

OFDM系统相位噪声的Huber ML抑制方法

王德刚 张晓瀛 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: OFDM 系统对相位噪声(PHN)非常敏感, 由其引起的子载波相位旋转和载波间干扰(ICI)会严重恶化系统性能。该文提出了一种新的 OFDM 接收机 PHN 估计和抑制方法, 利用判决数据采用 Huber ML 估计方法对 PHN 引起的 ICI 分量进行迭代估计, 将估计的 ICI 系数变换到时域来校正每个样点的相位误差, 从而达到抑制 PHN 的目的。与传统的基于判决的估计方法相比, 该方法对判决的错误传播具有鲁棒性, 可进一步提高 ICI 抑制性能。对算法在 AWGN 和多径信道环境下的仿真结果表明所提方法对 PHN 引起的 ICI 有较好的抑制性能。

关键词: OFDM; 相位噪声; 载波间干扰; 迭代

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)01-0075-04

Phase Noise Mitigation Method for OFDM System Based on Huber ML

Wang de-gang Zhang Xiao-ying Wei Ji-bo

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: One of the main drawbacks of OFDM is its high sensitivity to phase noise (PHN). This gives rise to subcarriers phase rotation and InterCarrier Interference (ICI), so the orthogonality of subcarriers is destroyed. In this paper, an iterative PHN mitigation method is proposed. ICI coefficients are estimated in frequency domain by Huber ML estimator, and phase errors are mitigated in time domain samples by samples. The Huber ML estimator is robust to the propagation errors. Simulation results are reported in AWGN and multi-path channel models, which shows that the superior ICI mitigation performance of the proposed algorithm is achieved over the other available PHN mitigation methods.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); PHase Noise(PHN); InterCarrier Interference (ICI); Iteration

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术是近年来宽带通信领域的热点之一, 已在很多场合得到应用, 如数字视频广播(DVB)和无线局域网(WLAN)等均采用 OFDM 为核心技术。但 OFDM 系统的一个主要缺点是对相位噪声(PHN)非常敏感。相位噪声是由本地晶振的不稳定性引起, 它给 OFDM 接收机带来的影响是产生共同相位误差(CPE)和载波间干扰(ICI)^[1,2], CPE 在所有频域子载波上引入相同的相位旋转, 而 ICI 则会加强系统噪声, 造成接收机性能下降, 尤其在 OFDM 系统采用较高调制阶数时(如 64QAM), ICI 对系统的性能影响更为严重。

已有的 OFDM 系统 PHN 抑制方法大多只考虑对 CPE 进行估计和补偿。如文献[3]在频域通过比较接收数据与判决数据的相位旋转得到 CPE 的估计, 并在频域进行相位补偿, 该方法实现简单, 但性能较差。文献[4]给出了一种基于导频子载波的 Kalman 跟踪 CPE 的方法, 但是该方法需要使用较多的导频子载波, 占用了较多系统带宽资源。文献[5]提出了采用叠加导频的 CPE 估计方法, 该方法不需要插入导频,

计算复杂度低, 但估计误差较大。

CPE 的估计方法简单, 可基本满足采用低阶基带调制(BPSK, QPSK 等)OFDM 系统性能需要, 但当系统对带宽效率要求较高, 如采用高阶 QAM 调制时, 各子载波间隔相对较小, 这时由 PHN 带来的 ICI 对接收机性能的影响就无法忽略了。文献[6]基于判决数据估计频域 ICI 系数, 并在频域补偿 ICI, 但仿真表明频域补偿后性能没有明显改善。文献[7]对 ICI 系数进行 MMSE 估计, 性能较好, 但该方法需要多个 OFDM 符号, 复杂度较高。文献[8]采用判决辅助的迭代方法, 可有效抑制 ICI 影响。

本文提出了一种 OFDM 系统 PHN 引起的 ICI 抑制方法。和文献[8]类似, 算法基于判决数据对 ICI 分量进行迭代估计, 然后将估计的 ICI 加权系数变换到时域来校正每个样点的相位误差。为提高性能, 本文引入 Huber 滤波^[9]的思想, 减小了判决错误产生的异常值对估计的不利影响, 获得了性能上的进一步提高。本文对提出的方法在 AWGN 信道和瑞利多径信道下进行了仿真, 结果表明本文提出的方法对存在 PHN 的 OFDM 系统具有很好的 ICI 抑制性能。

2 系统模型

2.1 PHN 模型

本文采用经典的PHN模型, 即将PHN建模为Wiener过

程^[1]:

$$\phi(t) = 2\pi \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (1)$$

式中 $u(\tau)$ 为零均值方差为 σ^2 的高斯白噪。PHN的等效低通模型表示为 $\varphi(t) = e^{j\phi(t)}$, 其功率谱为劳伦斯谱, 3dB带宽为 B 。将PHN表示为离散时间形式, 对于第 m 个OFDM符号的第 n 个样点, 有

$$\phi_m(n) = \sum_{k=0}^{mN_0+n} u(k) \quad (2)$$

式中 N_0 为OFDM符号长度, $u(k)$ 是 $u(\tau)$ 的离散时间模型, 其方差为 σ^2 , 方差和PHN带宽 B 的关系表示为

$$\sigma^2 = 2\pi BT / N_0 \quad (3)$$

这里带宽因子 BT 表征了PHN相对于系统带宽变化的剧烈程度。

2.2 存在 PHN 的 OFDM 信号模型

设OFDM系统有 N 个并行子载波, 发送数据表示为矢量形式有

$$\mathbf{X} = [x_0, \dots, x_k, \dots, x_{N-1}]^T \quad (4)$$

经过 N 点IFFT变换调制到时域, 发送信号可表示为

$$\mathbf{S} = [s_0, \dots, s_k, \dots, s_{N-1}]^T \quad (5)$$

其中 $s_k = (1/\sqrt{N}) \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi kn/N}$ 。然后添加长度为 N_g 的循环前缀, 完成发送端的基带调制过程。无线信道模型为多径衰落信道, 并假定在OFDM观测符号间隔内保持不变, 其离散脉冲响应 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T$ 服从瑞利分布, 其均值为 0, 方差为 Δ_h , L 为信道阶数, 并且有 $L < N_g$ 。信道频域响应是 \mathbf{h} 的 N 点FFT变换, 表示为 $\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T$ 。在接收端, 假设已经实现了帧同步和载波同步, 设该接收符号的第 k 个样点对应的PHN为 $\theta(k)$ 。去掉CP后, OFDM时域接收信号的等效基带模型表示为矢量形式:

$$\mathbf{Y} = [y_0, \dots, y_k, \dots, y_{N-1}]^T \quad (6)$$

其中

$$y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\theta_k} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n e^{j2\pi kn/N} + v_k \quad (7)$$

v_k 是零均值复高斯噪声, θ_k 是PHN引起的相位误差。经FFT解调后的频域数据写为

$$\mathbf{Z} = [z_0, \dots, z_k, \dots, z_{N-1}]^T \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} z_k &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi km/N} e^{j\theta_m} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n e^{j2\pi mn/N} + w_k \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\theta_m} e^{j2\pi m(n-k)/N} + w_k \end{aligned} \quad (9)$$

式中 w_k 是噪声项的FFT变换, 同样满足零均值复高斯分布。当不存在相位噪声, 即 $e^{j\theta_m} = 1$ 时, 式(9)可写为

$$\begin{aligned} z_k &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n e^{j2\pi mn/N} + w_k \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(n-k)/N} + w_k = x_k H_k + w_k \end{aligned} \quad (10)$$

此时各子载波完全正交, 无ICI, 通过简单均衡算法即可恢复原始发送数据。当相位噪声存在, 即 $e^{j\theta_m} \neq 1$ 时, 其他数据子载波的加权和形成对当前解调子载波数据的干扰为

$$\begin{aligned} z_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\theta_m} e^{j2\pi m(n-k)/N} + w_k \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\theta_m} e^{j2\pi m(n-k)/N} + w_k \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n c_{n-k} + w_k = x_k H_k c_0 + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} x_n H_n c_{n-k} + w_k \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $c_0 = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\theta_m}$, 称为CPE, 引起所有子载波的相位旋转。 $c_{n-k} = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\theta_m} e^{j2\pi m(n-k)/N}$ 为频域ICI系数。PHN造成的ICI干扰可以看作是各个子载波以 c_{n-k} 为加权因子之加权和。式(11)表明频域ICI系数是时域相位误差的逆FFT变换, 利用这一点, 对频域ICI系数进行FFT变换就可以得到时域的相位误差分量。

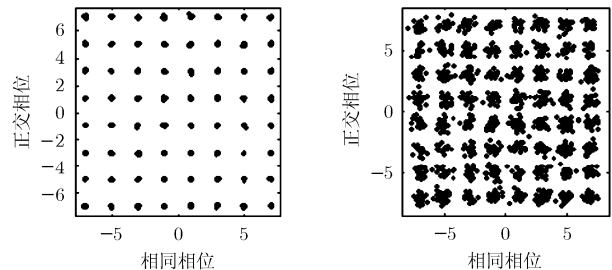
3 本文提出的 Huber ML 方法

从上述模型可以看出, PHN 较之其它确定性的参数(频偏、信道响应等)不同, 它是随时间变化的随机变量, 因此PHN的估计相对复杂。从式(11)可以看出, PHN 引起所有解调频域子载波的相位旋转(CPE), 并引入来自其它子载波的ICI干扰。在传统的OFDM接收机设计中通常采用插入导频的方法来校正CPE^[3], 而忽略ICI的影响, 但对于采用高阶调制的OFDM系统ICI干扰会带来较大的影响。以采用64QAM基带调制的OFDM系统为例, 在系统信噪比较高情况下, 解调信号星座图受RFO和PHN影响如图1所示。可见, 进行CPE补偿后的星座点受ICI影响依然十分发散, 因此有必要对ICI分量进行估计和抑制, 以提高接收机性能。

本文提出一种基于判决辅助的ICI迭代估计和抑制方法。首先考虑初始估计和抑制过程(下文中视为第1次迭代)。利用已知的信道响应(通过前导训练符号得到), 通过均衡后可得到初始判决数据 $\hat{\mathbf{X}} = [\hat{x}_0, \dots, \hat{x}_k, \dots, \hat{x}_{N-1}]^T$ 。设待估计的ICI系数 \mathbf{C} 为 $2d+1$ 维矢量, $d < N/2$, 即 $\mathbf{C} = [c_0, \dots, c_d, c_{N-1-d}, \dots, c_{N-1}]^T$ 。将频域数据表示为矩阵形式:

$$\mathbf{Z} = [z_0, \dots, z_k, \dots, z_{N-1}]^T = \mathbf{D}_s \mathbf{C} + \mathbf{W} \quad (12)$$

其中



(a) 不存在 PHN 的解调星座图

(b) 存在 $BT=0.08$ 的 PHN, 经过 CPE 校正的星座图

图 1

$$\mathbf{D}_s = \begin{bmatrix} \hat{x}_0 H_0 & \cdots & \hat{x}_d H_d & \hat{x}_{N-d-1} H_{N-d-1} & \cdots & \hat{x}_{N-1} H_{N-1} \\ \hat{x}_1 H_1 & \cdots & \hat{x}_{d+1} H_{d+1} & \hat{x}_{N-d} H_{N-d} & \cdots & \hat{x}_0 H_0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_{N-1} H_{N-1} & \cdots & \hat{x}_{d-1} H_{d-1} & \hat{x}_{N-d-2} H_{N-d-2} & \cdots & \hat{x}_{N-2} H_{N-2} \end{bmatrix}$$

利用 ML 准则, 为估计 \mathbf{C} , 使条件概率密度 $p(\mathbf{Z}|\mathbf{C})$ 最小, 等价为使欧氏距离最小, 得到

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{Z} - \mathbf{D}\mathbf{C}\|^2 \quad (13)$$

由式(13)得到 \mathbf{C} 的 ML 估计为

$$\hat{\mathbf{C}} = (\mathbf{D}_s^H \mathbf{D}_s)^{-1} \mathbf{D}_s^H \mathbf{Z} = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{D}_s^H \mathbf{Z} \quad (14)$$

式中 $\mathbf{G} = \mathbf{D}_s^H \mathbf{D}_s$ 为 $(2d+1) \times (2d+1)$ 维矩阵。

从式(11)可以看出, ICI 系数是时域相位误差的 IFFT 变换, 因此可以通过 FFT 变换得到时域相位误差估计:

$$e^{j\hat{\phi}_k} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{-j2\pi nk/N} \quad (15)$$

利用上述估计结果对式(7)进行相位误差补偿, 补偿后的时域信号表示为

$$\tilde{y}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \left(e^{j\hat{\phi}_k} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H_n e^{j2\pi nk/N} + u_k \right) e^{-j\hat{\phi}_k} \quad (16)$$

下面考虑后续迭代估计过程。我们知道, 基于判决的参数估计有一个固有的缺点, 就是会造成错误传播, 基于错误判决点的估计会得到异常值(Outlier point), 并且多次迭代仍然不会完全消除。异常值的存在会使估计结果远远偏离预期的结果, 对估计性能造成很大的影响。文献[9]提出了 Huber 滤波的概念, 采用对异常值进行加权的非线性 ML 估计方法, 将错误判决转换为叠加在各个采样点的噪声分量, 从而达到抑制异常值的目的。本文对 ICI 系数的迭代估计引入 Huber ML 方法(以下简称 HML)。HML 估计使下列目标函数最小化:

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} \rho \left(\frac{r_i}{\sigma_i} \right) \quad (17)$$

其中 r_i 为残余误差(residual error), σ_i 为噪声标准差, $\rho(\cdot)$ 为实值函数, 由下式给出:

$$\rho(r_i) = \begin{cases} |r_i|^2 / 2, & |r_i| \leq \beta \\ \beta |r_i| - \beta^2 / 2, & |r_i| > \beta \end{cases} \quad (18)$$

β 为预设的误差门限。设第 $k-1$ ($k > 1$) 次迭代得到的 ICI 估计和判决数据分别为 $\hat{\mathbf{C}}_s^{(k-1)} = [\hat{c}_0^{(k-1)}, \dots, \hat{c}_d^{(k-1)}, \hat{c}_{N-d-1}^{(k-1)}, \dots, \hat{c}_{N-1}^{(k-1)}]^T$ 和 $\hat{\mathbf{X}}^{(k-1)} = [\hat{x}_0^{(k-1)}, \dots, \hat{x}_{N-1}^{(k-1)}]^T$, 则对第 k 次迭代, 其残余误差可表示为

$$r_i = z_i - \mathbf{D}_{s,i}^{(k-1)} \mathbf{C}_s^{(k-1)} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{D}_{s,i}^{(k-1)}$ 为矩阵 $\mathbf{D}_s^{(k-1)}$ 的第 i 行, $\mathbf{D}_s^{(k-1)}$ 表示为

$$\mathbf{D}_s^{(k-1)} = \begin{bmatrix} \hat{x}_0^{(k-1)} H_0 & \cdots & \hat{x}_d^{(k-1)} H_d & \hat{x}_{N-d-1}^{(k-1)} H_{N-d-1} & \cdots & \hat{x}_{N-1}^{(k-1)} H_{N-1} \\ \hat{x}_1^{(k-1)} H_1 & \cdots & \hat{x}_{d+1}^{(k-1)} H_{d+1} & \hat{x}_{N-d}^{(k-1)} H_{N-d} & \cdots & \hat{x}_0^{(k-1)} H_0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_{N-1}^{(k-1)} H_{N-1} & \cdots & \hat{x}_{d-1}^{(k-1)} H_{d-1} & \hat{x}_{N-d-2}^{(k-1)} H_{N-d-2} & \cdots & \hat{x}_{N-2}^{(k-1)} H_{N-2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

综合式(17)-式(19)得到第 k 次 ICI 系数的迭代 HML 估计为

$$\hat{\mathbf{C}}_s^{(k)} = (\mathbf{D}_s^{(k-1)H} \mathbf{W}^{(k)} \mathbf{D}_s^{(k-1)})^{-1} \mathbf{D}_s^{(k-1)H} \mathbf{W}^{(k)} \mathbf{Z} \quad (21)$$

式(21)中 $\mathbf{W}^{(k)}$ 为对角加权矩阵, 表示为

$$\mathbf{W}^{(k)} = \begin{bmatrix} q(r_0/\sigma_0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & q(r_1/\sigma_1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & q(r_{N-1}/\sigma_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中 $q(r_i/\sigma_i)$ 为对应数据子载波的加权因子, 表示为

$$q(r_i/\sigma_i) = \frac{\partial \rho(r_i)}{|r_i| \partial r_i} = \begin{cases} 1, & |r_i| \leq \beta \\ b/|r_i|, & |r_i| > \beta \end{cases} \quad (23)$$

对比式(14)和式(21), 可以看到 HMLE 相当于加权 ML 估计, 权重由解调数据与上次迭代判决数据的误差决定。误差门限 β 的选取影响到对判决误差的容忍度, 一般在 0.25-3 之间选取。噪声标准差可以由每个 OFDM 数据帧的前导训练符号或导频子载波得到。

图 2 所示为两次迭代后得到的 ICI 系数和时域相位误差与真值的比较, 可以看到, 估计结果与真实相位误差十分吻合。

4 算法仿真结果和分析

为了衡量算法的性能, 对本文提出的估计算法在 AWGN 和多径信道环境下进行了计算机仿真, 仿真参数设置如下: 每个 OFDM 帧由 10 个短符号、2 个长符号组成训练符号, 数据符号为 30 个, 每个数据符号子载波数 $N = 64$, 其中有 4 个为等间隔插入的导频子载波, 循环前缀 $N_g = 16$, 各子载波采用 64QAM 调制方式, 未加信道编码, 系统带宽为 2MHz, 载波频率为 2.4GHz。多径信道为 6 径瑞利信道, 最大多径延迟小于循环前缀间隔, 信道响应在一个 OFDM 帧间隔内保持不变。信道响应采用长符号利用 MMSE 估计方法得到, 对频域解调数据采用 LS 方法均衡。仿真中对比文献[3]的 CPE 校正方法(以下称为方法 1)和文献[8]的迭代方法(方法 2)验证本文提出方法的性能。HML 方法取误差门限 β 为 1.5。每个样点仿真 5000 次。

图 3 是 AWGN 信道环境下, 算法在不同 SNR 下估计性能比较。从曲线中可以看到, 方法 1 由于只对 CPE 进行估计和补偿, ICI 没有得到抑制, 在中高 SNR 时, 尽管信道噪声很小, ICI 分量成为噪声的主要来源, 影响了接收机性能。本文中抑制 ICI 干扰的 HML 方法对比文献[3]方法在迭代 1 次的情况下是等价的, 性能较方法 1 有了很大提升。方法 2 和 HML 方法采用 2 次迭代后性能都有进一步提升。而采用 Huber ML 的迭代方法(下简称 HML 方法)由于采用加权的方法将判决错误转化为噪声, 弱化了异常值对估计性能的影响, 因此对 PHN 抑制性能优于方法 2 的迭代方法。

图 4 和图 5 是多径信道环境下, 算法在 PHN 带宽因子 BT 分别为 0.04 和 0.08 时的估计性能比较。从图中可以看到, 与在 AWGN 信道环境下的仿真结果类似, 方法 1 性能最差,

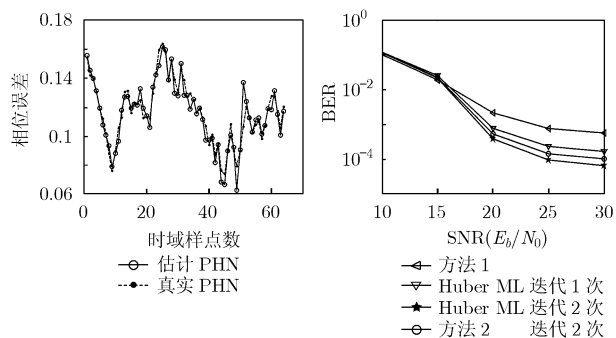


图 2 PHN 估计值与真值对比
SNR=35dB, OFDM 基带
采用 64QAM 调制, BT=0.08

图 3 AWGN 下迭代估计性能
比较。64QAM 调制, BT=0.04

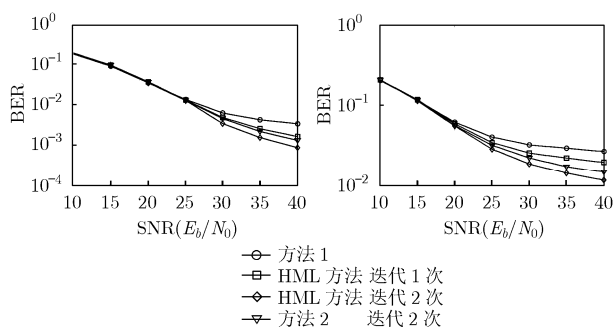


图 4 多径下 PHN 估计性能
比较。64QAM 调制, BT=0.04

图 5 多径下 PHN 估计性能
比较。64QAM 调制, BT=0.08

采用 ICI 抑制后性能明显好于只进行 CPE 校正的方法。方法 2 采用迭代进一步提高了 ICI 抑制的性能, 而本文提出的 HML 性能最好, 在中高 SNR 情况下对比方法 2 有 2~4dB 的性能提升。对比图 4 和图 5, 可以看到随着 PHN 噪声带宽的增加, HML 方法抑制性能具有很好的鲁棒性。

5 结束语

本文提出了一种 OFDM 系统 PHN 的 ICI 迭代抑制方法, 通过利用判决数据在频域得到 ICI 系数的 Huber ML 估计, 然后将 ICI 系数变换到时域来校正每个样点的相位误差。Huber ML 的引入降低了判决错误传播对估计性能的影响, 使迭代过程对 PHN 噪声具有很好的鲁棒性。AWGN 和多径信道环境下的仿真结果表明, 该方法可以有效抑制由 PHN 引起的 ICI, 提升系统性能。

参考文献

- [1] Piazzo L and Mandarini P. Analysis of phase noise effects in OFDM modems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(10): 1696-1705.
- [2] Armada A G. Understand the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)[J]. *IEEE Trans. on Broadcast*, 2001, 47(2): 153-159.
- [3] Robertson P and Kaiser S. Analysis of the effects of phase-noise in Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) systems[C]. *IEEE Conf. Communications*, Seattle, USA, Jun., 1995, 3(1): 1652-1657.
- [4] Petrovic D, Rave W, and Fettweis G. Common phase error due to phase noise in OFDM-estimation and suppression [C]. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, Sept., 2004, 3: 1901-1905.
- [5] Varma R, Athaudage N, and Andrew L H. Phase noise compensation for OFDM WLAN systems using superimposed pilots [C]. *IEEE Communication systems*, Singapore, Oct., 2006: 1-5.
- [6] Wu Songping, Liu Pan, and Bar-Ness Y. Phase noise estimation and mitigation for OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(12): 3616-3625.
- [7] Munier F, Eriksson T, and Svensson A. Receiver algorithms for OFDM systems in phase noise and AWGN [C]. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, Sept., 2004, 3: 1998-2002.
- [8] Marx F and Farah J. Iterative baseband correction of phase noise in OFDM systems for transmission over multi-path and AWGN channels[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Dallas, USA, Sept., 2005, 2: 1006-1010.
- [9] Paul P. Robust Huber adaptive filter[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(4): 1129-1133.

- 王德刚: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为软件无线电技术、宽带无线通信同步技术。
 张晓瀛: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信中的均衡和信道估计。
 魏急波: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为宽带通信技术与无线通信网络技术等。