

一种改进的 OFDM/OQAM 系统信道估计算法

程国兵^{*①③} 肖丽霞^① 肖悦^{①②} 李少谦^①

^①(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

^③(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

摘要: 基于块状导频的信道估计方法可以克服 OFDM/OQAM(OFDM/Offset QAM)系统固有的符号间和载波间干扰, 从而成为该类系统通用的信道估计方法。该文基于块状导频结构和 OFDM/OQAM 的系统特点, 分析了系统相邻子载波之间的相关性, 并在此基础上提出一种改进的信道估计算法, 通过计算相邻子载波的相关系数, 在频域进行有效的加权运算来降低干扰和噪声对信道估计的影响。分析和仿真结果表明, 该算法能够有效地提高传统算法的信道估计精度和系统性能。

关键词: 无线通信; 正交频分复用; 偏移正交幅度调制; 信道估计; 子载波相关性

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)02-0427-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00530

An Improved Channel Estimation Algorithm for OFDM/OQAM Systems

Cheng Guo-bing^{①③} Xiao Li-xia^① Xiao Yue^{①②} Li Shao-qian^①

^①(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Notional Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^③(Institute of Telecommunication Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: Since preamble-based channel estimation method can overcome the intrinsic inter-symbol interference and inter-carrier interference in OFDM/Offset QAM (OFDM/OQAM) system, it becomes the commonly used structure in similar systems. In this paper, according to the pilot structure and the characteristic of OFDM/OQAM signal, the correlation between the adjacent sub-carriers is analyzed, and in turn an improved channel estimation algorithm is proposed. Through calculating the correlation coefficient between the adjacent subcarriers, weighting operation is carried out in frequency domain to reduce the effect of interference and noise on channel estimation. Analysis and simulation results demonstrate that this algorithm can effectively improve both channel estimation accuracy and system performances of traditional ones.

Key words: Wireless communication; Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM); Offset QAM (OQAM); Channel estimation; Subcarrier correlation

1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术因其满足大容量、高速率的通信需求而成为当前和未来无线通信的标准和重要基础。但传统 OFDM 系统通过插入循环前缀(Cyclic Prefix, CP), 以牺牲频谱和功率效率为代价来消除符号间干扰(Inter-symbol Interference, ISI);

另一方面, OFDM 系统中的时域矩形窗导致其频域为 $\sin(x)/x$ 函数形式, 对频率偏移非常敏感。

为克服传统 CP-OFDM 系统存在的上述不足, 正交频分复用/偏移正交幅度调制系统(OFDM/Offset QAM, OFDM/OQAM)成为多载波传输领域的一个新研究方向。与 CP-OFDM 相比, OFDM/OQAM 系统具有以下特点: (1) 无需采用 CP, 有效提高频谱效率; (2) 采用具有良好时-频特性的成形滤波器, 可以同时抵抗符号间干扰(ISI)和信道间干扰(ICI)^[1]; (3) 带外辐射低, 有效降低邻道干扰^[2]。OFDM/OQAM 已成为 IEEE802.22 无线区域网络(Wireless Regional Area Network, WRAN)、电力

2011-06-02 收到, 2011-08-01 改回

东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2010D08), 中国瑞典国际科技合作项目(2008DFA11700), 国家部级基金和电子科技大学中央高校基本科研项目(ZYGX2010X003)资助课题

*通信作者: 程国兵 chengguobing@uestc.edu.cn

线通信(Power Line Communication, PLC)和3GPP LTE 的备选技术标准, 具有较强的发展潜力^[3,4]。

然而, 因为OFDM/OQAM仅在实数域严格正交, 使得信道估计问题成为系统设计的难点。目前已有的关于OFDM/OQAM系统信道估计方面的文献主要研究了基于矩形导频和基于块状导频两种信道估计方法。

基于矩形导频的信道估计方法是将导频符号根据相干带宽和相干时间有规律的散布在时-频格点上, 如图1(a)所示。文献[5, 6]分析了OFDM/OQAM系统中基于矩形导频的信道估计问题, 提出基于干扰抵消的算法, 但因导频点周围的数据符号对导频符号存在不确定的严重干扰, 其计算复杂度非常高。

基于块状导频的信道估计方法是将一个或多个OFDM/OQAM发送符号均放置导频, 如图1(b)所示。因为导频符号的值是预先设定的, 其相互之间的干扰也是确定的, 所以在接收端可以很容易消除甚至加以利用。基于块状导频的信道估计方法因其算法简单而被公认为比较适合OFDM/OQAM系统而得到广泛研究和应用。文献[7]提出4种块状导频结构, 分别讨论其优缺点并与传统CP-OFDM系统的性能进行了比较。尤其是基于干扰近似法(Interference Approximate Method, IAM)的信道估计算法充分利用干扰的能量以提高信道估计性能。在此基础上, 文献[8, 9]从消除载波间干扰的角度来提高信道估计的准确度, 文献[10]分析了块状导频信道估计准确度的决定因素。

然而, 在现有文献中, 均未考虑到相邻两个或多个子载波之间的相关性。实际上, 基于块状导频估计出的相邻频点之间存在着较强的相关性, 从而在信道估计结果中包含一定的冗余信息, 本文就是充分利用此冗余信息, 进一步提高系统性能。

2 OFDM/OQAM系统模型

OFDM/OQAM 发送信号可以表示为

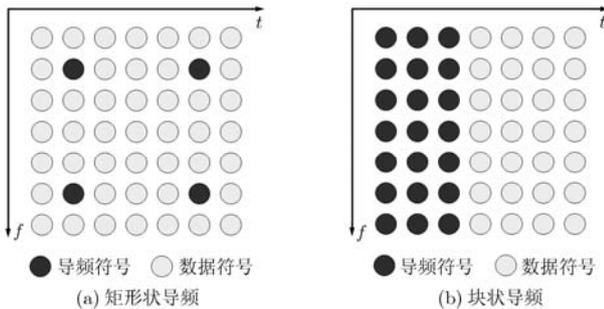


图1 OFDM/OQAM系统两种不同的导频结构

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (1)$$

其中 M 是偶数, 表示子载波个数, $a_{m,n}$ 是第 n 个 OFDM/OQAM 符号中的第 m 个子载波上发送的实数值数据。 $g_{m,n}(t)$ 表示时-频格点上坐标为 (m, n) 处的正交基函数, 它由以下时-频变换得到

$$g_{m,n}(t) = e^{j\frac{\pi}{2}(m+n)} e^{j2\pi m F_0 t} g(t - n\tau_0) \quad (2)$$

其中 $g(t)$ 是滤波器函数, F_0 表示子载波间隔, τ_0 是相邻实部符号和虚部符号之间的时间偏移。若用 T_0 表示 OFDM/OQAM 符号的持续时间, 则满足 $T_0 = 2\tau_0 = 1/F_0$ 。

当发送信号通过自由信道时, 时-频格点坐标为 (m_0, n_0) 的输出信号 \hat{a}_{m_0, n_0} 为

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \langle s(t) | g_{m_0, n_0} \rangle_{\Re} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \langle g_{m,n} | g_{m_0, n_0} \rangle_{\Re} \quad (3)$$

其中 $\langle g_{m,n} | g_{m_0, n_0} \rangle_{\Re}$ 表示对函数 $g_{m,n}$ 和 g_{m_0, n_0} 求内积并取实部。由于 OFDM/OQAM 在实数域严格正交, 即 $\langle g_{m,n} | g_{m_0, n_0} \rangle_{\Re} = \delta_{m,n} \delta_{m_0, n_0}$ 。所以

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \delta_{m, m_0} \delta_{n, n_0} = a_{m_0, n_0} \quad (4)$$

由式(4)可知, 在自由信道条件下, 发送数据能够被准确接收。

3 本文所提出的信道估计改进算法

3.1 OFDM/OQAM系统信道估计

当OFDM/OQAM发送信号经过冲激响应为 $h(t)$ 的多径信道和加性高斯白噪声信道 $\eta(t)$ 时, 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y(t) &= (h \otimes s)(t) + \eta(t) = \int_0^{\Delta} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + \eta(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j\frac{\pi}{2}(m+n)} e^{j2\pi m F_0 t} \\ &\quad \cdot \int_0^{\Delta} h(\tau) g(t - \tau - n\tau_0) e^{-j2\pi m F_0 \tau} d\tau + \eta(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 \otimes 表示线性卷积运算, Δ 表示信道最大多径时延。因为当 $\tau \in [0, \Delta]$ 时, $g(t - \tau - n\tau_0) \approx g(t - n\tau_0)$, 所以式(5)可以表示为

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) H_{m,n} + \eta(t) \quad (6)$$

其中 $H_{m,n} = \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m F_0 \tau} d\tau$ 是 $h(t)$ 在时-频格点坐标为 (m, n) 处的频率值。令 $m = m_0 + p$, $n = n_0 + q$, 并求 $y(t)$ 与 g_{m_0, n_0} 的内积, 可以得到 (m_0, n_0) 处的输出信号为

$$\begin{aligned}
Y_{m_0, n_0} &= \langle y(t) | g_{m_0, n_0} \rangle \\
&= \sum_{(p, q) \in \mathcal{Z}} a_{m_0+p, n_0+q} H_{m_0+p, n_0+q} j^{(p+q+p(q+2n_0))} \\
&\quad \cdot \int g \left(l + \frac{-q}{2} \tau_0 \right) g^* \left(l - \frac{-q}{2} \tau_0 \right) e^{j2\pi p F_0 l} dl + \eta'(t) \\
&= \sum_{(p, q) \in \mathcal{Z}} a_{m_0+p, n_0+q} H_{m_0+p, n_0+q} j^{(p+q+p(q+2n_0))} \\
&\quad \cdot A_g(-q\tau_0, pF_0) + \eta'(t) \quad (7)
\end{aligned}$$

其中 $\eta'(t) = \langle \eta(t) | g_{m_0, n_0} \rangle$ 仍为服从高斯分布的白噪声信号, $A_g(\tau, F)$ 是成形滤波器 $g(t)$ 的模糊函数^[11]。

在 OFDM/OQAM 系统中, 由于放宽了正交条件, 从而可以引入具有良好时-频特性的成形滤波器, 如 IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) 函数^[12]。定义时-频格点坐标为 (m_0, n_0) 的邻域 $\Omega_{\Delta m, \Delta n} = \{(p, q), |p| \leq \Delta m, |q| \leq \Delta n\}$, 并令 $\Omega_{\Delta m, \Delta n}^* = \Omega_{\Delta m, \Delta n} - (0, 0)$ 。经计算可知:

$$\sum_{(p, q) \notin \Omega_{1,1}^*} |A_g(-q\tau_0, pF_0)|^2 \bigg/ \sum_{(p, q) \in \Omega_{1,1}^*} |A_g(-q\tau_0, pF_0)|^2 \approx 0.02 \quad (8)$$

因为模糊函数本质上体现了相对坐标为 (p, q) 的两点的相互影响程度, 所以由式(8)可见, 对中心点的影响主要来自相对坐标为 $(p, q) \in \Omega_{1,1}^*$ 的符号, 其余的符号对中心点影响可以忽略。再假设中心点附近信道值不变, 即当 $(p, q) \in \Omega_{1,1}$ 时, $H_{m_0+p, n_0+q} = H_{m_0, n_0}$ 。此时式(7)变为

$$\begin{aligned}
Y_{m_0, n_0} &= H_{m_0, n_0} \\
&\quad \cdot \left[a_{m_0, n_0} + \sum_{(p, q) \in \Omega_{1,1}^*} a_{m_0+p, n_0+q} j^{(p+q+p(q+2n_0))} A_g(-q\tau_0, pF_0) \right] \\
&\quad + \eta'(t) \quad (9)
\end{aligned}$$

在传统的 OFDM 系统中, 当采用迫零均衡时, 坐标为 (m_0, n_0) 处的信道估计值由 $\hat{H}_{m_0, n_0} = Y_{m_0, n_0} / a_{m_0, n_0}$ 得到。如果将该方法直接应用于 OFDM/OQAM 系统中, 则

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{Y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = H_{m_0, n_0} + I_1 + \frac{\eta'(t)}{a_{m_0, n_0}} \quad (10)$$

其中

$$I_1 = H_{m_0, n_0} \sum_{(p, q) \in \Omega_{1,1}^*} \frac{a_{m_0+p, n_0+q}}{a_{m_0, n_0}} j^{(p+q+p(q+2n_0))} A_g(-q\tau_0, pF_0) \quad (11)$$

由式(10)可见, 即使不考虑高斯白噪声 $\eta(t)$ 的影响, 仍然存在相当大的固有干扰 I_1 。又由式(11)可以看出, 虽然模糊函数值可以通过计算得到, 但当导频点外围的数据符号值未知时, 干扰量 I_1 仍然不确定。

3.2 子载波估计值加权算法

为克服信道估计误差, 同时降低接收端的运算复杂度, OFDM/OQAM 系统主要采用两侧为零或确定符号的块状导频结构, 如图1(b)所示。令 $a_{m_0, n_0}^{(i)} = \sum_{(p, q) \in \Omega_{1,1}^*} a_{m_0+p, n_0+q} j^{(p+q+p(q+2n_0))} A_g(-q\tau_0, -p \cdot F_0)$, 则根据式(9)信道估计值表示为

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{Y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i)}} = H_{m_0, n_0} + \frac{\eta'(t)}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i)}} \quad (12)$$

由式(12)可知, 若不考虑噪声的影响, 则可以准确估计出信道值。同时, 如果能提高 $a_{m_0, n_0}^{(i)}$ 的值, 还能有效利用干扰分量来降低噪声和干扰对信道估计的影响。

另一方面, 当采用块状导频结构时, 在每个子载波上均能估计出该点的信道频率值, 而相邻两个或多个子载波之间存在着较强的相关性, 所以可以采用类似分集的方法, 对相邻两个或多个存在具有较强相关性的子载波进行加权处理以提高信道估计性能。

考虑常见的瑞利衰落信道, 各条径的实部和虚部都服从均值为零的高斯分布。假设间隔为 K 的第 m 和第 $m+K$ 个子载波的信道值分别为 H_m 和 H_{m+K} , 且满足 $E\{H_{m+K}\} = E\{H_m\} = 0$ 和 $E[|H_{m+K}|^2] = E[|H_m|^2]$ 。则这两个子载波之间的相关系数为

$$\begin{aligned}
\rho_{m, m+K} &= \frac{\text{cov}(H_m, H_{m+K})}{\sqrt{D(H_m)} \cdot \sqrt{D(H_{m+K})}} = \frac{E[H_m H_{m+K}^*]}{E[|H_m|^2]} \\
&= \frac{E \left[\sum_{p=0}^{L-1} h_p e^{-j \frac{2\pi m p}{N}} \sum_{q=0}^{L-1} h_q^* e^{j \frac{2\pi (m+K) q}{N}} \right]}{E \left[\sum_{p=0}^{L-1} h_p e^{-j \frac{2\pi m p}{N}} \sum_{q=0}^{L-1} h_q^* e^{j \frac{2\pi m q}{N}} \right]} \quad (13)
\end{aligned}$$

其中 L 为最大多径时延, N 为离散傅里叶变换(DFT)长度, h 表示离散时域信道冲激响应。由于时域各条径之间相互独立, 所以式(13)简化为

$$\rho_{m, m+K} = \sum_{p=0}^{L-1} E[|h_p|^2 e^{j \frac{2\pi K p}{N}}] \bigg/ \sum_{q=0}^{L-1} E[|h_q|^2] \quad (14)$$

由式(14)可知, 子载波之间的相关性与 h , N 和 K 有关。且当 N 越大或 K 越小时, 子载波之间的相关性越强。

对于第 m_0 个子载波, 如果只考虑高斯白噪声的影响, 令 $\hat{H}_{m_0} = H_{m_0} + \sigma_{m_0}$, \hat{H}_{m_0} 为估计值, H_{m_0} 为真实值, σ_{m_0} 为高斯白噪声, 则此时信号功率为 $S_{\text{in}} = E\{|H_{m_0}|^2\}$ 。噪声功率为 $N_{\text{in}} = E\{|\sigma_{m_0}|^2\}$, 信噪比为 $S_{\text{in}}/N_{\text{in}} = E\{|H_{m_0}|^2\}/E\{|\sigma_{m_0}|^2\}$ 。

首先研究对相邻的第 m_0 和 m_0+1 子载波进行

加权处理的情况。对应的信道估计值、信道真实值和噪声分量分别为 \hat{H}_{m_0} , H_{m_0} , σ_{m_0} 和 \hat{H}_{m_0+1} , H_{m_0+1} , σ_{m_0+1} 。令加权误差 $\Delta_{m_0+1, m_0} = H_{m_0+1} - H_{m_0}$, 若对估计出的信道值进行等值加权并作为第 m_0 子载波新的估计值 \check{H}_{m_0} , 则

$$\begin{aligned}\check{H}_{m_0} &= \frac{\hat{H}_{m_0} + \hat{H}_{m_0+1}}{2} = \frac{H_{m_0} + H_{m_0+1} + \sigma_{m_0} + \sigma_{m_0+1}}{2} \\ &= H_{m_0} + \frac{\Delta + \sigma_{m_0} + \sigma_{m_0+1}}{2}\end{aligned}\quad (15)$$

此时信号输出功率为 $S_{\text{out}} = E\{|H_{m_0}|^2\} = S_{\text{in}}$ 。因为噪声与噪声不相关且同分布, 噪声与信号不相关, 所以噪声和加权误差的总输出功率为

$$\begin{aligned}N_{\text{out}} &= E\left\{\left[\frac{1}{2}(\Delta_{m_0+1, m_0} + \sigma_{m_0} + \sigma_{m_0+1})\right]^2\right\} \\ &= \frac{1}{4}\left[2E\{\sigma_{m_0}^2\} + 2E\{H_{m_0}^2\} - 2E\{H_{m_0}H_{m_0+1}^*\}\right] \\ &= \frac{1}{2}\left[E\{\sigma_{m_0}^2\} + E\{H_{m_0}^2\} - \rho_{m_0, m_0+1}E\{H_{m_0}^2\}\right]\end{aligned}\quad (16)$$

此时的加权处理增益为

$$\begin{aligned}\frac{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}}{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}} &= \frac{E\{H_{m_0}^2\}}{\frac{1}{2}\left[E\{\sigma_{m_0}^2\} + E\{H_{m_0}^2\} - \rho_{m_0, m_0+1}E\{H_{m_0}^2\}\right]} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1 - \rho_{m_0, m_0+1})(S_{\text{in}}/N_{\text{in}})}\end{aligned}\quad (17)$$

当 $\rho_{m_0, m_0+1} \approx 1$ 时, 由式(17)可知, $S_{\text{out}}/N_{\text{out}} = 2S_{\text{in}}/N_{\text{in}}$, 可以获得 3 dB 的增益。而且只要 $(1/2) + (1/2)(1 - \rho_{m_0, m_0+1})(S_{\text{in}}/N_{\text{in}}) < 1$, 即 $(1 - \rho_{m_0, m_0+1})S_{\text{in}}/N_{\text{in}} < 1$ 时, 均可以得到加权处理增益。

考虑一般情况, 对第 $m_0 - (K-1)/2$ 至第 $m_0 + (K-1)/2$, 共 K 个(考虑到对称性, 此处假设 K 为奇数)相邻的子载波进行等值加权处理并作为第 m_0 个子载波新的信道估计值 \check{H}_{m_0} , 则

$$\begin{aligned}\check{H}_{m_0} &= \frac{\sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (H_{m_0+i} + \sigma_{m_0+i})}{K} \\ &= H_{m_0} + \frac{\sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (\sigma_{m_0+i}) + \sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (\Delta_{m_0+i, m_0})}{K}\end{aligned}\quad (18)$$

此时信号输出功率仍为 $S_{\text{out}} = E\{|H_{m_0}|^2\} = S_{\text{in}}$ 。噪声和加权误差总输出功率为

$$N_{\text{out}} = E\left\{\left[\frac{\sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (\sigma_{m_0+i}) + \sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (\Delta_{m_0+i, m_0})}{K}\right]^2\right\}\quad (19)$$

经化简得, 加权处理增益 G 为

$$\begin{aligned}G &= \frac{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}}{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}} = 1 / \left\{ \frac{1}{K} + \left[\frac{K-1}{K} + \frac{1}{K^2} \right. \right. \\ &\quad \cdot \left. \sum_{\substack{(p,q) \in [-(K-1)/2, (K-1)/2] \\ p \neq q, p \neq 0, q \neq 0}} \rho_{m_0+p, m_0+q} - \frac{2(K-1)}{K^2} \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \sum_{\substack{i=-(K-1)/2 \\ i \neq 0}}^{(K-1)/2} \rho_{m_0+i, m_0} \right] \frac{S_{\text{in}}}{N_{\text{in}}} \right\}\end{aligned}\quad (20)$$

若子载波之间的相关系数 $\rho \approx 1$, 则进一步化简得输出信噪比为 $S_{\text{out}}/N_{\text{out}} = KS_{\text{in}}/N_{\text{in}}$, 获得 $(\lg K)$ dB 加权处理增益。

当然, 随着参与加权的子载波个数 K 的增加, 间隔较大的子载波之间的相关系数 ρ 变小。根据式(20), 如果选择较大的加权径数 K , 且信噪比较大时, 加权处理增益会下降。因此, 需要确定最佳加权径数的值。首先, 根据信道参数(包括多径时延分布和功率分布)计算平均多径时延扩展 τ , 然后由 τ 分别计算各相关系数 ρ_{m_0+p, m_0+q} , 再将 ρ_{m_0+p, m_0+q} 与输入信噪比 $S_{\text{in}}/N_{\text{in}}$ 代入式(20), 求出满足 G 取最大值时的整数值 K , 即为最佳加权径数。

对于运算复杂度, 若直接利用式(18), 则运算量为 $(K-1)N$ 次加法和 N 次除法。为减少运算复杂度, 本文采用窗平滑的方法。例如, 第 m_0 子载波加权输出为

$$\begin{aligned}\bar{H}_{m_0} &= \frac{\sum_{i=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} (\hat{H}_{m_0+i})}{K} \\ &= \left(\hat{H}_{m_0-(K-1)/2} + \sum_{i=-(K-3)/2}^{(K-1)/2} (\hat{H}_{m_0+i}) \right) / K\end{aligned}\quad (21)$$

而

$$\bar{H}_{m_0+1} = \bar{H}_{m_0} + \left(\hat{H}_{m_0+(K+1)/2} - \hat{H}_{m_0-(K-1)/2} \right) / K\quad (22)$$

所以在计算第 $m_0 + 1$ 子载波时, 只需在计算第 m_0 子载波的基础上, 加上 $(\hat{H}_{m_0+(K+1)/2} - \hat{H}_{m_0-(K-1)/2})/K$ 即可。通过这种方法计算量变为 $2N$ 次加法和 N 次除法。在 K 比较大的情况下, 计算量大大降低。

4 仿真分析

为验证该算法的性能，利用matlab软件进行仿真。本文采用IEEE802.22 WRAN的标准信道进行仿真，具体仿真参数如表1所示。

表1 OFDM/OQAM 系统仿真参数表

仿真信道类型	IEEE802.22 标准 A 信道
信道时延分布(μs)	[0, 3, 8, 11, 13, 21]
信道各径功率分布(dB)	[0,-7, -15, -22, -24, -19]
信号采样频率	10 MHz
子载波个数	2048
调制方式	QPSK
信道编码方式	卷积码([133,171], K=7, 码率=1/2)
导频结构	文献[7]中 IAM2 导频

信道估计均方误差(Mean Square Error, MSE)直接反映信道估计的准确度。图2给出加权子载波个数不同的情况下信道估计MSE仿真结果。从仿真结果可以看出，当K选择合适的值时，信道估计性能明显提高，例如当信道估计MSE为 10^{-2} 时，采用K=7的子载波加权，比不采用加权处理(K=1)有6.5 dB左右的增益，而其代价仅为增加4096次加法和2048次除法的计算量。而当K的取值较大(如K=10)时，在信噪比较小仍然可以获得明显的加权处理增益，而在信噪比较大时，处理增益有所降低，这与我们的理论分析结果一致。此外，为了验证固有干扰对信道估计性能的影响，给出基于传统OFDM导频结构的仿真结果。可以看出，其MSE性能很差，且具有明显的性能平台。

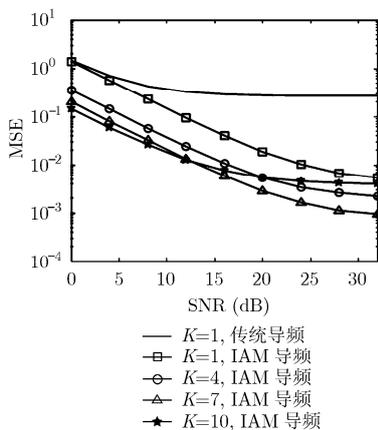


图2 子载波加权算法的信道估计MSE仿真结果

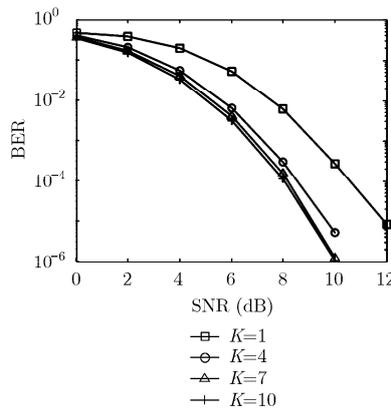


图3 子载波加权算法误码率仿真结果

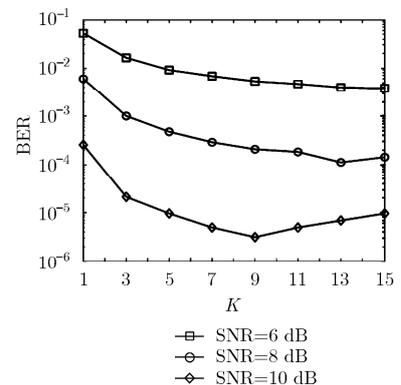


图4 不同信噪比条件下误码率随K变化的仿真结果

图3给出加权子载波个数不同的情况下的误码率(Bit Error Rate, BER)仿真结果。可以看出，当K较小时，子载波加权处理可以取得明显的误码率性能改善，而随着K继续增加，性能改善越来越小。

图4给出不同信噪比条件下，误码率性能随K变化的仿真结果。可以看出，当K较小时，系统性能随着K的增加明显提高，而当K较大时，性能提升幅度逐渐变小。因为当K较大时，两侧的子载波之间的相关系数较小，加权处理获得的性能提高小于参与加权的子载波值与信道真实值之间的误差带来的性能损失。

以上仿真结果表明，在一定的信噪比条件下，选择合适的参数K时，该算法可以取得明显的性能改善。

5 结束语

块状导频结构以牺牲很小的功率效率为代价换取接收机计算复杂度的大大降低，非常适合慢变、频率选择性信道。本文在介绍OFDM/OQAM系统特点的基础上分析了该系统采用块状导频结构的优势，并根据基于块状导频的信道估计方法所估计得到的相邻子载波之间存在着较强的相关性这一特点，提出子载波估计值加权算法。理论分析和仿真结果表明，通过合理选择K，该算法可取得较大的性能提高。当然，该算法对于采用基于块状导频的OFDM系统同样适用，例如在LTE上行链路中也是采用块状导频结构，所以也可以通过子载波加权的方法进一步提高系统性能。另外，本文仿真过程中是采取等值加权算法，如果采取更为复杂的加权算法，则可以获得更高的性能增益。

参考文献

[1] Dandach Y and Siohan P. Design method of OFDM/OQAM

systems using a weighted time-frequency localization criterion[C]. European Signal Processing Conference, Aalborg, Denmark, 2010: 70-74.

- [2] Li Teng, Hu Su, Wu Gang, *et al.*. Power spectral density comparison for the clipped OFDM-type signals[C]. International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing, Wuhan, China, 2010: 269-272.
- [3] Lin Hao and Siohan P. Capacity analysis for indoor PLC using different multi-carrier modulation schemes[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(1): 113-124.
- [4] Saeedi-Sourck H and Wu Yan. Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(4): 1907-1912.
- [5] Javardin J P, Lacroix D, and Rouxel A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando, USA, 2003: 1581-1585.
- [6] Lélé C, Legouable R, and Siohan P. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM[C]. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Recife, Brazil, 2008: 286-290.
- [7] Lélé C, Siohan P, Legouable R, *et al.*. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline[C]. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Pisa, Italy, 2007: 59-64.
- [8] Hu Su, Wu Gang, Li Teng, *et al.*. Preamble design with ICI cancellation for channel estimation in OFDM/OQAM system[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2010, E93-B(1): 211-214.
- [9] 胡苏, 武刚, 肖悦, 等. OFDM/OQAM系统中联合迭代信道估计和信号检测[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2332-2337.
- Hu Su, Wu Gang, Xiao Yue, *et al.*. Joint iterative channel estimation and detection for OFDM/OQAM system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(10): 2332-2337.
- [10] Lin Hao and Siohan P. Robust channel estimation for OFDM/OQAM[J]. *IEEE Communication Letters*, 2009, 13(10): 724-726.
- [11] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1994: 442-475.
- Zhan Xian-da. Modern Signal Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1994: 442-475.
- [12] TIA Committee TR-8.5. Wideband air interface isotropic orthogonal transform algorithm (IOTA)-public safety wideband data standards project-digital radio technical standards [S]. TIA-902.BBAB (Physical Layer Specification, Mar. 2003) and TIA-902.BBAD (Radio Channel Coding (CHC) Specification, Aug. 2003).
- 程国兵: 男, 1976年生, 讲师, 博士生, 研究方向为OFDM、LTE。
肖悦: 男, 1979年生, 副教授, 研究方向MIMO、OFDM。
李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 长期从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究。