



## 基于实测的 WLAN 系统导频位置优化设计

兰 馥,李云洲,栗 欣,周世东

(清华大学信息技术研究院无线与移动通信技术研究中心 北京 100084)

**摘 要:**针对 IEEE 802.11ac“利用前导序列符号+梳状导频”的帧结构,推导出基于最大似然估计的校正方案性能评估公式。基于该公式分析了导频位置选择、信道衰落及子载波间相关性对校正性能的影响。提出了一种信令交换方式,可以实现收发端优化导频位置同步,并根据信道响应的幅度信息,设计了一种低复杂度的导频位置优化的方案,能够在保证性能不损失的情况下,节省导频开销。仿真与实测的结果显示,对于理想瑞利信道数据,校正性能在信道幅度信息未知和已知的情况下分别提升 1.85 dB 和 7.15 dB;对于实测信道数据,则分别提升 1.67 dB 和 2.68 dB。

**关键词:** WLAN;频偏纠正;相噪补偿;导频优化

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2015193

## Pilot Position Optimization Design of WLAN System Based on Experiment

Lan Jue, Li Yunzhou, Su Xin, Zhou Shidong

(Wireless and Mobile Communication Technology R&D Center, Research Institute of Information Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** Considering the frame structure of IEEE 802.11ac with “leading preamble plus comb-like pilot”, the performance evaluation formula of the correction scheme based on maximum likelihood estimation was derived, according to which the effect of pilot location, channel fading and subcarrier correlation was studied. Furthermore, a signalling exchange method was proposed, which ensured pilot position synchronization on both end, and a low complexity algorithm of pilot optimization according to the frequency channel amplitude information. In this way, the pilot overhead can be reduced without loss of correction performance. The experiment and simulation result shows that for ideal Rayleigh channel data, correction performance improves by 1.85 dB and 7.15 dB for unknown channel amplitude information in frequency domain and known cases respectively. For field experiment channel data, correction performance improves by 1.67 dB and 2.68 dB respectively.

**Key words:** WLAN, frequency offset correction, phase noise compensation, pilot optimization

收稿日期:2015-04-02;修回日期:2015-07-27

**基金项目:**国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(No.2013CB329002),国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(No.2014AA01A703),国家科技重大专项基金资助项目(No.2014ZX03003002-002),新世界优秀人才计划基金资助项目(No.NCET-13-0321),清华大学自主科研计划基金资助项目(No.2011THZ02-2),清华—高通联合研究计划基金资助项目

**Foundation Items:** The National Basic Research Program of China (973 Program) (No.2013CB329002), The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No.2014AA01A703), The National Science and Technology Major Project (No.2014ZX03003002-002), Program for New Century Excellent Talents in University(No.NCET-13-0321), Independent Scientific Research Project of Tsinghua University(No.2011THZ02-2), Tsinghua University - Qualcomm Joint Research Project

论文引用格式:兰馥,李云洲,栗欣等.基于实测的 WLAN 系统导频位置优化设计.电信科学,2015193

Lan J, Li Y Z, Su X, et al. Pilot position optimization design of WLAN system based on experiment. Telecommunications Science, 2015193



## 1 引言

正交频分复用(OFDM)是无线局域网标准中广泛采用的技术,其系统性能受到载波频偏、相位噪声和采样频偏等非理想因素的显著影响<sup>[1]</sup>。为了跟踪相位漂移,无线局域网标准中规定,在每个 OFDM 数据符号的特定子载波上都插入梳状导频符号<sup>[2]</sup>。相位噪声会破坏各子载波间正交性,引起共同相位误差(common phase error, CPE)及子载波间干扰(inter-carrier interference, ICI)<sup>[3]</sup>,参考文献[4]和参考文献[5]均利用导频估计 CPE,并分别提出了利用虚载波和前导序列估计 ICI 的相位噪声抑制算法,参考文献[6]和参考文献[7]则将相位噪声的影响推广到了 MIMO OFDM 的情况。对于载波频偏及采样频偏,参考文献[8]和参考文献[9]利用无线局域网标准 IEEE 802.11a 中的训练序列和导频,提出了估计和校正频偏的方案。参考文献[10]则针对信道、相位噪声和载波频偏的联合估计,给出了估计的联合克拉美罗下界。一方面,这些研究都默认数据符号中的导频位置为定值,忽略了导频位置的选择对校正方案性能的影响;另一方面,最新的无线局域网标准 IEEE 802.11ac 中采用 256QAM、多用户 MIMO 等新技术来提高系统的吞吐量,这些新技术对频偏纠正、相噪补偿等处理环节提出更高的性能要求,而这些非理想因素处理环节位于 MIMO 检测之前,对校正方案性能优化的研究变得尤为重要。因此,本文从对残余载波频偏、相位噪声和采样频偏进行校正的角度,分析了上述因素对 OFDM 通信系统的影响。然后针对 IEEE 802.11ac“利用前导序列符号+梳状导频”的帧结构,推导出基于最大似然估计的校正方案性能评估公式。基于该公式分析了导频位置选择、信道衰落及子载波间相关性对校正性能的影响。进一步,提出了一种信令交换方式,可以实现收发端导频位置同步,并根据信道响应的幅度信息,设计了一种低复杂度的导频位置优化的方案,可以在保证性能不损失的情况下,节省导频开销。

## 2 信号模型

由参考文献[8]和参考文献[9]可知,残余载波频偏和相位噪声会引起各子载波上接收信号产生共同相位误差,设其为  $\theta$ ;采样频偏会使接收信号产生与子载波编号成正比的相位误差  $k\alpha$ ,其中  $k$  为子载波编号, $\alpha$  为采样频偏系数。因此,考虑上述两种因素对  $n$  个导频的共同影响<sup>[8]</sup>,有:

$$Y_{k_i} = H_{k_i} P_{k_i} e^{j(\theta + k_i \alpha)} + W_{k_i}, i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

其中,导频子载波编号为  $k_i, i = 1, 2, \dots, n$ ,导频发送的符号为  $P_{k_i} = \pm 1$ 。对旋转相位进行 MMSE 估计,有:

$$\begin{aligned} \hat{e}^{j(\theta + k_i \alpha)} &= G_{k_i} Y_{k_i} = [(H_{k_i} P_{k_i})^H (H_{k_i} P_{k_i}) + \frac{\sigma^2}{p^2} I]^{-1} (H_{k_i} P_{k_i})^H Y_{k_i} \\ &= \frac{|H_{k_i}|^2}{|H_{k_i}|^2 + \sigma^2} [e^{j(\theta + k_i \alpha)} + \frac{1}{|H_{k_i}|} W_{k_i}] \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $G_{k_i}$  为 MMSE 估计矩阵,  $p^2 = E[P_{k_i}^H P_{k_i}] = 1$ ,  $\sigma^2 = E[W_{k_i}^H W_{k_i}]$  为噪声能量。将复高斯噪声  $W_{k_i}$  投影到复平面单位圆上与  $\theta + k_i \alpha$  相同的方向后,得到实高斯噪声  $N_{k_i}$ ,有:

$$\theta + k_i \alpha + \frac{1}{|H_{k_i}|} N_{k_i} = \text{angle}(G_{k_i} Y_{k_i}) = \phi_{k_i}, i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

其中,  $\phi_{k_i}$  为  $k_i$  子载波上估计出的偏转角,令  $\vec{N} = [N_{k_1}, N_{k_2}, \dots, N_{k_n}]^T$ ,将式(3)整理成矩阵形式。

$$\begin{bmatrix} 1 & k_1 \\ 1 & k_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & k_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{|H_{k_1}|} & & & \\ & \frac{1}{|H_{k_2}|} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{|H_{k_n}|} \end{bmatrix} \vec{N} = \begin{bmatrix} \phi_{k_1} \\ \phi_{k_2} \\ \vdots \\ \phi_{k_n} \end{bmatrix} \quad (4)$$

## 3 校正方案性能评估

### 3.1 最大似然估计

由于  $\vec{N}$  的各分量为独立同分布的实高斯向量,其各分量方差为  $\sigma_N^2 = \frac{\sigma^2}{2}$ ,可根据式(4)写出似然函数:

$$\begin{aligned} P(\vec{\phi} | \theta, \alpha) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_N^2)^{n/2}} \exp \\ &\quad \left( -\frac{1}{2\sigma_N^2} \sum_{i=1}^n (|H_{k_i}| (\phi_{k_i} - \theta - k_i \alpha))^2 \right) \end{aligned} \quad (5)$$

对  $\theta$  和  $\alpha$  的最大似然估计满足条件:

$$\begin{cases} \frac{\partial \ln(P(\vec{\phi} | \theta, \alpha))}{\partial \theta} = 0 \\ \frac{\partial \ln(P(\vec{\phi} | \theta, \alpha))}{\partial \alpha} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

有:

$$\begin{cases} \hat{\theta} = \frac{(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 \phi_{k_i})(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i^2) - (\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i \phi_{k_i})(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i)}{(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2)(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i^2) - (\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i)^2} \\ \hat{\alpha} = \frac{(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i \phi_{k_i})(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2) - (\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 \phi_{k_i})(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i)}{(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2)(\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i^2) - (\sum_{i=1}^n |H_{k_i}|^2 k_i)^2} \end{cases} \quad (7)$$

将式(3)代入式(7),可得:

$$\begin{cases} \hat{\theta} = \theta + \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (|H_{k_i}|^2 |H_{k_j}|^2 k_i (k_j - k_i) N_{k_j})}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (|H_{k_i}|^2 |H_{k_j}|^2 k_j (k_j - k_i))} \\ \hat{\alpha} = \alpha + \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (|H_{k_i}|^2 |H_{k_j}|^2 (k_j - k_i) N_{k_j})}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (|H_{k_i}|^2 |H_{k_j}|^2 k_j (k_j - k_i))} \end{cases} \quad (8)$$

### 3.2 校正性能评价

由式(8)可知,对  $\theta$  和  $\alpha$  的估计均为无偏估计,而估计误差体现在等式右边的第二项。为了衡量以上估计误差对 OFDM 系统校正性能的影响,选择理想条件下的信号检测误差作为基准,从而可以更直观地衡量校正误差的大小,并能够根据该结果推算出其对误比特率等参数的影响。理想条件是:没有载波频偏、相位噪声和采样频偏的影响;各子载波信道响应  $H_k$  已知;各子载波上存在独立同分布的加性高斯白噪声  $W_k$ ;采用 MMSE 信号检测算法。理想情况下 MMSE 检测如下:

$$Y_k = H_k X_k + W_k \quad (9)$$

令  $E[X_k^H X_k] = p^2$ , MMSE 检测误差如下:

$$E[|\hat{X}_k - X_k|^2] = \frac{p^2 \sigma^2}{p^2 |H_k|^2 + \sigma^2} \quad (10)$$

第  $k$  个子载波上的角度误差  $\xi_k = (\hat{\theta} - \theta) + k(\hat{\alpha} - \alpha)$ , 则各数据子载波上的平均角度误差为:

$$E(\xi^2) = \frac{1}{2K-n} E\left(\sum_{\substack{k=-K \\ k \neq k_1, k_2, \dots, k_n}}^{K-1} \xi_k^2\right) \approx \frac{1}{2K} E\left(\sum_{k=-K}^{K-1} \xi_k^2\right) \quad (11)$$

因此,归一化的校正误差为:

$$C_{\text{norm}} = \frac{E[|X_k|^2] E(\xi^2)}{E[|\hat{X}_k - X_k|^2]} \quad (12)$$

## 4 导频位置优化方案

### 4.1 频域信道幅度信息未知时的优化方案

在频域信道幅度信息未知的情况下,导频优化问题转化为:在仅知道信道衰落统计特性的情况下,如何选择导频位置使归一化的校正误差最小。

假设 OFDM 系统各子载波信道衰落同分布,均值为  $|H|$ , 方差为  $\text{var}(|H|)$ , 且其相距  $i$  个子载波之间信道衰落相关系数为  $\rho_i$ , 则:

$$\vec{H} = [|H_{-K}| |H_{-(K-1)}| \cdots |H_{K-1}|]^T \quad (13)$$

$$E\left(\frac{(\vec{H} - |\vec{H}|)(\vec{H} - |\vec{H}|)^T}{\text{var}(|H|)}\right) = \Omega$$

$$= \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \rho_2 & \rho_3 & \vdots \\ \rho_1 & \rho_0 & \rho_1 & \ddots & \vdots \\ \rho_2 & \rho_1 & \rho_0 & \ddots & \rho_2 \\ \rho_3 & \ddots & \ddots & \ddots & \rho_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \rho_0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

在此条件下选择导频位置,使得归一化校正误差最小。

$$[\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_n] = \arg \min_{k_1, k_2, \dots, k_n} C_{\text{norm}} \quad (15)$$

式(15)的性能将在下文通过对理论模型和实测数据的仿真给出,这里将对最优解的形式进行定性分析。根据式(4)可知,对  $\theta$  和  $\alpha$  的估计准确度主要由两个因素决定:一是导频子载波编号  $k_i, i=1, 2, \dots, n$  的选择,  $|k_i|$  越大,  $E[|\phi_{k_i}|]$  越大,等效信噪比就越高,估计就越准确,这就要求导频尽量靠近频带的两边;二是噪声  $\frac{1}{|H_{k_i}|} N_{k_i}, i=1, 2, \dots, n$  的

大小,由于  $N_{k_i}$  独立同分布,所以噪声的大小由因子  $\frac{1}{|H_{k_i}|}$  决定,而  $|H_{k_i}|$  之间存在相关性,  $k_i$  之间距离越近,其相关性就越强,  $|H_{k_i}|$  同时处于深衰落的概率就越大,估计就越不准确,因此,  $|H_{k_i}|$  之间的相关性越弱越好,即要求导频尽量均匀地分布在频带中。综合这两个因素的影响,最优导频分布的形式是:频带两边密,中间疏,且子载波间信道衰落相关性越弱,频带两边导频越密集;反之,子载波间信道衰落相关性越强,导频越接近于均匀分布。

### 4.2 频域信道幅度信息已知时的优化方案

利用 IEEE 802.11 协议中的分布式协调功能(DCF)可以



在发送数据帧前得到频域信道的幅度信息。具体步骤如图 1 所示。接收端收到发送端带前导序列的 RTS 帧;接收端对前导训练序列进行信道估计得到信道幅度信息,并采用导频选择算法得到优化的导频位置选择方案;接收端通过 CTS 帧将导频位置选择方案反馈给发送端;发送端采用优化的导频方案进行数据帧的发送。由于 RTS/CTS 帧持续时间很短,当数据帧发送时信道幅度基本不变,因此上述方法可以实现收发两端的优化导频同步。这里提出一种低复杂度的导频选择算法,可以在接收端估计出信道后,根据频域信道幅度信息计算出最优的导频解,并通过上述反馈链路实现收发导频同步。

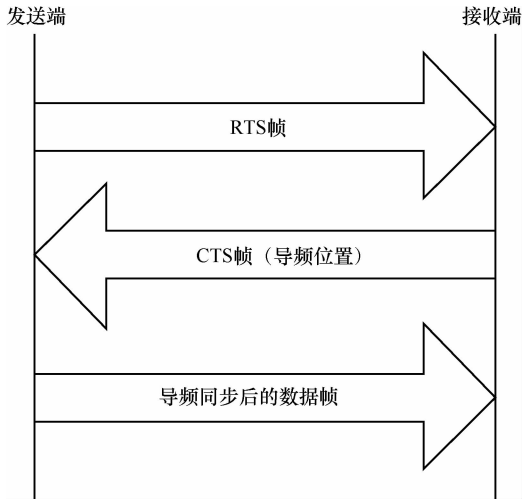


图 1 导频同步信令交换方式

设 OFDM 系统子载波数为  $N_u=2K$ , 其中有效子载波数为  $N_{\text{valid}}$ , 虚载波数为  $N_{\text{virtual}}=N_u-N_{\text{valid}}$ , 导频个数为  $n$ , 子载波编号  $k=-K, -(K-1), \dots, K-1$ , 考虑到估计性能受导频子载波编号和等效噪声功率的共同影响, 对信道幅度和子载波编号进行联合排序, 提出的导频选择算法步骤如下。

(1) 根据前导训练序列估计各子载波频域响应:

$$\vec{H} = [H_{-K}, H_{-(K-1)}, \dots, H_{K-1}]^T \quad (16)$$

(2) 筛选出有效子载波上的频域响应绝对值平方:

$$|\vec{H}_{\text{valid}}|^2 = [ |H_{-N_{\text{valid}}/2}|^2, |H_{-(N_{\text{valid}}/2-1)}|^2, \dots, |H_{-1}|^2, |H_1|^2, \dots, |H_{N_{\text{valid}}/2}|^2 ]^T \quad (17)$$

(3) 将有效子载波频域响应绝对值乘上子载波编号:

$$\vec{k}_{\text{valid}} * |\vec{H}_{\text{valid}}|^2 = [ (-N_{\text{valid}}/2) |H_{-N_{\text{valid}}/2}|^2, \dots, -(N_{\text{valid}}/2-1) |H_{-(N_{\text{valid}}/2-1)}|^2, \dots, -|H_{-1}|^2, |H_1|^2, \dots, (N_{\text{valid}}/2) |H_{N_{\text{valid}}/2}|^2 ]^T \quad (18)$$

(4) 从  $\vec{k}_{\text{valid}} * |\vec{H}_{\text{valid}}|^2$  中选出最大和最小的各  $n/2$  个值, 将其子载波编号作为导频位置。

要实现该算法, 步骤(2)中有  $2N_{\text{valid}}$  次平方和  $N_{\text{valid}}$  次求和运算, 步骤(3)中有  $N_{\text{valid}}$  次乘法运算, 对步骤(4)采用快速排序的思想算法复杂度为  $O(N_{\text{valid}})$ , 因此整个算法复杂度为  $O(N_{\text{valid}})$ , 有利于实际应用中的硬件实现。

## 5 仿真结果

### 5.1 仿真环境

仿真环境参考 IEEE 802.11ac 20 MHz 模式协议规定, 共有 64 个 OFDM 子载波, 其中有 52 个数据子载波和 4 个导频子载波, 导频位置分别为  $[-21, -7, 7, 21]$ , 子载波带宽为 312.5 kHz, 信号调制方式为 QPSK。

为了研究不同信道相关性下估计性能的变化以及评估实际应用中的结果, 选取了两组信道数据的来源: 一组是由计算机随机生成的频域瑞利衰落信道, 子载波间信道衰落相关系数  $\rho_i = \rho^{i-1}$ ,  $\rho = 0, 0.1, 0.2, \dots, 0.9$ ; 另一组来自于 IEEE 802.11ac 验证系统的实验数据。

因角度误差  $E(\xi^2)$  与切向噪声功率  $N_{k_i} (i=1, 2, \dots, n)$  相关, 设  $E(\xi^2) = \lambda E(N_{k_i}^2) = \frac{1}{2} \lambda \sigma^2$ , 则在信噪比较高时, 归一化校正误差为:

$$\begin{aligned} C_{\text{norm}} &= \frac{E[|X_k|^2] \cdot E(\xi^2)}{E[|\hat{X}_k - X_k|^2]} = \frac{p^2 \cdot \frac{1}{2} \lambda \sigma^2}{\frac{p^2 \sigma^2}{p^2 |H_k|^2 + \sigma^2}} \\ &= \frac{1}{2} \lambda (p^2 |H_k|^2 + \sigma^2) \approx \frac{1}{2} \lambda p^2 |H_k|^2 \quad (19) \\ &= \lambda |H_k|^2 \end{aligned}$$

### 5.2 频域信道幅度信息未知时的仿真结果

#### 5.2.1 导频位置

根据前面的分析, 最优导频位置应具有  $[-28, -X, X, 28]$  形式, 其中  $-28$  和  $28$  表示子载波编号绝对值尽量大且相关性尽量弱的导频,  $-X$  和  $X$  是第二和第三个导频的位置变量, 其最优值受子载波间信道相关性的影响。

不同信道条件下归一化校正误差随导频位置的变化如图 2 所示。从图 2 可以看出, 瑞利信道数据性能劣于实测数据性能, 原因在于实测数据的信道衰落波动较弱, 计算机生成瑞利信道的归一化方差约为 0.429, 而实际数据的归一化方差约为 0.380, 小于 0.429。

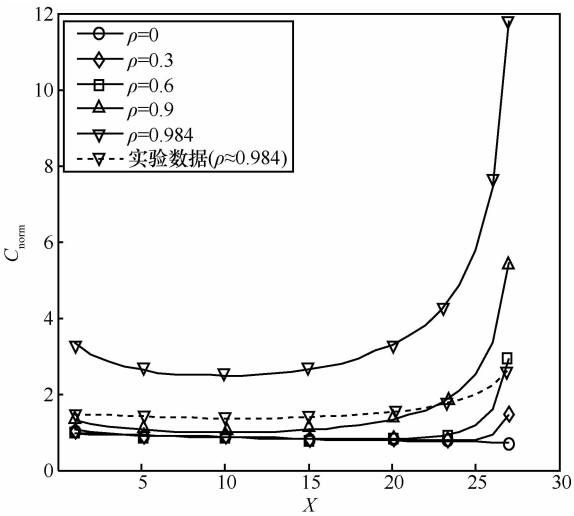


图 2 不同信道条件下归一化校正误差随导频位置的变化

不同条件下的最优导频位置见表 1。

表 1 不同信道条件下的最优导频位置

| 信道相关性        | 最优导频位置               |
|--------------|----------------------|
| $\rho=0$     | $[-28, -27, 27, 28]$ |
| $\rho=0.3$   | $[-28, -23, 23, 28]$ |
| $\rho=0.6$   | $[-28, -17, 17, 28]$ |
| $\rho=0.9$   | $[-28, -10, 10, 28]$ |
| $\rho=0.984$ | $[-28, -9, 9, 28]$   |
| 实测数据         | $[-28, -11, 11, 28]$ |

5.2.2 估计性能

由图 2 可以看出,归一化误差的值在 1 附近,即角度校正误差与 MMSE 检测误差在同一个数量级,因此角度校正误差是改进接收端 MMSE 检测性能的瓶颈。不同信道相

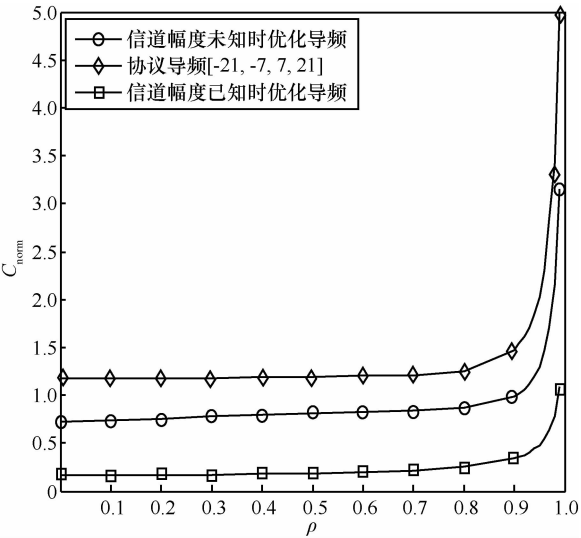


图 3 导频优化前后的归一化校正误差对比

关性下最优导频与 IEEE 802.11ac 规定导频的性能对比如图 3 所示,采用最优导频的平均估计误差性能提升了 1.85 dB。

类似地,对于实验数据,协议导频归一化误差为 2,优化导频归一化误差为 1.36,估计误差性能提升了 1.67 dB。

5.2.3 导频个数

增加导频个数会使得角度估计误差性能提升,但又会增加系统开销,这两者之间存在着一个权衡取舍,因此导频个数的选择对系统设计有着重要的意义。图 4 显示了均匀分布下导频个数对估计性能的影响,可以看出随着导频个数的增加,性能边际收益递减,且当所有 58 个子载波均作为导频时,估计性能达到极限值。

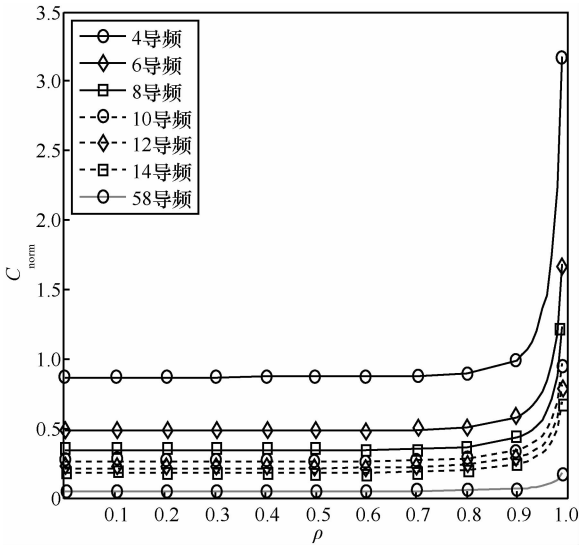


图 4 归一化校正误差随导频个数的变化

5.3 频域信道幅度信息已知时的仿真结果

如图 3 所示,当频域信道幅度信息已知时,采用第 4.2 节中提出的导频选择算法,平均估计误差性能相对协议规定的导频方案提升了 7.15 dB。值得注意的是,对比图 4 和图 5 可以发现,当  $\rho < 0.99$  时,4 导频选择算法的性能要略优于信道位置条件下 8 导频的性能,此时能节省一半的导频开销。一般来说,由于该算法总是选择信道条件较好的子载波作为导频,所以能够在保证校正算法性能不变的同时,减小系统的导频开销。

类似地,对于实验数据,协议导频归一化误差为 2,信道已知时最优导频归一化误差为 1.08,估计误差性能提升了 2.68 dB,该项性能提升弱于前者的原因与第 5.2.1 节类似,同样是由于实验数据的信道波动弱于计算机产生的瑞利信道,导致导频选择算法的改进空间较小。



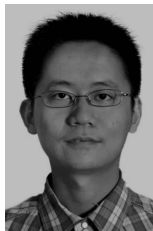
## 6 结束语

本文针对 IEEE 802.11ac “利用前导序列符号+梳状导频”的帧结构,从对残余载波频偏、相位噪声和采样频偏进行校正的角度,推导了基于最大似然估计的校正方案性能评估公式。基于该公式分析了导频位置选择、信道衰落及子载波间相关性对校正性能的影响,对于频域信道幅度信息未知的情况,定性分析了最优导频解的形式。进一步,提出了一种利用 DCF 实现收发端导频位置同步的信令交换机制,并根据信道响应的幅度信息,设计了一种低复杂度的导频位置优化的方案,可以在保证性能不损失的情况下,节省导频开销。仿真与实测的结果显示:在一些情况下残余载波频偏、相位噪声和采样频偏等非理想因素造成接收机的等效均方误差,与理想情况下采用 MMSE 算子进行 MIMO 检测得到的均方误差接近;对于理想瑞利信道数据,校正性能在信道幅度信息未知和已知的情况下分别提升 1.85 dB 和 7.15 dB;对于实测信道数据,则分别提升 1.67 dB 和 2.68 dB。

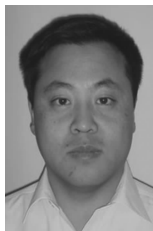
## 参考文献

- 1 Pollet T, Van Bladel M, Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Transactions on Communications*, 1995, 43(2~4): 191~193
- 2 IEEE P802.11ac/D7.0. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands Below 6 GHz. IEEE Computer Society LAN MAN Standards Committee, 2013
- 3 Armada A G. Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2001, 47(2): 153~159
- 4 Wu S, Bar-Ness Y. A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(12): 535~537
- 5 Liu P, Wu S, Bar-Ness Y. A phase noise mitigation scheme for MIMO WLANs with spatially correlated and imperfectly estimated channels. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(3): 141~143
- 6 Schenk T C W, Tao X J, Smulders P F M, *et al.* Influence and suppression of phase noise in multi-antenna OFDM. *Proceedings of the IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Washington DC, USA, 2004
- 7 Schenk T C W, Tao X J, Smulders P F M, *et al.* On the influence of phase noise induced ICI in MIMO OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(8): 682~684
- 8 Liu S Y, Chong J W. A study of joint tracking algorithms of carrier frequency offset and sampling clock offset for OFDM-based WLANs. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, Chengdu, China, 2002
- 9 Sourour E, El-Ghoroury H, McNeill D. Frequency offset estimation and correction in the IEEE 802.11 a WLAN. *Proceedings of the IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Washington DC, USA, 2004
- 10 Salim O H, Nasir A A, Mehrpouyan H, *et al.* Channel, phase noise, and frequency offset in OFDM systems: joint estimation, data detection, and hybrid cramer-rao lower bound. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 62(9): 3311~3325

## [作者简介]



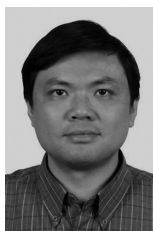
兰骥,男,清华大学信息技术研究院无线与移动通信技术研究中心硕士生,主要研究方向为无线局域网接收算法,包括信道估计、MIMO 检测和相位补偿等。



李云洲,男,清华大学信息技术研究院无线与移动通信技术研究中心副教授,主要研究方向为无线移动通信中的空时信号处理、信道估计、多用户检测、CDMA/OFDM 同步算法等。



栗欣,男,清华大学信息技术研究院无线与移动通信技术研究中心教授,主要研究方向为宽带无线接入、无线与移动网络架构、自组织网络、软件定义无线电和协作通信等。



周世东,男,清华大学信息技术研究院无线与移动通信技术研究中心首席科学家、教授、博士生导师,主要研究方向为无线移动通信和宽带无线传输技术,包括移动通信系统、分布式无线通信系统、无线信道传播特性、控制业务分离的柔性覆盖、无线资源管理与控制、高效无线网络等。