{opt})}\} = \arg \max_{\substack{m_0, m_1, \dots, m_{G-1} \in [1, M] \\ m_0 + m_1 + \dots + m_{G-1} = M}} [C_{\text{new}}(m_0, m_1, \dots, m_{G-1})] \quad (16)$$

但是, 计算出各组信息符号数目分配最优解的解析解较为困难, 所以, 可以选用搜索频谱效率最大值的方法得到其数值解。

4 数值结果

本节中, 我们将以数值结果的形式比较理想信道估计的 OFDM 系统、传统导频辅助调制 OFDM 系统以及本文提出的分段限速导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统的频谱效率。因为趋于无穷长的信道编码无法实现, 我们仅以有限长度的数据来验证分段限速设计系统的频谱效率。系统仿真的条件为: 各系统中 OFDM 数据块的大小以及每个 OFDM 数据块的总能量相同, 每个 OFDM 数据块由 $N = 1024$ 个符号组成; 频率选择性衰落信道中的多径数目 $L = 32$, 各径之间相互独立且服从相同的零均值、单位方差复 Gaussian 分布 $\text{CN}(0, 1)$, 信道参数在一个 OFDM 数据块上保持不变, 但是在不同的 OFDM 数据块上是随机变化的; 根据频谱效率最高的原则, 每个 OFDM 数据块中的导频符号数目选为 $K = L = 32$, 即每个 OFDM 数据块中的信息符号数目为 $M = 1024 - 32 = 992$; 系统中循环前缀周期为 $L - 1 = 31$ 。

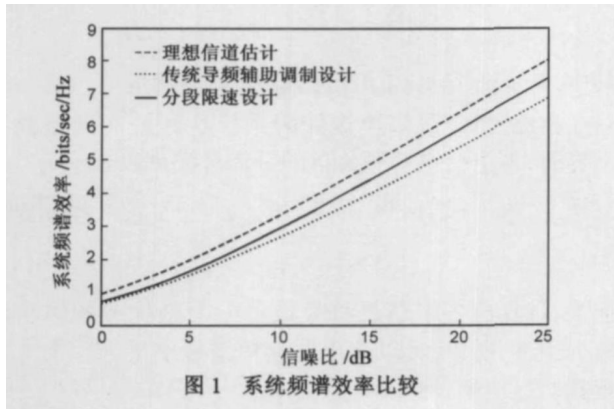
在分段限速设计中, 将每个 OFDM 数据块中所有的信息符号分为两组, 每组所对应的信息符号最优数目分配由搜索系统频谱效率下界的最大值得到, 即

$$\{m_0^{\text{opt}}, m_1^{\text{opt}}\} = \arg \max_{\substack{m_0, m_1 \in [1, 992] \\ m_0 + m_1 = 992}} [C_{\text{new}}(m_0, m_1)] \quad (17)$$

此外, 为了在整个 OFDM 数据块中实现各组符号的完整梳状分布, 我们限制 $m_0 = 32P$ (P 为任意正整数)。对于不同的信噪比, 所得到的 m_0^{opt} 和 m_1^{opt} 是不同的, 例如, 当系统中的平均信噪比分别为 0dB 和 20dB 时, m_0 的最优解分别为 96 和 128。

分段限速设计迭代信道估计系统与传统导频辅助调制以及理想信道估计系统的频谱效率比较如图 1 所示, 可以看出: 与传统设计相比, 分段限速设计系统的频谱效率有了很大程度的改善; 而且, 随着信噪比的升高, 改善程度在逐步增加; 当系统中的平均信噪比为 15dB 时, 分段限速设计较传统设计的增益已经近于 2dB; 但是, 与理想信道估计系统相比, 分段限速设计还

是存在一定的信噪比损失.



5 结论

基于现有导频辅助调制 OFDM 系统达到最高频谱效率时所对应的导频设计方案^[4~6], 作为改进, 本文提出了分段限速设计的系统结构, 将每个 OFDM 数据块中的所有信息符号分段限速传输. 这种设计可以通过逐步改善信道估计质量、在不增加已知导频开销的条件下实现系统频谱效率的提高.

此外, 以系统误码率趋于零这一极限的必要条件为基础, 我们推导了分段限速设计导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统能够达到的频谱效率的理论极限. 以有限长度的数据对于所得理论极限的仿真结果表明, 本文所提出的分段限速设计能够实现较传统导频辅助调制 OFDM 系统更高的频谱效率.

最后, 值得一提的是, 我们给出的分段限速设计导频辅助迭代信道估计 OFDM 系统的频谱效率下界是理论计算的统计意义上的平均值, 可以作为系统具体实现时的参考. 尤其是, 对于自适应系统, 其帧结构以及等效传输速率的设计则可以参考本文所得结果中涉及到的各组信息符号分配方案的最优解以及判决各组信息时系统能够达到的输入与输出之间互信息的下界.

致谢 两位评审给出的修改意见让我们对这篇文稿所涉及的内容有了更进一步的探究, 作者对此表示感谢.

参考文献:

- [1] Shannon C E. A mathematical theory of communication[J]. Bell System Technical Journal, 1948, 27: 379–423, 623–656.
- [2] Biglieri E, Proakis J, Shamai S (Shitz). Fading channels: Information theoretic and communications aspects[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(6): 2619–2692.

- [3] Médard M, The effect upon channel capacity in wireless communication of perfect and imperfect knowledge of the channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(3): 933–946.
- [4] Hassibi B, Hochwald B M. How much Training is needed in multiple antenna wireless links? [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(4): 951–963.
- [5] Adireddy S, Tong Lang, Viswanathan H. Optimal placement of training for frequency selective block fading channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(8): 2338–2353.
- [6] Ohno Shuichi, Giannakis G B. Capacity maximizing MMSE optimal pilots for wireless OFDM over frequency selective block Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(9): 2138–2145.
- [7] Day S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory [M]. New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs(NJ), 1993.

作者简介:



杨玉丽 女, 现在北京大学信息科学技术学院攻读博士学位. 研究方向为通信与信息科学. E-mail: yang_yuli@hotmail.com



马 猛 男, 1978 年生于哈尔滨, 2001 年 7 月获北京大学通信与信息系统专业学士学位, 现为北京大学信息科学与技术学院博士研究生. 目前主要研究方向包括信息论、OFDM 系统关键技术、通信中的信号处理等. E-mail: pkumaneng@gmail.com



焦秉立 男, 1959 年生于北京, 1995 在 University of Saarland 获得博士学位, 现为北京大学信息科学技术学院教授(博导). 主要研究方向为: 无线通信. E-mail: jiaobl@pku.edu.cn