

CP不足情况下OFDM系统信道估计与均衡

邱 昕, 张 浩, 亓中瑞, 刘 壹

(中国科学院微电子研究所通信与多媒体SOC实验室 北京 朝阳区 100029)

【摘要】正交频分复用(OFDM)系统中的循环前缀具有一定的抗码间干扰(ISI)和子载波间干扰(ICI)的能力,但是当多径衰落信道的最大信道脉冲响应(CIR)长度超过了循环前缀(CP)长度时,OFDM系统的性能将会严重下降。传统的信道估计和均衡方案面对循环前缀长度不够的情况无法避免性能的严重衰落。由此提出了一种可以估计出大于CP长度CIR的信道估计方法,并且给出了一种基于逼零(ZF)准则的低复杂度均衡器,以抵消ISI和ICI的影响。仿真结果表明所提方案与传统方案相比在复杂度和性能上有明显的优势。

关键词 信道估计; 子载波间干扰; 码间干扰; 正交频分复用; 逼零准则的低复杂度均衡器
中图分类号 TN915 **文献标识码** A **doi:** 10.3969/j.issn.1001-0548.2009.02.10

Channel Estimation and Equalization of OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix

QIU Xin, ZHANG Hao, QI Zhong-rui, and LIU Yi

(Communication & Multimedia SOC Lab., Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences Chaoyang Beijing 100029)

Abstract Inherent inter-symbol and inter-carrier interference elimination ability of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system attribute to its cyclic prefix. But the case of multipath fading channels whose the channel impulse response (CIR) length exceeds the duration of cyclic prefix (CP) causes intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI), which may degrade system performance severely. Conventional channel estimation and equalization schemes, if applied to this case of insufficient CP, suffer significant performance degradation. This paper presents a channel estimation scheme that enables the estimation of a complete CIR even beyond the CP length. A Zero-forcing (ZF) based low complexity equalizer for the suppression of insufficient CP generated interference is also derived. Simulation results for the proposed schemes show the advantage of significantly lower computational complexity, compared with earlier schemes, without any loss in performance and transmission efficiency.

Key words channel estimation; ICI; ISI; OFDM; ZF-DFE

正交频分复用技术在大量的实际应用中已被证明是一种有效的通信传输技术。OFDM技术的优势在于它复制符号的尾部数据放在数据块前端作为循环前缀,避免了数据符号之间的ISI,使得频率选择性衰落信道可以转换为多个并行的互不干扰的窄带子信道,从而易于在频域处理^[1]。并且时域和频域之间的转换可以通过FFT和IFFT大大减小计算的复杂度。正是由于其优异的性能和很强的可实现性,OFDM被大量的无线通信标准所采纳,如DVB、HIPERLAN和WIMAX^[2]等。

循环前缀的长度对于OFDM系统的性能具有巨大的影响。一方面,过长的循环前缀会导致系统传输效率的下降;另一方面,循环前缀必须保证大于

CIR的最大延时扩展长度才能保证数据的完整性,避免前一个符号数据与当前符号数据的混叠引起ISI和ICI。ISI和ICI的存在破坏了数据的完整性,如果将ISI和ICI看作噪声,继续使用传统的频域处理方式,将会导致严重的性能衰落。

1 系统模型

本文假设OFDM系统的 N 个子载波中有 N_u 个数据子载波传递数据,剩下的 $2N_0$ 个空闲子载波分布在频谱的间隔作为保护频带避免其他系统引起的邻带干扰。第 k 个OFDM符号上的数据子载波上频域数据 $\mathbf{S}_k = [S_k(0) \ S_k(1) \ \cdots \ S_k(N_u - 1)]^T \in \mathbf{C}^{N_u}$ 和空闲子载波上的零数据一起构成 N 维的频域符号变量

收稿日期: 2008-01-17; 修回日期: 2008-09-03

基金项目: 国家自然科学基金(60425413)

作者简介: 邱昕(1980-),男,博士,主要从事宽带无线通信算法与芯片设计方面的研究。

$\mathbf{X}_k \in \mathbf{C}^N$ 。经过 N 点的IFFT将频域信号转变为时域信号:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_k = \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{N_0} \\ \mathbf{S}_k \\ \mathbf{O}_{N_0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $\mathbf{F} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 为归一化的傅里叶矩阵, 满足 $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}$ 。长度为 ν 的循环前缀被添加到时域符号的前面, 并且满足 $x_k(-i) = x_k(N-i)$, $i=1,2,\dots,\nu$, 所以, 添加循环前缀之后的时域信号可以表示为:

$$x_k^{\text{CP}} = [x_k(-\nu)x_k(-\nu+1)\dots x_k(0)\dots x_k(N-1)]^T \quad (2)$$

时域信号经过最大扩展延迟为 L 的多径信道后, 信道脉冲响应可以表示为 $h = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T \in \mathbf{C}^L$, 信道脉冲响应与数据的卷积过程可以用信道矩阵 $\mathbf{H}_C \in \mathbf{C}^{N \times (N+L-1)}$ 来表示。假设信道是时变的并且其最大扩展延迟 L 大于循环前缀的长度 ν , 则在接收端除去CP后的数据由于前一个符号的数据混叠存在ISI和ICI。假设 $\mathbf{y}_k = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T \in \mathbf{C}^N$ 代表除去CP后的时域信号, 多径信道对数据的影响可以表示为:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_C \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k-1} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \eta_k = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k-1}(N-E) \\ \vdots \\ x_{k-1}(N-1) \\ x_k(-\nu) \\ \vdots \\ x_k(0) \\ \vdots \\ x_k(N-1) \end{bmatrix} + \eta_k \quad (3)$$

式中 $E = L - \nu = 1$ 为最大信道扩展延迟超过循环前缀长度的样值点数; η_k 为高斯噪声。如果 $E > 0$, 说明前一个符号对当前符号造成了信号混叠, 引入了干扰, 信道响应矩阵 \mathbf{H}_C 可以分为两个 $\mathbf{C}^{N \times N}$ 的矩阵, 其中 \mathbf{H}_{ISI} 对应前一个OFDM数据符号, 代表引入的ISI。而 \mathbf{H}_{CURR} 对应于当前OFDM符号, 为了便于分析和说明, \mathbf{H}_{CURR} 可以进一步分为一个循环矩阵和一个残余矩阵, 循环矩阵中的每一行都是由上一行的循环移位所构成, 代表没有ISI和ICI干扰的信道矩阵, 而残余矩阵则代表ICI的干扰项。所以经过信道后的接收信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{\text{CIRC}} \mathbf{x}_k - \mathbf{H}_{\text{ICI}} \mathbf{x}_k + \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{x}_{k-1} + \eta_k \quad (4)$$

其中, \mathbf{H}_{CIRC} 、 \mathbf{H}_{ICI} 、 \mathbf{H}_{ISI} 分别为:

$$\mathbf{H}_{\text{CIRC}} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_{\text{ICI}} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{E \times (N-E-\nu)} & \mathbf{H}_I & \mathbf{O}_{E \times \nu} \\ \mathbf{O}_{(N-E) \times (N-E-\nu)} & \mathbf{O}_{(N-E) \times E} & \mathbf{O}_{(N-E) \times \nu} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{E \times (N-E)} & \mathbf{H}_I \\ \mathbf{O}_{(N-E) \times (N-E)} & \mathbf{O}_{(N-E) \times E} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(6)和式(7)中的 $\mathbf{H}_I \in \mathbf{C}^{E \times E}$ 为上三角矩阵, 代表信道干扰源, 其形式为:

$$\mathbf{H}_I = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \dots & \dots & h_{\nu+1} \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

传统的OFDM接收机需要先利用FFT把数据转换到频域再进行处理, 所以转换到频域后的接收信号表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k = \mathbf{F} \mathbf{y}_k &= \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{CIRC}} \mathbf{F}^H \mathbf{X}_k - \\ &\mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ICI}} \mathbf{x}_k + \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{F} \eta_k = \\ &\mathbf{H} \mathbf{X}_k - \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ICI}} \mathbf{x}_k + \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{x}_{k-1} + \tilde{\eta}_k \end{aligned} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 为对循环矩阵经过奇异值分解后得到的对角矩阵^[3], 满足 $\mathbf{H}_{\text{CIRC}} = \mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{F}$, 可以根据 $\mathbf{H} = \text{diag}[\mathbf{F}_{N \times L} \mathbf{h}]$ 计算得到, 所以信道频域响应值分布在 \mathbf{H} 的对角线上。

显而易见当 $\nu > L - 1$ 时, 矩阵 \mathbf{H}_I 为空矩阵, 所有的干扰项为零。大量的文献都是讨论这种简单情况下的信道估计和均衡问题, 只有少数文献[4-5]考虑当循环前缀长度不够时如何解决这些问题。也有文献考虑在时域进行信道截短, 其中文献[6]需要已知信道信息, 所以很难达到实际应用, 而盲信道截短方法^[7]可以进行盲估计, 但是需要大量的符号才能达到收敛, 所以也不适合高速分组无线通信系统。

2 前导符号配置与信道估计

经观察能发现矩阵 \mathbf{H}_{ICI} 和 \mathbf{H}_{ISI} 具有很高的相似性, 通过列向量循环移位即可使两个矩阵相等。如果前后两个符号数据具有循环移位特性, 只要保证:

$$\mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ICI}} \mathbf{x}_k = \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{x}_{k-1} \quad (10)$$

干扰项将被自抵消, 信道估计的工作被简化。但是数据移位必须先得到CIR的估计值, 文献[8]通过发

送多个导引符号放置在数据帧中的特殊位置来估计 CIR 的值,但是大大降低了传输效率。

本文设计了一种导引符号结构,即可保证干扰自抵消。仅需要改变一个 OFDM 导引符号,不需要改变帧格式,所以保证了传输效率。新的导引符号数据部分由两个数据相同长度为 $N/2$ 的短 OFDM 符号构成,短 OFDM 符号可以通过对一段已知的 $N/2$ 点数据进行 IFFT 得到,新的导引符号添加 CP 后长度与后续的数据符号长度相等。在信道估计时,对导引符号中第二个短 OFDM 符号进行处理,由于两个短 OFDM 符号之间没有循环前缀,所以其 ICI 项对应的信道矩阵 $\mathbf{H}'_{\text{ICI}} \in \mathbf{C}^{(N/2)(N/2)}$ 可以表示为:

$$\mathbf{H}'_{\text{ICI}} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{E(N/2-E)} & \mathbf{H}_I \\ \mathbf{O}_{(N/2-E)(N/2-E)} & \mathbf{O}_{(N/2-E)E} \end{bmatrix} = \mathbf{H}'_{\text{ISI}} \quad (11)$$

显而易见,其满足式(10)达到干扰互抵消的条件,所以第二个短 OFDM 符号不受 ICI 和 ISI 的影响,可以采用传统的系统模型来表示:

$$\mathbf{Y}'_k = \mathbf{H}\mathbf{X}'_k + \eta'_k = \mathbf{P}\mathbf{F}_{N/2}\mathbf{h} + \eta_{N/2} \quad (12)$$

式中 矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbf{C}^{(N/2)(N/2)}$ 为一对角矩阵,短 OFDM 符号的频域已知数据分布在该矩阵的对角线上; 矩阵 $\mathbf{F}_{N/2} \in \mathbf{C}^{(N/2)L}$ 为对应的 DFT 矩阵。采用传统的 MMSE^[4] 算法便可估计出时域信道脉冲响应 $\hat{\mathbf{h}}$ 。具体算法如下:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\text{hh}} \mathbf{F}_{N/2}^H (\mathbf{F}_{N/2} \mathbf{R}_{\text{hh}} \mathbf{F}_{N/2}^H + (\mathbf{P}^H \mathbf{R}_{\eta}^{-1} \mathbf{P})^{-1})^{-1} \times (\mathbf{P}^H \mathbf{R}_{\eta}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{R}_{\eta}^{-1} \mathbf{Y}_{N/2} \quad (13)$$

可以发现由于所处理的数据长度只有 $N/2$ 点,所以信道估计的复杂度大大降低。并且通过采用该导引符号不仅可以解决 CP 长度不足情况下的信道估计问题,还可以利用两个短 OFDM 符号的重复性进行同步估计。

3 均衡方案

对于载波间干扰可采用多种方法进行消除^[9-10]。文献[9]中提出的 RISIC(残余 ISI 消除)方法可以有效地抑制 ISI 和 ICI 的影响,但是该方法需要将信号在时域和频域间频繁转换以重建其循环特性,需要耗费大量的处理时间。本文提出的均衡方案,具有低复杂度、低处理延迟的特性。

将式(1)代入式(9)接收到的频域数据,可表示为:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}\mathbf{X}_k - \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H\mathbf{X}_k + \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{F}^H\mathbf{X}_{k-1} + \tilde{\eta}_k \quad (14)$$

则对发射端频域数据 \mathbf{X}_k 的 ZF 估计可以表示为:

$$\hat{\mathbf{X}}_k = (\mathbf{H} - \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H)^{-1}(\mathbf{Y}_k - \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}) \quad (15)$$

从式(15)可以看出,计算的高复杂度主要来自于 ICI 的消除,该过程需要对非对角矩阵求逆。由于 \mathbf{H}

为对角矩阵,对 \mathbf{H} 求逆相对简单,如果从求逆的式子中将 $\mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H$ 项舍去则可以大大减小计算量。而实际上 ICI 干扰功率相对于信号功率来说相当小,可以先假设 $\mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H$ 项为零,得出频域符号的判决值。

在该假设下,设 \mathbf{A} 代表去除 ISI 干扰后的频域接收信号为:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Y}_k - \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}_{k-1} = \mathbf{F}(\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}) \quad (16)$$

则对 \mathbf{A} 根据 $\hat{\mathbf{X}}'_k = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{A}$ 进行频域均衡后,经硬判决可以得到第 k 个 OFDM 符号的频域信息估计值 $\hat{\mathbf{X}}'_k$ 。

硬判决可以减少一部分的噪声和 ICI 影响,得到较准确的频域信息估计值 $\hat{\mathbf{X}}'_k$ 。很明显,由于 ICI 的存在, $\hat{\mathbf{X}}'_k$ 估计存在误差,但是可以利用 $\hat{\mathbf{X}}'_k$ 重构 ICI 干扰项 $\mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}'_k$,再根据式(17)得到更准确的频域信息估计值:

$$\tilde{\mathbf{X}}_k^n = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{A} + \mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}'_k) \quad (17)$$

当然还可以通过迭代得到更准确的估计,但是通常情况下 $\tilde{\mathbf{X}}^n$ 已经足以满足精度的要求。整个均衡方案的结构框图如图1所示。

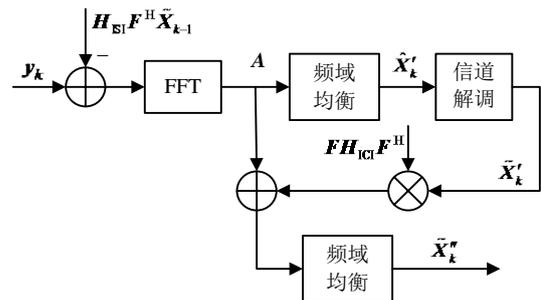


图1 均衡算法结构示意图

在均衡器的设计实现中, \mathbf{H}_{ICI} 、 \mathbf{H}_{ISI} 矩阵可以根据估计得到的 $\hat{\mathbf{h}}$ 很简单地得到,由于 \mathbf{H}_{ICI} 、 \mathbf{H}_{ISI} 矩阵均为稀疏矩阵,所以 $\mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H$ 和 $\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}$ 的计算量相对较低,并且对于慢衰落信道 $\mathbf{F}\mathbf{H}_{\text{ICI}}\mathbf{F}^H$ 的计算每帧只需要进行一次。整个均衡模块中计算量最大的是式(17)中的矩阵乘法,其复杂度为 $O(N^2)$,但是由于只有数据子载波的数据需要计算,所以其复杂度可以降低为 $O(N_u^2)$ 。

虽然该均衡方法可以同 RISIC 方法一样通过不断的迭代得到更准确的硬判决结果,但是同 RISIC 方法相比迭代所需的附加计算大大减少,因为 ISI 干扰已经在均衡的开始被抵消。每次迭代只需要考虑 ICI 干扰的消除,迭代的计算量大大降低。

4 仿真结果

为验证本文所给出的方案,针对循环前缀不足

的情况, 基于IEEE 802.16d OFDM仿真平台进行了仿真。仿真系统带宽为5 MHz, 调制方式为16QAM, 子载波数目为256, 数据子载波数目为192, CP样值点数为32、长度为6.4 μs , 仿真信道采用信道最大扩展延迟为10.2 μs 的21径瑞利信道。

为了便于性能比较, 分别对传统导频结构和本文的导频结构采用MMSE估计进行了仿真, 得到信道估计误差曲线, 如图2所示。从图中可以发现, 在循环前缀不足的情况下, 利用传统导引符号进行信道估计所得到的归一化信道误差值在-8 dB左右, 将会严重影响系统性能, 而利用本文提出的信道估计算法随着信噪比的增加, 信道估计误差直线下降, 说明在信道最大扩展延迟长度大于循环前缀长度的情况下可以获得良好的信道估计。

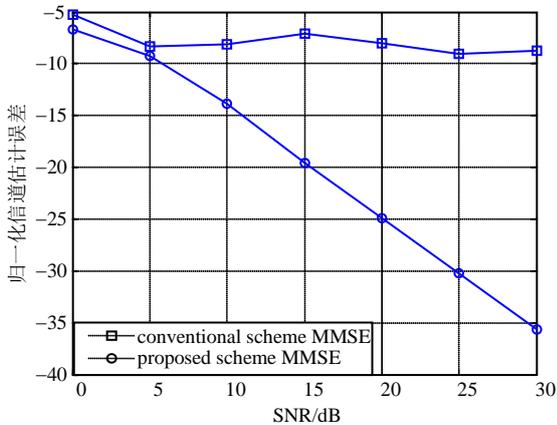


图2 信道估计误差曲线

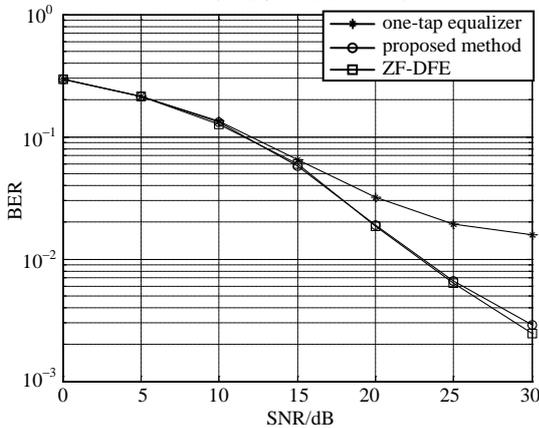


图3 均衡算法性能曲线

进一步利用估计得到的信道响应分别对传统频域均衡、ZF均衡以及本文均衡方法进行仿真, 图3给出了3种均衡方法性能曲线的比较。从图中可看出, 在低信噪比的情况下, 3种均衡方法的性能近似。这是因为在该情况下ISI和ICI对系统的影响远小于噪声对系统性能的影响, 所以ISI和ICI的抵消对系统性能改善作用不大。在高信噪比的情况下, 传统的

频域均衡性能由于ICI和ISI的影响出现门限效应, 而本文所提均衡算法性能略逊于ZF均衡算法, 这是因为在仿真中本文算法对ICI的抵消进行了简化, 虽然通过多次迭代来提高性能仍会带来一定的性能损失, 但是考虑到复杂度的降低和微弱的性能差距, 本文均衡算法仍具有明显的优势。

5 结 论

本文分析了最大信道时延扩展大于OFDM系统循环前缀情况下干扰的产生。针对循环前缀长度不足的情况提出了一种新的前导符号结构用来估计出完整长度的时域信道响应, 解决了在循环前缀长度不足时信道估计精度不足的问题, 并且不需改变帧结构, 保证了传输效率。本文还设计了一种基于ZF准则的低复杂度均衡器, 通过迭代方式抵消循环前缀长度不足所产生的ICI和ISI干扰。仿真结果说明本文的信道估计和信道均衡方案可以有效地解决循环前缀长度不足所带来的问题, 并且比原有算法在性能和复杂度上有明显的改善。

参 考 文 献

- [1] BINGHAM J A. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come[J]. IEEE Communications Magazine, 1990, 28(5): 5-14.
- [2] IEEE Std 802.16 workgroup. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems[S]/2004.T.S. Rappaport, Wireless Communications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [3] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
ZHANG Xian-da. Matrix analysis and applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006.
- [4] LI Y, CIMINI L J, SOLLENBERGER N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(7): 902-915.
- [5] MA X, KOBAYASHI H, SCHWARTZ S C. EM based channel estimation algorithms for OFDM[J]. EURASIP Journal on Applied Sciences, 2004, 1(6): 1460-1477.
- [6] ARSLAN G, EVANS B L, KIAEI S. Equalization for discrete multitone transceivers to maximize bit rate[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2001, 49(12): 3123-3135.
- [7] MARTIN R K, BALAKRISHNAN J, SETHARES W A, et al. Blind adaptive channel shortening by sum-squared auto-correlation minimization (SAM)[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(12): 3086-3093.
- [8] CHEN Shao-ping, YAO Tian-ren. Intercarrier interference suppression and channel estimation for OFDM systems in time-varying frequency selective fading channels[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2004, 50(2): 429-435.
- [9] KIM D, STUBER G L. Residual ISI cancellation for OFDM with application to HDTV broadcasting[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(8): 1590-1599.