

用于有虚载波 OFDM 系统的信道估计算法

张 阳, 李建东, 庞立华, 陈 丹

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 提出了一种适用于有虚载波的正交频分复用系统的改进信道估计算法。由于传统的信道估计器无法估计虚载波处的信道传输函数, 从而逆离散傅里叶变换导致信道能量泄漏, 使得时域滤波方法不能直接应用。为了解决这个问题, 利用信道冲激响应的有限性, 推导了以最小二乘法(least square, LS)来估计虚载波处的信道传输函数。进一步观察信号子空间和噪声子空间中噪声的相关性, 使用最大后验概率准则估计出信号子空间的噪声并消除其带来的估计误差。该算法不仅可在训练模式下应用, 也可推广应用于基于判决反馈的跟踪模式。仿真结果表明, 改进算法无误符号率平台效应, 且其误符号率较传统 LS 算法有 2 dB 的信噪比增益。

关键词: 正交频分复用; 信道估计; 最大后验概率; 虚载波

中图分类号: TN 911.5

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2010.08.04

Channel estimation for OFDM systems with virtual carriers

ZHANG Yang, LI Jian-dong, PANG Li-hua, CHEN Dan

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: An improved channel estimation algorithm for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with virtual carriers is proposed. As conventional estimator cannot estimate the channel transfer function (CTF) at virtual carriers, which makes channel energy leakage after inverse discrete Fourier transform, and the time domain filtering method is not directly applicable. To circumvent this problem, the least square (LS) method is applied to estimate the CTF at virtual carriers by using the limitation of channel impulse response (CIR). Further, by exploiting the noise correlativity between signal subspace and noise subspace, the maximum a posterior probability (MAP) criterion is applied to estimate the noise in signal subspace and then the estimation error brought by it is also suppressed. In addition to the training mode, the proposed method can also be extended and used in the tracking mode with decision-aided feedback. Simulation results show that the improved scheme is free of symbol error rate (SER) floor, and its SER attains 2 dB signal-to-noise ratio gains compared with that of regular LS estimator.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); channel estimation; maximum a posterior probability (MAP); virtual carrier

0 引 言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)有较强的抵抗频率选择性衰落的能力。因为每一个子信道相对比较窄, 可认为是平坦衰落, 其频谱利用率^[1], 在无线通信中只需简单的均衡就能达到很高的传输速率, 因此已被选为数字音频广播、数字视频广播、非对称用户环路和无线局域网等的物理层传输标准而被广泛应

用。OFDM 系统中利用差分相位键控可以避免信道估计, 但差分解调具有 3 dB 的信噪比损失^[2]。采用相干解调可以避免信噪比的损失, 但必须要对信道进行准确的估计。

OFDM 系统中多采用基于导频的信道估计算法。最小二乘(least square, LS)算法^[3]复杂度低, 不依赖于信道的统计特性, 但其没有考虑噪声对信道估计造成的影响。线性最小均方误差(linear minimum mean square error, LMMSE)算法^[4-5]具有较好的性能, 但其复杂度, 并且还

收稿日期: 2009-04-20; 修回日期: 2009-08-07。

基金项目: 国家杰出青年科学基金(60725105); 国家重点基础研究发展计划(2009CB320404); 国家自然科学基金(60902032, 60902033, 60702057); 国家重点实验室专项基金(ISN02080001); 国家高技术研究发展计划(863 计划)(2007AA01Z288); 高等学校创新引智计划(B08038); 教育部科学技术研究重点项目(107103); 长江学者和创新团队发展计划(IRT0852)资助课题

作者简介: 张阳(1984-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为多天线正交频分复用系统中的信道估计、干扰消除与检测技术。

E-mail: zy19804631@sina.com

依赖于信道的统计特性,尽管其可以工作在模式失配的情况下,但当算法假设的多普勒频移和多径时延扩展小于真实值时,系统性能会有较大的损失。采用叠加训练序列来估计信道状态信息由于不需要分配特别的时隙或者带宽给导频符号,近年来受到广泛的关注,但是由于数据符号和导频符号间的互扰,导致信道估计和检测的性能均较差,如文献[6-7]中的算法所示。为了解决这一问题,文献[8]采用多相序列集对发送信息进行预编码,但由于该方法不能完全消除互扰,使得系统性能在高信噪比区域较差;文献[9]通过引入冗余,利用数据预编码矩阵和导频信号矩阵正交的特性可以完全消除互扰,但却降低了系统频谱效率。实际的 OFDM 系统中存在虚载波,传统的信道估计算法不能估计虚载波处的信道传输函数,使得时域滤波无法实现。本文利用信道冲激响应的有限性推导了一种估计虚载波处信道传输函数的方法,经过时频转换后无信道能量泄漏,同时利用信道冲激响应子空间的噪声与外部噪声的相关性,将信道冲激响应子空间的噪声通过最大后验概率(maximum a posterior probability, MAP)准则(不需要任何系统先验信息)估计出并减去,然后再进行时域滤波,使得估计性能有较大提高且易于实现。由于该算法不需要特别的导频结构,可以推广应用于基于判决反馈的跟踪模式下。

1 系统模型

图 1 给出 OFDM 基带传输模型。 N 是一个 OFDM 符号的子载波个数,其中数据子载波的个数为 N_d ,虚载波的个数为 $(N - N_d)$ 。高速比特流经过信道编码和星座点映射后,在数据流的特定位置插零后进入逆离散傅里叶变换(inverse discrete Fourier transform, IDFT)模块完成 OFDM 调制,为了避免符号间干扰,将时域 OFDM 符号的最后一部分样点拷贝到符号前作为循环前缀,且其长度大于等于最大多径时延扩展,接收端完成发送端的逆过程。假设信道的冲激响应在一帧内是不变或缓变的,以采样点间隔为 1 单位,即将信道等效为抽头延迟线模型,且其长度 $N_h \ll N$,其模型为

$$h(n) = \sum_{m=0}^{N_h-1} h_m \delta(n - \tau_m) \quad (1)$$

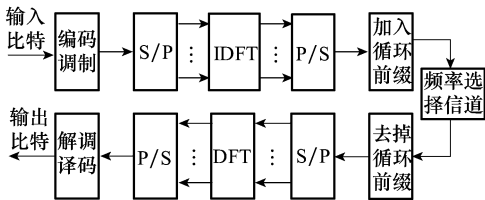


图 1 OFDM 基带传输模型

式中, h_m 为衰落系数; τ_m 为相应的路径延迟。噪声建模为零均值独立同分布复高斯噪声并具有方差 N_o ,则频域传输函数为

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j2\pi nk/N}, k = 0, 1, \dots, N - 1$$

由于信道建模为准静态衰落,可以不考虑子载波间干扰带来的影响并采用块状导频来获得信道状态信息。频域导频子载波处的接收信号表达式为

$$y_p = \mathbf{X} \mathbf{H}_p + \mathbf{z}_p \quad (2)$$

式中, $y_p \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$; $\mathbf{X} = \text{diag}(X_0, X_1, \dots, X_{N_d-1})$ 表示以发送的导频符号为元素的对角矩阵; $\mathbf{H}_p \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ 为相应导频子信道的传输函数; $\mathbf{z}_p \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ 为高斯白噪声。

2 算法描述

传统的基于离散傅里叶变换(discrete Fourier transformation, DFT)的算法^[3-4]将在频域估计的信道传输函数转换到时域,利用信道冲激响应的有限性,将 $[N_h + 1, N]$ 的抽头置零后再变到频域对数据做均衡处理,核心思想是时域滤波,消除一部分噪声,从而使得系统性能有明显的改善。但是,这些算法都假设所有子载波用于传输导频符号。否则,信道传输函数在经过 IDFT 之后,信道的能量将会泄漏给所有的抽头,从而使得时域滤波无法实施,如图 2 中实线所示,这里为了更清楚地说明信道能量的泄漏情况未加噪声。但是,这个假设在实际系统中却不成立,为了降低对邻近频带通信系统的干扰和易于滤波器的设计,在频带边缘处的子载波是插零的,为了防止直流偏置,直流子载波也是插零的^[10]。所以,在实际系统中估计出虚载波处的信道传输函数以满足时域滤波的前提要求,这对改善信道估计的质量是必要的。

虚载波处的信道传输函数为 \mathbf{H}_v ,故所有子信道的传输函数可以记为

$$\mathbf{H} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p \\ \mathbf{H}_v \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 是初等变换矩阵,与系统导频子载波和虚载波的配置位置有关; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。因为信道冲激响应的后 $(N - N_h)$ 个抽头为零,所以有

$$\mathbf{W}_1^H \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p \\ \mathbf{H}_v \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4)$$

\mathbf{W}_1 是 DFT 矩阵 \mathbf{W} 的最后 $(N - N_h)$ 列, $W(l, k) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi lk/N}$ 。 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $W(i, j)$ 表示矩阵的 i 行 j 列元素。定义 $\mathbf{W}_1^H \mathbf{P} = [\mathbf{W}_p \quad \mathbf{W}_v]$,则利用 LS 内插可以得到虚载波处的信道传输函数为

$$\mathbf{H}_v = -(\mathbf{W}_v)^\dagger \mathbf{W}_p \mathbf{H}_p \quad (5)$$

式中, $(\cdot)^\dagger$ 表示 Moore-Penrose 逆; \mathbf{H}_p 可由频域 LS 获得^[3]。此时再将频域信道传输函数 \mathbf{H} 通过 IDFT 转换到时域,无信道能量泄漏,如图 2 中虚线所示。

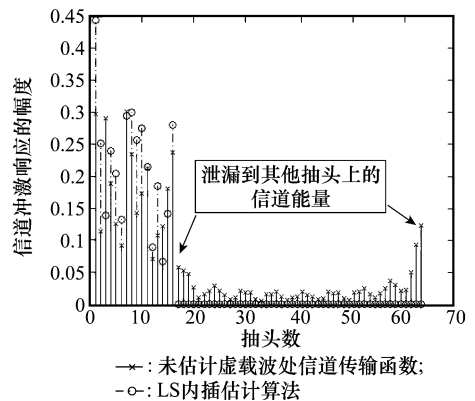


图 2 时频转换后信道能量的泄漏比较

导频子载波处的估计噪声为 $n_p = (\mathbf{X})^{-1} \mathbf{z}_p$, 虚载波处的估计噪声为 $n_v = -(\mathbf{W}_v)^{\dagger} \mathbf{W}_p (\mathbf{X})^{-1} \mathbf{z}_p + \mathbf{z}_v$, $\mathbf{z}_v \in \mathbf{C}^{(N-N_d) \times 1}$ 是虚载波处子信道的高斯噪声。记 $\mathbf{C} = (\mathbf{W}_v)^{\dagger} \mathbf{W}_p$, $\mathbf{C} \in \mathbf{C}^{(N-N_d) \times N_d}$ 。将估计的信道传输函数通过 IDFT 变换到时域得

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{W}^H \mathbf{H} = \mathbf{A} \mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (6)$$

式中, $\mathbf{h} \in \mathbf{C}^{N_h \times 1}$ 表示真实的信道冲激响应; $\mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_h} \\ \mathbf{0}_{(N-N_h) \times N_h} \end{bmatrix}; \mathbf{v} = \mathbf{W}^H \mathbf{n}, \mathbf{n} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} n_p \\ n_v \end{bmatrix}。将 \tilde{\mathbf{h}} 分为两部分, 分别为$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{A}^T \tilde{\mathbf{h}} \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_2 = \mathbf{B}^T \tilde{\mathbf{h}} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_h \times (N-N_h)} \\ \mathbf{I}_{(N-N_h)} \end{bmatrix}$; $(\cdot)^T$ 表示转置。同理可将噪声 \mathbf{v} 分为两部分, 分别为

$$\mathbf{v}_1 = \mathbf{A}^T \mathbf{v} \quad (9)$$

$$\mathbf{v}_2 = \mathbf{B}^T \mathbf{v} \quad (10)$$

由式(7)~式(10)可知 $\tilde{\mathbf{h}}_2 = \mathbf{v}_2$ 。通过 MAP 准则^[11]由 \mathbf{v}_2 估计出前 N_h 个抽头中的噪声 \mathbf{v}_1 , 从 $\tilde{\mathbf{h}}_1$ 中减去 \mathbf{v}_1 可以进一步减小噪声带来的估计误差, 提高时域滤波后 LS 算法的估计精度。由 MAP 准则可以得到

$$\mathbf{v}_1 = \arg \max_{\mathbf{v}_1} p(\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2) = \arg \max_{\mathbf{v}_1} p(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2) \quad (11)$$

因为 \mathbf{v} 是频域高斯噪声经过线性变换得到的, 故其服从高斯分布。 \mathbf{v}_1 与 \mathbf{v}_2 是联合高斯分布的, 则有

$$\mathbf{v}_1 = \arg \min_{\mathbf{v}_1} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}^H \mathbf{D} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (12)$$

式中, $\mathbf{D}^{-1} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 是 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{v}_2 的协方差矩阵

$$\mathbf{D} = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^H & \mathbf{v}_2^H \end{bmatrix} \right\}^{-1} = E \{ \mathbf{w} \mathbf{w}^H \}^{-1} \quad (13)$$

将式(9)~式(10)代入到式(13)中, 假设导频符号具有单位能量, 应用矩阵求逆引理^[12], 经过化简可得

$$E \{ \mathbf{w} \mathbf{w}^H \}^{-1} = \frac{1}{N_o} \mathbf{W}^H (\mathbf{P}^{-1})^T \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_d} & -\mathbf{C}^H \\ -\mathbf{C} & \mathbf{C} \mathbf{C}^H + \mathbf{I}_{(N-N_d)} \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{W} = \frac{1}{N_o} \mathbf{W}^H (\mathbf{P}^{-1})^T \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_d} + \mathbf{C}^H \mathbf{C} & \mathbf{C}^H \\ \mathbf{C} & \mathbf{I}_{(N-N_d)} \end{bmatrix} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{W} \quad (14)$$

E 表示统计期望。记 $L(\mathbf{v}_1) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}^H \mathbf{D} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}$ 并将矩阵 \mathbf{D} 化

为分块矩阵的形式, 即为: $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_3 & \mathbf{D}_4 \end{bmatrix}$ 且 $\mathbf{D}_1 = \mathbf{A}^T \mathbf{D} \mathbf{A}$,

$\mathbf{D}_1 \in \mathbf{C}^{N_h \times N_h}$, $\mathbf{D}_2 = \mathbf{A}^T \mathbf{D} \mathbf{B}$, $\mathbf{D}_2 \in \mathbf{C}^{N_h \times (N-N_h)}$, $L(\mathbf{v}_1)$ 对 \mathbf{v}_1^* 求导并令其为零可得

$$\mathbf{v}_1 = -(\mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D}_2 \mathbf{v}_2 \quad (15)$$

式中, $(\cdot)^*$ 表示共轭, 可得改进算法的结果为

$$\hat{\mathbf{h}} = \tilde{\mathbf{h}}_1 - \mathbf{v}_1 \quad (16)$$

再将其转化到频域得子信道的传输函数为

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \hat{\mathbf{h}} \quad (17)$$

将相关算式代入到式(17)中可得

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \mathbf{A} (\mathbf{A}^T + (\mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D}_2 \mathbf{B}^T) \mathbf{W}^H \mathbf{P} \begin{bmatrix} (\mathbf{X})^{-1} \mathbf{y}_p \\ -\mathbf{C} (\mathbf{X})^{-1} \mathbf{y}_p + \mathbf{z}_v \end{bmatrix} \quad (18)$$

注意到 \mathbf{D}_1 和 \mathbf{D}_2 虽然是 N_o 的函数, 但是 $\hat{\mathbf{H}}$ 却不含噪声的方差 N_o , 即该算法不需要任何的信道先验信息。从式(18)中可以看出: $\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{P}, \mathbf{X}, \mathbf{C}, \mathbf{W}$ 在系统配置确定时是不变的, 则 $\mathbf{W} \mathbf{A} (\mathbf{A}^T + (\mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D}_2 \mathbf{B}^T) \mathbf{W}^H \mathbf{P}, (\mathbf{X})^{-1}$ 及 $-\mathbf{C} (\mathbf{X})^{-1}$ 均是常量矩阵, 可以预先在接收端计算出并存储起来。与传统的 LS 算法相比, 仅多了两次矩阵乘法, 故系统的实现复杂度仍然较低。其可以应用于通过判决反馈的方式来跟踪信道的变化情况。图 3 给出了该算法的流程框图。

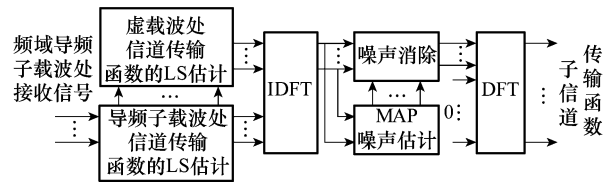


图 3 改进算法流程图

3 性能仿真

仿真时采用 IEEE802.11a 标准中确定的参数。DFT 点数为 64, 数据及导频子载波数为 52, 在直流和低频分量处插零。利用 JAKES 模型产生静态衰落信道, 即信道在一帧内认为是不变的, 功率谱服从指数衰减, 多径数为 16。调制方式为 QPSK, 一帧包含 1 个导频符号和 10 个数据符号, 同时假设收发端理想同步。

图 4 给出了不同信噪比下改进算法、频域 LS 算法、LMMSE 算法以及不考虑虚载波处传输函数的时域滤波法的均方误差 (mean square error, MSE)。可以看出由于未考虑虚载波处的传输函数, 在经过 IDFT 变换到时域时, 信道能量发生泄漏, 导致时域滤波除噪声的同时将一部分信道信息滤除, 在低信噪比下, 由于高斯噪声对系统性能的影响较大, 估计误差带来的影响被淹没, 时域滤波法的 MSE 优于频域 LS 算法, 在高信噪比下, 估计误差带来的影响起主导作用, 其 MSE 出现平台效应。假设 LMMSE 已知真实的信道相关函数和噪声方差, 其性能较好, 可以作为此类信道估计算法的 MSE 下界。改进算法的 MSE 较频域 LS 算法有约 5 dB 的信噪比增益。

图 5 给出了不同信噪比下改进算法、频域 LS 算法和 LMMSE 算法, 不考虑虚载波处传输函数的时域滤波法和理想信道估计时的误符号率, 进一步验证了图 4 的结论。在高信噪比下, 未考虑虚载波处传输函数的时域滤波法出现误符号率平台。LMMSE 算法估计的 MSE 较小, 其误符号率几乎和理想信道估计时系统的误符号率重合。改进算法

的误符号率较频域 LS 算法有约 2 dB 的信噪比增益,与理想信道估计时系统的性能差约 1 dB。

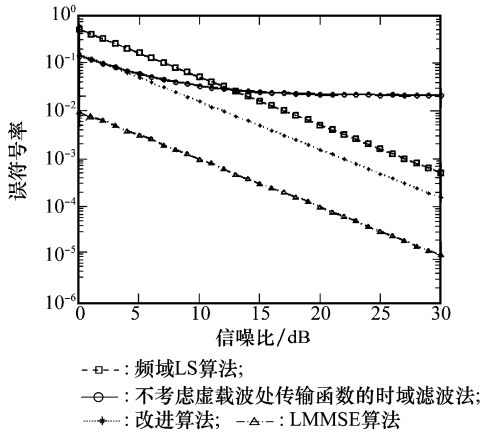


图 4 均方误差比较

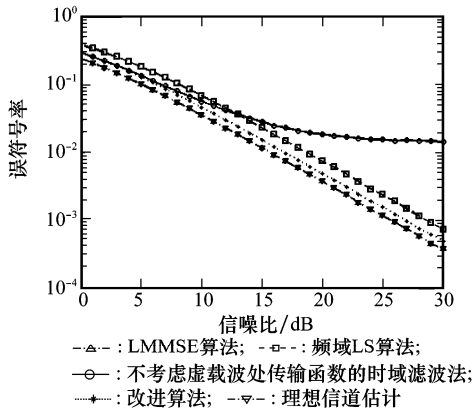


图 5 误符号率比较

为了进一步改善系统性能,加入长度 $L=3$ 的 $(2,1)$ 卷积码,其生成矢量用八进制方式表示为 $(5,7)$,采用 viterbi 算法进行译码。由图 6 可以看出,加入卷积码能有效地降低由于丢失部分信道信息带来的误符号率平台,其余几种算法的性能曲线也因为得到了编码增益而变的较图 5 对应曲线更陡峭,同时改进算法相比传统 LS 算法的信噪比增益及其与理想信道估计情况下的差距与图 5 的结论相符合。

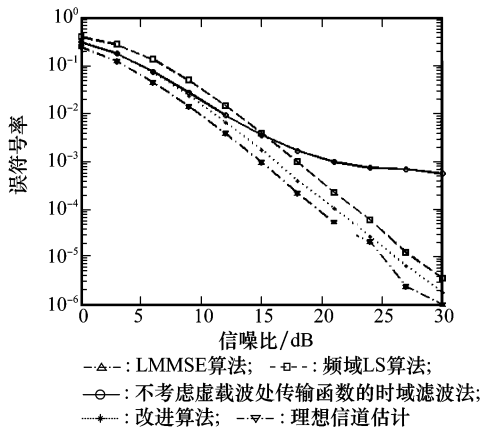


图 6 加入卷积码时的系统误符号率比较

4 结束语

本文考虑了实际系统中由于虚载波的存在对传统时域滤波法带来的影响,推导了一种估计虚载波处信道传输函数的方法,经过时频转换后无信道抽头能量泄漏,同时利用信道冲激响应子空间的噪声与外部噪声的相关性,将信道冲激响应子空间的噪声通过 MAP 准则估计出并消除其带来的估计误差,进一步改善时域滤波法的性能。该算法不需要任何信道先验信息,可以提高频域 LS 算法的性能,实现复杂度较低,并能推广应用于基于判决反馈的跟踪模式下,具有实际应用意义。

参考文献:

- [1] Hwang T, Yang C Y, Wu G, et al. OFDM and its wireless applications: a survey [J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2009,58(4):1673 - 1694.
- [2] Proakis J G. *Digital communications* [M]. 4th ed. New York: McGra-Hill, 2003.
- [3] van de Beek J J, Edfors O, Sandell M, et al. On channel estimation in OFDM systems [C] // *Proc. of IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, 1995:815 - 819.
- [4] Edfors O, Sandell M, van de Beek J J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1998,46(7):931 - 939.
- [5] Li Y, Cimini L J Jr, Sollenberger N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1998,46(7):902 - 915.
- [6] Nair J P, Raja Kumar R V. An iterative channel estimation method using superimposed training in OFDM systems [C] // *Proc. of IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, 2008:1 - 5.
- [7] Yang Weiwei, Cai Yueming. Pilot embedded semi-blind channel estimation for MIMO-OFDM [C] // *Proc. of 9th International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, 2007: 1 - 4.
- [8] Kim B, Jung S Y, Kim J, et al. Hidden pilot based precoder design for MIMO-OFDM systems [J]. *Communications Letters*, 2008,12(9):657 - 659.
- [9] Tran N N, Tuan H D, Nguyen H H. Orthogonal affine precoder design for jointly optimal channel estimation and symbol detection in MIMO-OFDM systems [C] // *International Symposium on Communications and Information Technologies*, 2007: 983 - 988.
- [10] IEEE Std 802.11™-2007, Part11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: high speed physical layer in the 5 GHz band [S]. 2007.
- [11] Kay S M. *Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory* [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [12] Zhang Xianda. *Matrix analysis and application* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.