

一种适用于时不变信道的信道估计方法^①

吴毅凌^② 李红滨 赵玉萍^③

(北京大学信息科学技术学院 北京 100871)

摘 要 研究了时不变信道下突发式正交频分复用(OFDM)通信系统的信道估计问题,针对在突发式 OFDM 通信系统中不同时刻发送的帧存在不同的采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差,使各帧的信道估计结果难以被其它帧利用的情况,提出了一种基于对采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差进行估计与纠正的信道估计方法。该方法对随机传输的物理层帧之间的采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差的差值进行估计和纠正,使各帧获得统一的采样起始时刻和载波起始相位,从而使不同帧的信道估计结果可以互相利用,从而提高信道估计结果的精度。仿真结果表明,这种信道估计方法可使系统的误码性能提高约 1dB,并且可使系统的传输效率提高约 10%。

关键词 正交频分复用(OFDM), 信道估计, 采样起始时刻偏差, 载波起始相位偏差

0 引 言

近年来,为了适应有线电视网络双向化改造以及宽带通信网、数字电视网和下一代互联网三网融合的应用需求,基于同轴电缆传输的通信系统技术方案成为研究热点之一,诸如高性能同轴网络(HiNOC)、无线保真(WiFi)降频、同轴电缆多媒体联盟(MoCA)等系统方案相继被提出^[1]。与无线通信环境相比,有线信道具有时变特性不显著等特点。根据有线信道的信道特性,对通信系统的信道估计算法进行优化,可以有效提高系统的传输效率和误码性能。

在当前常见的突发式正交频分复用(orthogonal frequency division multiplex, OFDM)通信系统中,物理层数据帧的头部均设置了前导序列,并在数据序列中插入了导频,例如 IEEE 802.11、IEEE 802.16 以及 WiFi 降频等^[2-4]。进行信道估计时,各数据帧通常将本帧前导序列以及导频估计得到的信道参数直接用于本帧数据的均衡^[5-8]。但是,数据帧所包含的前导序列长度有限,导致信道估计结果受高斯噪声的干扰较大,因而估计精度较低,降低了系统的误码性能。而且,由于前导序列在数据帧中所占的比例较大,影响了系统的传输效率。

在时不变信道下,信道参数在较长的时间范围

内保持一致,对不同时刻传输的物理层帧所估计得到的信道参数进行加权平均,可以有效降低高斯噪声的干扰,提高估计结果的精度。然而,在实际通信系统中,发送端 D/A 变换器和接收端 A/D 变换器分别采用各自的时钟,且两个时钟的时钟沿并不对齐,使得发送信号和接收信号之间存在采样起始时刻偏差。此外,发送端调制器和接收端解调器分别采用不同的载波发生器,两者的载波起始相位也不一致,从而在传输信号中引入了载波起始相位偏差。由于不同时刻传输的物理层帧存在不同的采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差,使得各帧获得的信道估计值无法直接相互利用。

本文对工作于时不变信道下的突发式 OFDM 系统的信道估计方法进行了研究,提出了一种基于采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差估计和纠正的信道估计方法,使各帧获得的信道估计值能够互相利用。分析和仿真结果表明,采用本文提出的信道估计方法可以有效提高系统的误码性能,并且使系统的传输效率也获得了较大的提高。另外,本文给出的算法已经应用于基于同轴电缆传输的突发式 OFDM 系统,并取得了良好的效果。

1 问题描述

在现有基于 OFDM 的突发式通信系统(例如

① 863 计划(2007AA01Z231)资助项目。

② 男,1982 年生,博士生;研究方向:OFDM 技术在宽带通信中的应用;E-mail: demodulator@126.com

③ 通讯作者, E-mail: yuping.zhao@pku.edu.cn

(收稿日期:2008-11-18)

IEEE 802.11^[2] 和 IEEE 802.16^[3]) 中, 物理层数据帧的帧结构如图 1 所示。数据帧的头部通常包含前导序列, 前导序列可用于完成帧同步以及信道估计等功能。为了提高传输效率, 要求尽可能减小前导序列在帧结构中所占的比例。然而, 从另一方面考虑, 为了使信道估计值满足一定的精度要求以保障通信系统的误码性能, 则要求前导序列达到足够的长度。例如 IEEE 802.11a 中, 前导序列包含 10 个短训练序列以及 2 个长训练序列。如此, 则难以同时获得较高的估计精度和传输效率。

前导序列	信息序列
------	------

图 1 现有突发式 OFDM 系统的数据帧结构

对于时不变信道, 由于信道响应在若干帧内近似保持不变, 因而理论上可以对各帧获得的信道估计值进行平均以提高估计结果的精度。而且, 可以使部分帧能够利用已获得信道估计值进行均衡而无需重新进行信道估计, 以节省这些帧中的前导序列所需的系统资源开销。但在实际通信系统中, 由于没有精确统一的全网时钟信号, 而且发射机和接收机之间存在的采样时钟频偏以及载波频偏引起的相位偏差不断积累, 使各帧信号具有随机的采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差, 从而导致各帧的实际等效信道响应并不相同。本节将对这一问题进行理论描述。

令 $s(n)$ 表示基带发送信号的采样, $h_i(n)$ 表示多径传输信道响应, $v(n)$ 表示高斯噪声。在不考虑采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差的情况下, 时域接收信号 $r(n)$ 可表示为

$$r(n) = \sum_i h_i(n) s(n - \Delta n_i) + v(n)$$

式中, n 为整数。将上式变换到频域, 可得到

$$R(k) = S(k) \cdot H(k) + V(k) \quad (1)$$

其中, $k = -N/2, \dots, 0, \dots, N/2 - 1$, 表示子载波号; $S(k)$ 、 $H(k)$ 、 $N(k)$ 和 $R(k)$ 分别为 $s(n)$ 、 $h(n)$ 、 $v(n)$ 和 $r(n)$ 的傅立叶变换; N 为频域信号总频点数目。

令 τ_{slo} 表示采样起始时刻偏差, φ_{epo} 表示载波起始相位偏差, 则实际时域接收信号 $r'(n)$ 可表示为

$$r'(n) = e^{j\varphi_{epo}} \cdot r(n - \tau_{slo})$$

对于不同的帧, τ_{slo} 和 φ_{epo} 具有不同的数值。而且, τ_{slo} 和 φ_{epo} 分别由收发两端的采样时钟发生器以及载波发生器引起, 可认为其产生于接收端的模拟部

分, 带有随机采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差的系统模型如图 2 所示。

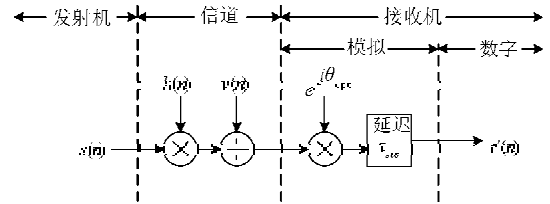


图 2 采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差干扰示意图

结合式(1), 将 $r'(n)$ 变换到频域, 可得实际频域信道响应的表达式为

$$\begin{aligned} R'(k) &= R(k) \cdot e^{j(\varphi_{epo} - 2\pi k \cdot \Delta f \cdot \tau_{slo})} \\ &= S(k) \cdot H(k) \cdot e^{j(\varphi_{epo} - 2\pi k \cdot \Delta f \cdot \tau_{slo})} + V(k) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $V'(k) = V(k) \cdot e^{j(\varphi_{epo} - 2\pi k \cdot \Delta f \cdot \tau_{slo})}$ 。式(2)中, Δf 表示频域信号相邻频点之间的频率间隔。令基带信号采样的时间间隔为 T , 相对采样起始时刻偏差为 $\epsilon_{slo} = \tau_{slo}/T$, 且 $\Delta f = 1/(NT)$, 则 $\Delta f \cdot \tau_{slo} = \epsilon_{slo}/N$ 。去除各频点的发送信息, 式(2)可得到等效频域信道响应的表达式为

$$H'(k) = H(k) \cdot e^{j(\varphi_{epo} - 2\pi k \cdot \epsilon_{slo}/N)} + V'(k) \quad (3)$$

由上式可以看出, 采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差对于信道估计结果的幅频响应没有影响, 仅对估计结果的相频响应产生了干扰。实际等效频域信道响应的相位为

$$\begin{aligned} \theta_H'(k) &= \theta_H(k) + (\varphi_{epo} - 2\pi k \cdot \epsilon_{slo}/N) \\ &\quad + \theta_V(k) \end{aligned} \quad (4)$$

上式中, 括号内的两项分别为采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差对信道估计结果的相位产生的干扰, 本文所提出的信道估计方法即是基于对该干扰的估计和纠正。此外, $\theta_V(k)$ 为高斯噪声在等效频域信道响应的相位中产生的扰动。由文献[9]可知, $\theta_V(k)$ 是均值为 0、方差为 $\frac{1}{2 \cdot SNR}$ (rad²) 的随机变量。

图 3 为不同时刻传输的物理层帧估计得到的信道相频响应。由图 3 可知, 由于不同时刻传输的帧存在不同的采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差, 导致各帧得到的信道估计值的相位不同, 因而无法直接对不同帧获得的信道估计值进行平均, 也无法利用已知的信道响应对其它帧的信号进行均衡。

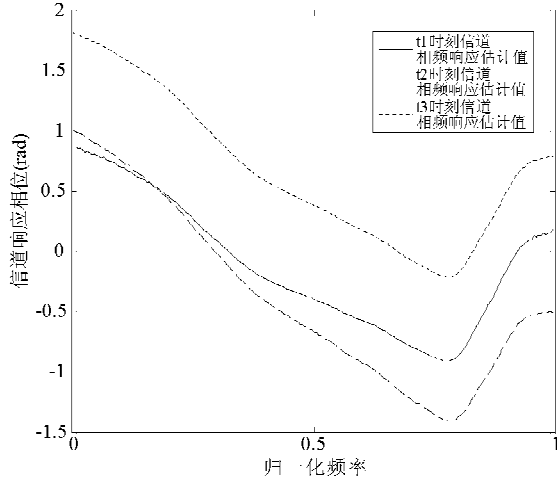


图3 信道相频响应估计值示意图

2 本文提出的信道估计方法

2.1 基于多帧平均的信道估计方法

在时不变信道下,信道响应在一段时间内近似保持不变。 t_i 时刻接收的物理层帧估计得到的信道响应分别为

$$H_i(k) = H(k) \cdot e^{j(\varphi_{\text{epo}}^i - 2\pi k \cdot \epsilon_{\text{sto}}^i / N)} + V_i(k) \quad i = 1, 2, \dots \quad (5)$$

由式(4)可知, t_1 和 t_2 时刻接收的物理层帧估计得到的信道响应 $H_1(k)$ 和 $H_2(k)$ 的相位差为

$$\Delta\theta_{\text{epo}}^{1,2}(k) = \Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2} + k \cdot \Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2} + \Delta\theta_V^{1,2}(k) \quad (6)$$

上式中, $\Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2} = (\varphi_{\text{epo}}^1 - \varphi_{\text{epo}}^2)$, $\Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2} = 2\pi \frac{1}{N} \cdot (\epsilon_{\text{sto}}^2 - \epsilon_{\text{sto}}^1)$, $\Delta\theta_V^{1,2}(k) = (\theta_V^1(k) - \theta_V^2(k))$ 分别表示由载波起始相位偏差、采样起始时刻偏差以及高斯噪声引起的 t_1 和 t_2 时刻信道估计值相位差。

由式(6)可知,载波起始相位偏差的影响是产生了一个不随子载波号变化的干扰 $\Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2}$, 采样起始时刻偏差的影响是产生了一个随子载波号呈线性变化的相位干扰 $k \cdot \Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2}$, 高斯噪声则引入了随机扰动 $\Delta\theta_V^{1,2}(k)$ 。可采用求平均的方法对 $\Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2}$ 和 $\Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2}$ 进行精确的估计,以减小高斯噪声的影响。

如式(6)所示,各频点信道估计值的相位差中, $\Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2}$ 与频点编号无关,其数值为各频点信道估计值相位差的均值,可得 $\Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2}$ 估计值的计算表达式为

$$\Delta\varphi_{\text{epo}, \text{est}}^{1,2} = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=-N/2+1}^{N/2-1} \Delta\theta_{\text{epo}}^{1,2}(k)$$

而 $\Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2}$ 随频点编号呈线形变化,其数值为各频点信道估计值相位差的斜率,可得

$$\Delta\epsilon_{\text{sto}, \text{est}}^{1,2} = \frac{1}{N/2} \cdot \frac{1}{N/2-1} \cdot \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} \Delta\theta_{\text{epo}}^{1,2}(k) - \sum_{k=-N/2+1}^{-1} \Delta\theta_{\text{epo}}^{1,2}(k) \right)$$

将(6)代入以上两式,则

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{epo}, \text{est}}^{1,2} &= \Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2} + \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=-N/2+1}^{N/2-1} \Delta\theta_V^{1,2}(k) \\ &= \Delta\varphi_{\text{epo}}^{1,2} + \Delta\theta_{V_{\text{ave}}}^{1,2} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Delta\epsilon_{\text{sto}, \text{est}}^{1,2} &= \Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2} + \frac{1}{N/2} \cdot \frac{1}{N/2-1} \cdot \sum_{k=1}^{N/2-1} \left(\Delta\theta_V^{1,2}(k) - \Delta\theta_V^{1,2}(k - N/2) \right) \\ &= \Delta\epsilon_{\text{sto}}^{1,2} + \Delta\theta_{V_{\text{slope}}}^{1,2} \end{aligned} \quad (8)$$

为了便于分析,假定各频点具有相近的信噪比。由中心极限定理易知, $\Delta\theta_{V_{\text{ave}}}^{1,2}$ 是均值为 0、方差为 $\frac{1}{2 \cdot (N-1)} \cdot \frac{1}{\text{SNR}}$ 的高斯随机变量, $\Delta\theta_{V_{\text{slope}}}^{1,2}$ 是均值为 0、方差为 $\frac{1}{(N \cdot (N/2-1))} \cdot \frac{1}{\text{SNR}}$ 的高斯随机变量。在实际系统中,可以灵活选取信道衰落较小的频点用于估计,进一步提高估计结果的精度。

本文以 t_1 时刻接收的帧估计得到的信道响应作为参考,对 t_2 时刻接收的帧估计得到的信道响应进行修正,用于去除 t_1 和 t_2 时刻采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差的差值对信道估计值相位的影响,则

$$H'_2(k) = H_2(k) \cdot e^{j(\Delta\varphi_{\text{epo}, \text{est}}^{1,2} + k \cdot \Delta\epsilon_{\text{sto}, \text{est}}^{1,2})}$$

令 $\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k) = \Delta\theta_{V_{\text{ave}}}^{1,2} + k \cdot \Delta\theta_{V_{\text{slope}}}^{1,2}$, 将式(7)和式(8)代入上式,且由式(5)可得

$$\begin{aligned} H'_2(k) &= H_1(k) \cdot e^{j\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k)} + V'_2(k) \\ &= H_1(k) \cdot (\cos(\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k)) + j \cdot \sin(\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k))) + V'_2(k) \end{aligned}$$

上式中, $V'_2(k) = V_2(k) \cdot e^{j(\Delta\varphi_{\text{epo}, \text{est}}^{1,2} + k \cdot \Delta\epsilon_{\text{sto}, \text{est}}^{1,2})}$, 故 $V'_2(k)$ 的统计特性与 $V_2(k)$ 相同。将 $\cos$ 函数和 $\sin$ 函数的级数展开表达式代入上式可得

$$\begin{aligned} H'_2(k) &= H_1(k) + H_1(k) \cdot \left[\sum_{t=1}^{+\infty} (-1)^t \frac{(\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k))^{2t}}{(2t)!} + j \cdot \sum_{t=0}^{+\infty} (-1)^t \frac{(\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k))^{2t+1}}{(2t+1)!} \right] + V'_2(k) \end{aligned} \quad (9)$$

在实际通信系统中,由于 $\text{SNR} > 1$ 且 $N \gg 1$, 故 $\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k) \ll 1$, 则式(9)可简化为

$$H'_2(k) \approx H_1(k) + j \cdot \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k) \cdot H_1(k) + V'_2(k)$$

同理,对 M 个不同时刻接收到的物理层帧估计得到的信道响应进行上述处理,并对其进行平均后作为信道估计结果,可得

$$\begin{aligned} H_{\text{ave}}^M(k) &= \frac{1}{M} \cdot \left(H_1(k) + \sum_{m=2}^M H'_m(k) \right) \\ &= H_1(k) + j \cdot \frac{H_1(k)}{M} \cdot \sum_{m=2}^M \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,m}(k) \\ &\quad + \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M V'_m(k) \end{aligned} \quad (10)$$

2.2 基于多帧平均的信道估计方法的精度分析

由式(10)可知,通过估计和纠正采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差并对多帧获得的信道估计值进行平均之后所得的估计结果均方误差为

$$\begin{aligned} \sigma_{H,\text{est}}(k) &= \\ E \left\{ \frac{\left| \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M V'_m(k) + j \cdot \frac{H(k)}{M} \cdot \sum_{m=2}^M \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,m}(k) \right|^2}{|H(k)|^2} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

为了得到式(11)的简化表达式,可继续进行推导。由 $(a+b)^2 \leq 2 \cdot (a^2 + b^2)$ 可得

$$\sigma_{H,\text{est}}(k) \leq 2 \cdot \left(E \left\{ \frac{\left| \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M V'_m(k) \right|^2}{|H(k)|^2} \right\} + E \left\{ \frac{\left| \frac{H(k)}{M} \cdot \sum_{m=2}^M \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,m}(k) \right|^2}{|H(k)|^2} \right\} \right)$$

上式中,等号右边第一项 $E \left\{ \frac{\left| \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M V'_m(k) \right|^2}{|H(k)|^2} \right\} =$

$\frac{1}{M} \cdot \frac{1}{\text{SNR}}$; 等号右边第二项中,由于 $\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(k) \leq \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,2}(N/2)$, 则

$$\begin{aligned} &E \left\{ \frac{\left| \frac{H_1(k)}{M} \cdot \sum_{m=2}^M \Delta\theta_{\text{comp}}^{1,m}(k) \right|^2}{|H_1(k)|^2} \right\} \\ &< \frac{1}{M} \cdot E \{ |\Delta\theta_{\text{comp}}^{1,m}(N/2)|^2 \} \\ &= \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{1}{(N-1)} \cdot \frac{1}{2 \cdot \text{SNR}} + \frac{1}{(N/2-1)} \cdot \frac{1}{2 \cdot \text{SNR}} \right) \\ &< \frac{1}{M} \cdot \frac{3}{2 \cdot (N-2)} \cdot \frac{1}{\text{SNR}} \end{aligned}$$

因此有

$$\sigma_{H,\text{est}}(k) < \frac{2}{M} \cdot \left(1 + \frac{3}{2 \cdot (N-2)} \right) \cdot \frac{1}{\text{SNR}}$$

当参与平均的频点数较多(N 取值较大)时,由

纠正采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差所造成的误差可以忽略不计,即式(11)中等号右边求模号内的第二项约等于 0。此时,由式(11)可得,

$$\sigma_{H,\text{est}}(k) \approx \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{\text{SNR}}$$

由上式可知,如果仅将当前帧估计得到的信道参数用于均衡,则信道估计值的均方误差为 $1/\text{SNR}$; 而采用本文建议的信道估计算法,可以使信道估计值的均方误差降为 $1/(M \cdot \text{SNR})$,从而有效地减小了高斯噪声对信道估计的影响,提高了估计结果的精度。

2.3 不同帧共享已知信道估计值的方法

当信道参数随时间变化不显著时,如果接收机已获得当前信道的信道估计值,在之后较长的时间范围内只需估计并纠正该信道估计值与各数据帧之间的采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差的差值,即可将修正后的信道估计值用于各数据帧的均衡。由于估计采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差所需的频点数(约几十个)少于信道估计所需的频点数(通常上百甚至上千),因此,采用长度较短的特殊序列取代传统数据帧结构中用于进行信道估计的前导序列,可以降低前导序列在数据帧中所占的比例,从而提高传输效率。

在突发式通信系统中,各帧必须通过同步序列实现帧同步,以准确地查找出帧起始位置。因此,可以采用特殊的帧同步序列,不仅利用其完成帧同步操作,而且将其用于估计采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差。在实际系统中,帧同步操作通常在时域进行,而采样起始时刻偏差和载波起始相位偏差估计则在频域实现。因此,不仅要求同步序列具有良好的相关特性,而且需要在时、频域均具有近似恒包络的幅度特性,符合这一需求的序列包括 m 序列以及各种恒包络零自相关(CAZAC)序列等。本文以 m 序列为例,将其作为数据帧的同步序列。

在进行信道估计时,所采用快速傅立叶变换(FFT)的点数通常为 2 的整数次幂。设已获得的信道估计值为 $H_{\text{est}}(k)$, $k = -(N_1+1)/2-1, \dots, 0, \dots, (N_1+1)/2-1$, 其中 $N_1 = 2^{m_1}$ 。数据帧的同步序列采用 m 序列,其长度为 $N_2 = 2^{m_2} - 1 \approx 2^{m_2}$, 且 $N_2 < N_1$ 。

接收数据帧时,对接收到的 m 序列进行 FFT,得到同步序列的频域表示 $R_{\text{sync}}(k_2)$, $k_2 = -(N_2+1)/2-1, \dots, 0, \dots, (N_2+1)/2-1$ 。去除本地序列在各频点的幅度和相位信息之后,可得到由同步序列估计得到的信道响应 $H_{\text{sync}}(k_2)$ 。令 $k_1 = 2^{(m_1-m_2)} \cdot$

k_2 , 以 $H_{\text{sync}}(k_2)$ 作为参考, 根据 2.1 中的方法可以估计出 $H_{\text{est}}(k_1)$ 和 $H_{\text{sync}}(k_2)$ 之间的采样起始时刻偏差差值 $\Delta\epsilon_{\text{sto}}^{\text{data}}$ 以及载波起始相位偏差差值 $\Delta\varphi_{\text{cpo}}^{\text{data}}$ 。利用 $\Delta\epsilon_{\text{sto}}^{\text{data}}$ 和 $\Delta\varphi_{\text{cpo}}^{\text{data}}$ 对 $H_{\text{est}}(k)$ 进行修正, 可得

$$H'_{\text{est}}(k) = H_{\text{est}}(k) \cdot e^{j(\Delta\varphi_{\text{cpo}}^{\text{data}} - k \cdot \Delta\epsilon_{\text{sto}}^{\text{data}})}$$

之后, 即可将 $H'_{\text{est}}(k)$ 用于当前接收数据帧的均衡运算。

3 仿真结果和分析

3.1 误码性能

这里对本文提出的信道估计方法与传统方法进行了仿真对比。仿真系统采用 OFDM 技术, 在 16MHz 带宽内一共包含 $N_{\text{carrier}} = 2048$ 个子载波, 有效子载波数目为 $N_{\text{eff}} = 1500$ 个, 循环前缀长度为 $N_g = 256$, 则一个 OFDM 符号的总长度为 $N_{\text{total}} = N_g + N_{\text{carrier}} = 2314$ 。传统帧结构中, 前导序列由两个 OFDM 符号组成, 每个 OFDM 符号的频域信息为对已知 m 序列进行双相相移键控 (BPSK) 调制后得到的符号序列; 信息序列采用 16 阶正交幅度调制 (16QAM), 并且未采用信道编码。

在有线传输环境中, 除高斯信道之外, 部分信道条件还可等效为莱斯或瑞利信道。例如, 根据实测数据, 同轴电缆 1GHz 以上频段的信道即可等效为莱斯信道。部分无线传输环境也具有时变不显著的特性, 其静态多径时延特征可表现为莱斯或瑞利信道。因此, 本文对所提出的信道估计方法在高斯、莱斯以及瑞利信道下的估计性能均进行了仿真。仿真使用的莱斯信道和瑞利信道采用 DVB-T 标准^[10]中给出的信道参数。在实际通信系统中, 信噪比通常不超过 30dB, 本文以 30dB 作为仿真中采用的信噪比上限。此外, 对于大多数通信系统, 需要无信道编码情况下的误比特率达到 10^{-2} 量级才能满足误码性能要求。因此, 本文在仿真中根据该原则选择了合适的信噪比起点。

传统方法在进行信道估计时, 由当前数据帧前导序列所包含的两个已知 OFDM 符号得到信道响应的估计值, 并将其直接用于进行本帧的均衡。

为了验证本文提出的信道估计方法对高斯噪声的抗干扰能力, 本文首先仿真得到了高斯信道下两种方法估计所得的信道响应的均方误差。由图 4 可知, 采用本文提出的信道估计方法时, 如果将 4 个探测帧估计得到的信道响应进行平均和合并 (即 $M =$

4), 所得估计结果的均方误差性能优于传统方法约 6dB; 当 M 取 8 和 16 时, 估计结果的均方误差性能分别优于传统方法 9dB 和 12dB。如 2.2 中所述, 当 N 较大时, $\sigma_{H, \text{est}}(k) \approx \frac{1}{(M \cdot \text{SNR})}$, 而 $\sigma_{H, \text{est}}^{\text{conv}}(k) = \frac{1}{\text{SNR}}$ 。因此, 仿真结果与理论推导相符合。

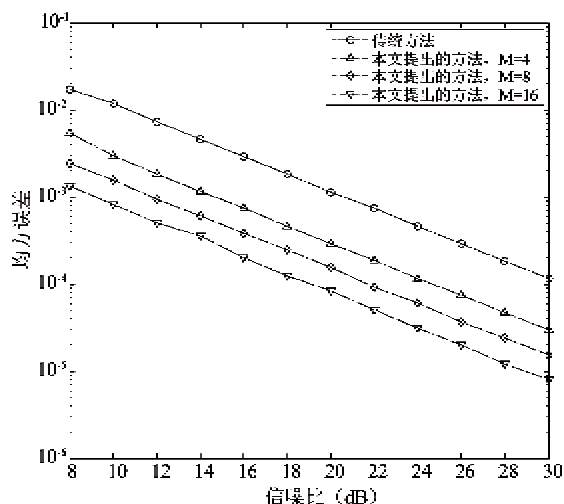


图 4 信道估计结果均方误差比较

在高斯和莱斯信道下, 采用两种估计方法的系统的误码性能如图 5 所示, 瑞利信道下的仿真结果如图 6 所示。可知, 在高斯信道下, 本文提出的信道估计方法的误码性能优于传统方法约 0.7dB; 在莱斯和瑞利信道下, 本文提出的信道估计方法的误码性能优于传统方法约 1dB。

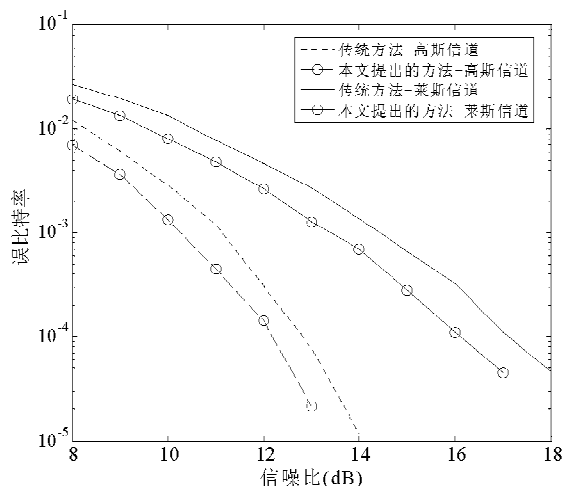


图 5 高斯以及莱斯信道下的误码性能比较

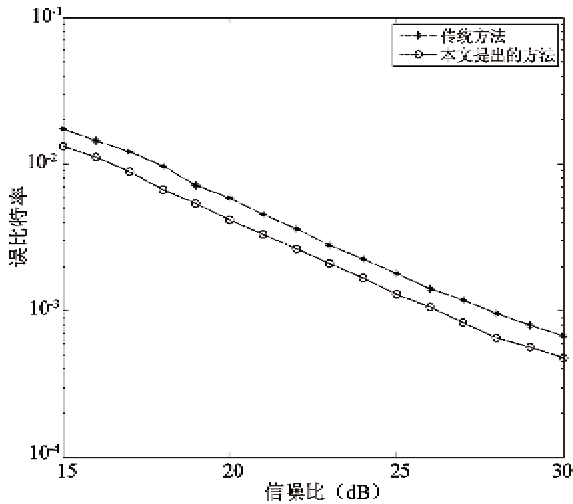


图 6 瑞利信道下的误码性能比较

3.2 传输效率

本文还对采用 2.3 中描述的已知信道估计值共享方法与传统信道估计方法的数据传输效率进行了对比。传统方法数据传输效率 eff_{conv} 与单个数据帧中用于传输数据的 OFDM 符号的数目 L_{data} 的关系为

$$eff_{conv}(L_{data}) = \frac{L_{data} \cdot N_{eff}}{(L_{train} + L_{data}) \cdot N_{total}}$$

上式中, L_{train} 表示前导序列包含的 OFDM 符号数目,本文中令 $L_{train} = 2$, N_{eff} 以及 N_{total} 采用 3.1 中指定的数值。

在本文提出的方法中,设置每间隔 M_{data} 个数据帧发送一个探测帧,每个探测帧包含同步序列以及由 L_{train} 个 OFDM 符号构成的训练序列,用于进行信道估计等;数据帧则只包含同步序列和数据序列,同步序列采用长度为 255 的 m 序列,即 $N_{sync} = 255$ 。该示例帧结构如图 7 所示。

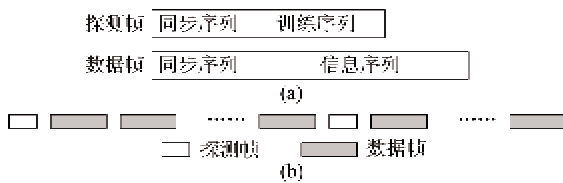


图 7 本文推荐的帧结构

本文所提出的方法的数据传输效率 eff_{new} 与 L_{data} 的关系为

$$eff_{new}(L_{data}) = \frac{L_{data} \cdot N_{eff} \cdot M_{data}}{(N_{sync} + L_{data} \cdot N_{total}) \cdot M_{data} + (N_{sync} + L_{train} \cdot N_{total})}$$

两种方法传输效率的比较如图 8 所示。当单个数据帧中用于传输数据的 OFDM 符号的数目小于 20(实际通信系统中的帧长度在大多数情况下满足该假设条件)时,本文提出的方法的数据传输效率高于传统方法 10% 以上。

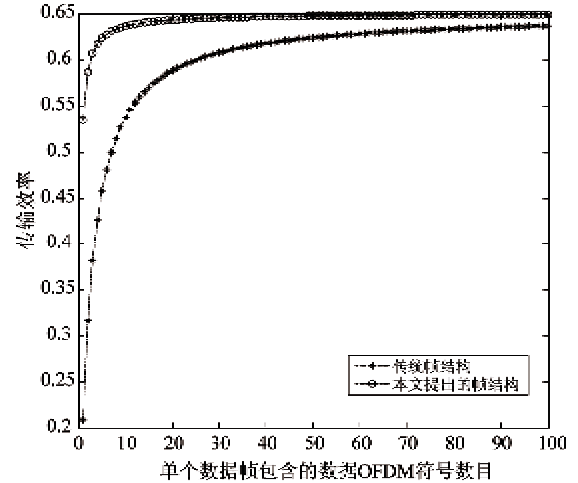


图 8 系统传输效率比较

图 8 中,所采用的 $M_{data} = 20$ 。如果 M_{data} 的数值增大,则本文提出的方法的传输效率将进一步提高。

4 结 论

本文提出了一种适用于时不变信道下突发式通信系统的信道估计方法,该方法对随机传输的物理层帧之间的采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差的差值进行了估计和纠正,使各帧之间的信道估计结果可以相互利用,从而提高了信道估计结果的精度。仿真结果表明,采用本文提出的信道估计方法,可以使系统的误码性能提高约 1dB。此外,在已获得当前信道的信道响应估计值的情况下,本文提出在数据帧中仅采用长度较短的、具有时频域恒包络特性的同步序列估计采样起始时刻偏差以及载波起始相位偏差,并利用估计出的偏差对已知信道估计值进行修正以用于均衡,而无需采用较长的前导序列重新进行信道估计,从而减小了前导序列在数据帧总长度中所占的比例,使系统传输效率提高约 10%。在信道特性时变不显著的信道条件下,本文提出的信道估计方法在误码性能和传输效率两方面均能使系统性能获得提升,具有良好的实用性。

参考文献

- [1] 常健. 双向化改造 EPON 任重道远. 华为技术, 2008, 5 (29):13-14
- [2] IEEE LAN/MAN Standards Committee. IEEE 802.11-2007. IEEE Standard for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007
- [3] IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society. IEEE 802.16a-2003. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems-Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003
- [4] 边晓春, 孟伟. 基于 WiFi 降频技术的双向接入. 中国数字电视, 2007, 12:60-61
- [5] Dong X, Xie X, Chen X. Joint channel estimation for WiMAX by preamble and uneven pilots. In: Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Shanghai, China, 2007. 1104-1107
- [6] Haeb-Umbach R, Bevermeier M. OFDM Channel Estimation Based on Combined Estimation in Time and Frequency Domain. In: Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Honolulu, Hawaii, USA, 2007. 277-280
- [7] Yuan H M, Ling Y Z, Sun H, et al. Research on channel estimation for OFDM receiver based on IEEE 802.11a. In: Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Industrial Informatics, Daejeon, Korea, 2008. 35-39
- [8] Wang Y, Oostveen J, Filippi A, et al. A novel preamble scheme for packet-based OFDM WLAN. In: Proceedings of the 2007 IEEE Wireless Communications & Networking Conference, Hong Kong, China, 2007. 1481-1485
- [9] Roland E. Phase-Locked Loops Design, Simulation, and Applications (Gravure). 5th Edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2003. 83-85
- [10] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). EN 300 744 Version 1.5.1. Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial systems. Sophia Antipolis: European Telecommunications Standards Institute (ETSI), 2004

A novel channel estimation method for time-invariant channels

Wu Yiling, Li Hongbin, Zhao Yuping

(Department of Electronics, School of Electronics Engineering and
Computer Science, Peking University, Beijing 100871)

Abstract

This paper studies the channel estimation of burst-mode orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communication systems under time-invariant channels. A channel estimation method based on the estimation and correction of initial sampling offset and initial carrier phase offset is proposed based on the consideration that in burst-mode communication systems there exist different initial sampling offsets and initial carrier phase offsets between frames transmitted at different times, leading to the channel estimation results of different frames are hard to be used by each other. This paper analyzes the effect of these two offsets to OFDM signals, and proposes a corresponding estimation and correction method. The proposed method makes the channel estimation results of different frames be used by each other. As the simulation results show, the proposed channel estimation method gains about 1dB improvement on BER performance. Besides, the transmission efficiency of communication systems is also increased by about 10%.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), channel estimation, initial sampling offset, initial carrier phase offset