

## OFDM/OQAM 系统信道估计改进方法\*

刘永进, 陈西宏, 赵宇

(空军工程大学防空反导学院, 陕西西安 710051)

**摘要:**在基于导频的信道估计方法中,伪导频的功率决定了该信道估计方法的性能。为了提高 OFDM/OQAM 系统的信道估计精度,提高频谱效率,提出一种基于改进导频结构的信道估计方法。在原有导频结构的基础上,对其中功率最高的导频结构进行改进,并给出对应的信道估计方法。由于缺乏足够的接收信号先验知识,无法直接对信道进行估计。为了解决这一问题,提出一种预判决方法对接收信号进行估计,并通过迭代减小预判决引入的误差,提高估计精度。仿真结果表明,本文提出的导频结构具有更高的频谱效率和更好的信道估计性能。

**关键词:**信道估计;频谱效率;伪导频功率;预判决

**中图分类号:**TN393 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2021)01-072-07

## Improved channel estimation method for OFDM/OQAM system

LIU Yongjin, CHEN Xihong, ZHAO Yu

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

**Abstract:** In the OFDM/OQAM system, higher pseudo pilot power means more accurate channel estimation. According to this principle, an effective channel estimation method based on the improved preamble structure with higher pseudo pilot power was proposed. On the basis of the previous preamble structure, the preamble structure with highest power was improved and its channel estimation method was proposed. Because of the lack of enough prior knowledge of receipt signal, the channel is unable to be estimated. The pre-decision method was utilized to solve this problem. The error caused by the pre-decision was reduced through iteration, thus the estimation accuracy was improved. Simulation results prove that the proposed preamble structure shows better channel estimation performance and higher spectral efficiency.

**Keywords:** channel estimation; spectral efficiency; pseudo pilot power; pre-decision

作为一种经典的多载波调制技术,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术一直以来备受关注。它的优势主要在于频谱效率更高<sup>[1]</sup>和可操作性更强<sup>[2-4]</sup>。但 OFDM 仍然存在一些不足,最典型的就是符号间干扰和载波间干扰(Inter-Symbol Interference and Inter-Carrier Interference, ISI/ICI)。为了弥补 OFDM 的不足,同时保持它的优势,提出了基于交错正交幅度调制的正交频分复用(OFDM based on Offset Quadrature Amplitude Modulation, OFDM/OQAM)技术<sup>[5-7]</sup>。

OFDM/OQAM 只在实数域正交,能够引入各种不同的原型滤波器,并且不需要插入循环前缀<sup>[8]</sup>。OFDM/OQAM 具有与 OFDM 相同甚至更高的信号传输效率。因此,近年来对于 OFDM/OQAM 的研究越来越多<sup>[9-11]</sup>。但是,只在实数域

正交将会给系统带来更为严重的符号间干扰,进而影响系统的信道估计精度。因此,对于 OFDM/OQAM 来说,如何克服干扰的影响以提高信道估计精度是一个亟待解决的问题。针对 OFDM,目前已有很多对应的信道估计方法。考虑到 OFDM/OQAM 与 OFDM 的相似性,这些方法能够提供一些借鉴。

针对 OFDM/OQAM,目前已经提出了很多的信号估计方法<sup>[12]</sup>。文献[13]通过将保护符号放置在导频的不同侧边设计了两种信道估计方法。这两种方法都能够取得较好的信道估计效果,但保护符号降低了系统的频谱效率。为了解决这一问题,文献[14]设计了一种编码辅助导频,该导频不仅能够携带传输数据,提高传输符号利用率,同时能够消除虚部干扰,但该导频结构需要占用 2~4 个时隙,造成了频谱资源的浪费。

\* 收稿日期:2019-09-09

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61671468)

作者简介:刘永进(1990—),男,山东安丘人,博士研究生,E-mail:liuyongjinDW@163.com;

陈西宏(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:hxchen0315217@163.com

为了提高系统频谱利用率,压缩采样法被引入信道估计中。文献[15]在系统稀疏度未知的条件下,设计了一种自适应压缩采样匹配方法筛选目标集,提高了信道估计的精度,但该方法复杂度高,实用性差。文献[16]同样是在压缩采样的基础上,提出了基于干扰近似法和基于成对导频的信道估计两种方案,这两种方案都能够提高系统的信道估计性能。系统稀疏性的证明是这两种信道估计方案的关键,但系统是否具有稀疏性是不确定的,这限制了压缩采样法在信道估计方面的应用。无论哪种信道估计方法,都需要减小或消除系统固有干扰对信道估计的影响,从而提升系统信道估计精度,兼顾系统频谱利用率的提高。

为了消除固有干扰,通常会在导频和数据符号之间插入0值导频,但0值导频的插入降低了系统的频谱效率。在文献[17]所提导频结构的基础上,本文设计了一种频谱效率更高的导频对信道进行估计。该导频结构的伪导频功率更高,信道估计性能更好。

## 1 经典的 OFDM/OQAM 系统信道估计模型

根据文献[18],连续时间 OQAM 基带传输信号可以表示为:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \underbrace{e^{j\phi_{m,n}} e^{j2\pi m\nu_0 t}}_{g_{m,n}(t)} g(t - n\tau_0) \quad (1)$$

式中: $M$ 代表子载波数, $a_{m,n}$ 代表在符号时间 $m$ 子载波 $n$ 所传递的实数符号, $g(t)$ 代表脉冲成型滤波器函数; $\nu_0$ 代表子载波间隔, $\tau_0$ 表示一个 OQAM 信号相邻实部和虚部的时间偏移, $\nu_0 = 1/T_0 = 1/(2\tau_0)$ ,其中 $T_0$ 代表复数符号的周期; $\phi_{m,n}$ 为附加随机相位<sup>[2]</sup>,

$$\phi_{m,n} = \phi_0 + \frac{\pi}{2}(m+n) \pmod{\pi} \quad (2)$$

其中 $\phi_0$ 可以随机选择,为方便讨论又不失一般性,令 $\phi_0 = 0$ 。

为了完美重构信号 $a_{m,n}$ ,OQAM 系统必须满足式(3)所示的正交条件<sup>[2]</sup>:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\langle g_{m,n}, g_{p,q} \rangle &= \operatorname{Re}\left(\int g_{m,n}(t) g_{p,q}^*(t) dt\right) \\ &= \delta_{m,p}(t) \delta_{n,q}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\langle x, y \rangle$ 为 $x$ 和 $y$ 的内积, $\delta(t)$ 为狄拉克函数, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 为取实部操作,“\*”代表复共轭。在无失真信道中,接收信号 $y(t)$ 与传输信号 $s(t)$ 相等。在子载波 $p_{\text{th}}$ 时隙 $q_{\text{th}}$ 上传递的复信号<sup>[12]</sup>为:

$$y_{p,q}^c = \langle s(t), g_{p,q}(t) \rangle = \int s(t) g_{p,q}^*(t) dt$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \int g_{m,n}(t) g_{p,q}^*(t) dt \quad (4)$$

定义 $\langle g_{m,n}, g_{p,q} \rangle = j\langle g \rangle_{m,n}^{p,q}$ ,当 $(m,n) \neq (p,q)$ 时, $\langle g \rangle_{m,n}^{p,q}$ 为纯实数。则式(4)可以改写为:

$$y_{p,q}^c = a_{p,q} + j \sum_{(m,n) \neq (p,q)} a_{m,n} \langle g \rangle_{m,n}^{p,q} \quad (5)$$

式(5)中的第二项为系统的虚部干扰。在无失真信道中,通过对 $y_{p,q}^c$ 的解调信号 $y_{p,q}$ 进行取实部操作,就可以重构传输符号 $a_{m,n}$ :

$$\hat{a}_{p,q} = \operatorname{Re}(y_{p,q}) = a_{p,q} \quad (6)$$

在多径信道中,多径效应会给系统带来严重的载波间干扰和符号间干扰。在这种情况下,为了保证在接收端重构传输信号,需要提出对应的信道估计方法。

OQAM 信号经过带有高斯噪声 $\eta(t)$ 和脉冲传递函数为 $h(t)$ 的多径信道后,接收信号<sup>[16]</sup>可以表示为:

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^{\Delta} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + \eta(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} e^{j\frac{\pi(m+n)}{2}} e^{j2\pi m\nu_0 t} \cdot \\ &\quad g(t - \tau - n\tau_0) d\tau + \eta(t) \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $\Delta$ 代表信道最大延迟。假设原型滤波器方程在时间间隔 $\tau \in [0, \Delta]$ 内变化缓慢,即 $g(t - \tau - n\tau_0) \approx g(t - n\tau_0)$ ,此时式(7)可改写为:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j\frac{\pi(m+n)}{2}} e^{j2\pi m\nu_0 t} g(t - n\tau_0) \cdot \\ &\quad \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} d\tau + \eta(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) H_m + \eta(t) \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $H_m = \int_0^{\Delta} h(\tau) e^{-j2\pi m\nu_0 \tau} d\tau$ 为信道的频率脉冲响应。根据文献[17],在时频点 $(m_0, n_0)$ 处接收到的解调信号为:

$$\begin{aligned} y_{m_0, n_0} &= \langle y(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} H_m \langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle + \eta_{m_0, n_0}^1 \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $\eta_{m_0, n_0}^1 = \langle \eta(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle$ 。

显然,系统的固有干扰包含在 $\langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle$ 中。为了分析符号间干扰和载波间干扰对信道估计的影响,应当首先将系统的固有干扰从 $\langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle$ 中分离出来。

令 $m = m_0 + p, n = n_0 + q$ ,其中 $p, q \in \mathbb{Z}$ ,则滤波器函数的内积 $\langle g_{m,n}(t), g_{m_0, n_0}(t) \rangle$ 可以改写为如下形式:

$$\begin{aligned} \langle g_{m,n}(t), g_{m_0,n_0}(t) \rangle &= \int_{-\infty}^{+\infty} g_{m_0+p,n_0+q}(t) g_{m_0,n_0}^*(t) dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\frac{\pi}{2}(m_0+n_0+p+q)t} e^{j2\pi(m_0+p)\nu_0 t} g(t-n_0\tau_0-q\tau_0) \cdot \\ &\quad e^{-j\frac{\pi}{2}(m_0+n_0)t} e^{-j2\pi m_0\nu_0 t} g^*(t-n_0\tau_0) dt \\ &= j^{(p+q)} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-n_0\tau_0-q\tau_0) g^*(t-n_0\tau_0) e^{j2\pi\nu_0 t} dt \end{aligned} \quad (10)$$

根据  $\nu_0\tau_0 = \frac{1}{2}$ , 可作变换  $t-n_0\tau_0-q\tau_0 = l - \frac{q}{2}\tau_0$

和  $t-n_0\tau_0 = l + \frac{q}{2}\tau_0$ , 此时式(10) 可进一步表示为:

$$\begin{aligned} \langle g_{m,n}(t), g_{m_0,n_0}(t) \rangle &= j^{(p+q)} \int_{-\infty}^{+\infty} g(l + \frac{-q}{2}\tau_0) g^*(l - \\ &\quad \frac{-q}{2}\tau_0) \cdot e^{-j2\pi\nu_0(l+n_0\tau_0+q\tau_0/2)} dl \\ &= j^{(p+q+2pn_0)} A_g(-q\tau_0, p\nu_0) \end{aligned} \quad (11)$$

式中,  $A_g(\tau, \nu)$  是滤波器函数  $g(t)$  的模糊度函数, 定义为

$$A_g(\tau, \nu) = \int g(t + \frac{\tau}{2}) g^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{j2\pi\nu t} dt \quad (12)$$

由于  $A_g(\tau, \nu)$  为实函数<sup>[19]</sup>, 将式(11) 代入式(9), 可得

$$\begin{aligned} y_{m_0,n_0} &= \sum_{(p,q) \in \mathbb{Z}} j^{(p+q+2pn_0)} A_g(-q\tau_0, p\nu_0) \cdot \\ &\quad a_{m_0+p,n_0+q} H_{m_0+p} + \eta_{m_0,n_0}^1 \\ &= a_{m_0,n_0} H_{m_0} + \sum_{(p,q) \neq (0,0)} j^{(p+q+2pn_0)} \cdot \\ &\quad A_g(-q\tau_0, p\nu_0) a_{m_0+p,n_0+q} H_{m_0+p} + \eta_{m_0,n_0}^1 \end{aligned} \quad (13)$$

式(13) 中的第二项为分离得到的干扰项。当时频点  $(m_0, n_0)$  处的导频符号在信道中传播时, 如果直接将 OFDM 的信道估计方法应用到 OFDM/OQAM 中, 得到的 OFDM/OQAM 信道频率响应  $\hat{H}_{m_0}$  为:

$$\hat{H}_{m_0} = \frac{y_{m_0,n_0}}{a_{m_0,n_0}} = H_{m_0} + I_1 + I_2 \quad (14)$$

其中,

$$I_1 = \sum_{(p,q) \neq (0,0)} \frac{a_{m_0+p,n_0+q} H_{m_0+p}}{a_{m_0,n_0}} j^{(p+q+2pn_0)} A_g(-q\tau_0, p\nu_0) \quad (15)$$

$$I_2 = \frac{\eta_{m_0,n_0}^1}{a_{m_0,n_0}} \quad (16)$$

也就是说, 即使式(16) 中的  $I_2 = 0$ , 由于  $I_1$

的存在, 仍然无法得到信道的频率估计值  $\hat{H}_{m_0}$ 。显然,  $I_1$  的值由模糊函数  $A_g(-q\tau, p\nu)$ 、导频符号  $a_{m_0,n_0}$  和传输符号  $a_{m_0+p,n_0+q}$  共同决定。因此, 直接将 OFDM 的方法应用到 OFDM/OQAM 中是行不通的, 必须对其加以改进。

令  $C_{p,q} = j^{(p+q+2pn_0)} A_g(-q\tau_0, p\nu_0)$ ,  $a_{m_0-1,n_0}$  与  $a_{m_0+1,n_0}$  设为符号相反。此时式(13) 可以改写为:

$$\begin{aligned} y_{m_0,n_0} &= a_{m_0,n_0} H_{m_0} + C_{-1,0} a_{m_0-1,n_0} H_{m_0-1} + \\ &\quad C_{1,0} a_{m_0+1,n_0} H_{m_0+1} + \\ &\quad \sum_{(p,q) \neq (0,0), (p,q) \neq (\pm 1,0), q \neq \pm 1} C_{p,q} a_{m_0+p,n_0+q} H_{m_0+p} + \\ &\quad \eta_{m_0,n_0}^1 \end{aligned} \quad (17)$$

假设信道为平坦衰落信道, 即  $H_{m_0} = H_{m_0+1} = H_{m_0-1}$ , 则此时系统的信道频率响应为:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{m_0} &= \frac{y_{m_0,n_0}}{a'_{m_0,n_0}} = H_{m_0} + \frac{\eta_{m_0,n_0}^1}{a'_{m_0,n_0}} + \\ &\quad \sum_{(p,q) \neq (0,0), (p,q) \neq (\pm 1,0), q \neq \pm 1} \frac{C_{p,q} a_{m_0+p,n_0+q} H_{m_0+p}}{a'_{m_0,n_0}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $a'_{m_0,n_0} = a_{m_0,n_0} + C_{1,0} a_{m_0+1,n_0} + C_{-1,0} a_{m_0-1,n_0}$ ,  $a'_{m_0,n_0}$  为伪导频。从式(18) 可以看出, 由于存在  $\frac{\eta_{m_0,n_0}^1}{a'_{m_0,n_0}}$ , 伪导频功率越大, 系统的信道估计性能越好。

作为基于导频的信道估计方法之一, 干扰近似法能够减弱固有干扰对导频的影响。干扰近似法一共分为三类: IAM - R, IAM - I 和 IAM - new。图 1 为 IAM - R 的结构。

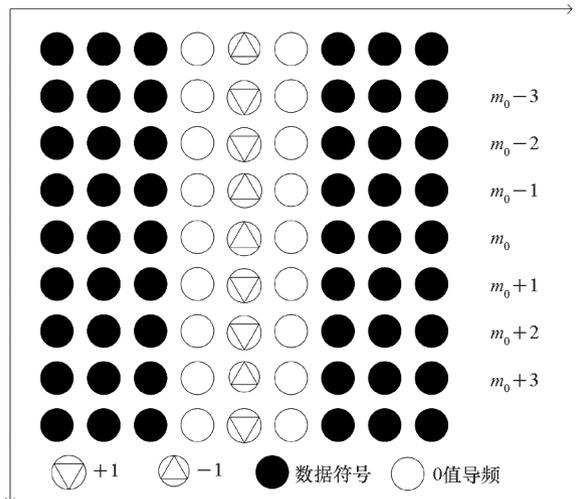


图 1 IAM - R 的导频结构

Fig. 1 Frame configuration for IAM - R method

假设  $a_{m,n}$  是独立同分布的, 方差为  $\sigma_a^2$ , 如果

只考虑相邻符号的影响,此时伪导频  $a'_{m_0,n_0}$  的功率<sup>[20]</sup>为:

$$E_1 \{ |a'_{m_0,n_0}|^2 \} = \sigma_a^2 (1 + 4A_g^2) \quad (19)$$

通过改变导频结构,可以提升伪导频的功率。

IAM - I 就是在 IAM - R 的基础上,增加虚数导频符号得到的一种方法。IAM - I 的导频结构如图 2 所示。

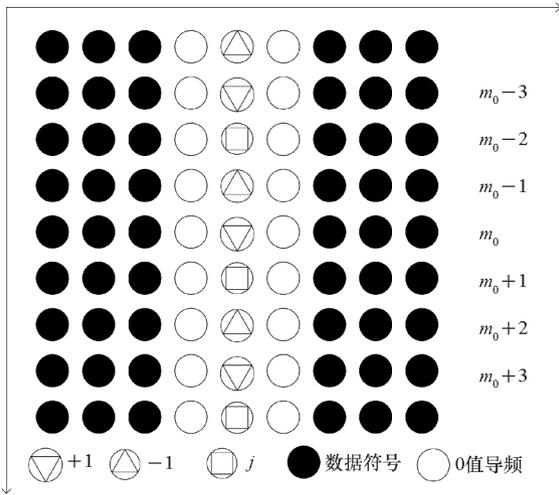


图 2 IAM - I 导频结构

Fig. 2 Frame configuration for IAM - I method

对于 IAM - I 来说,伪导频功率<sup>[20]</sup>为

$$E_2 \{ |a'_{m_0,n_0}|^2 \} = \sigma_a^2 \left( 1 + \frac{8}{3}A_g + \frac{8}{3}A_g^2 \right) > E_1 \quad (20)$$

如图 2 所示,处在对称位置的导频符号没有设置为互为相反数,这会降低伪导频的功率。因此,通过重新设置导频结构可以继续提升伪导频的功率。受此启发,提出了如图 3 所示的 IAM - new 的导频结构。

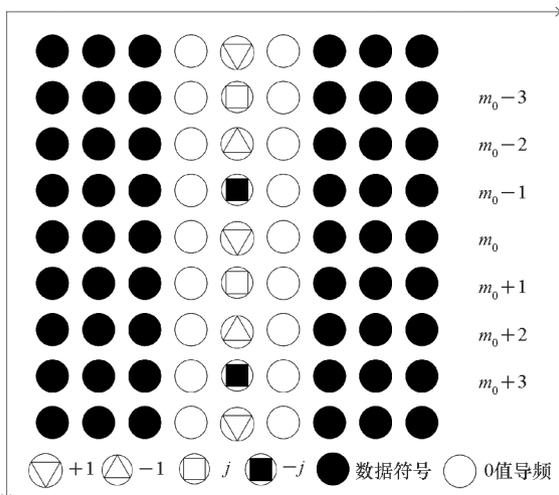


图 3 IAM - new 的导频结构

Fig. 3 Frame configuration for IAM - new method

通过计算,可以得到 IAM - new 的伪导频功率如式(21)所示:

$$E_3 \{ |a'_{m_0,n_0}|^2 \} = a_{m_0,n_0}^2 + |C_{-1,0}a_{m_0-1,n_0} + C_{1,0}a_{m_0+1,n_0}|^2 = \sigma_a^2 (1 + 4A_g + 4A_g^2) > E_2 > E_1 \quad (21)$$

此时,导频结构在经过两次改进之后,将伪导频的功率提升为  $\sigma_a^2 (1 + 4A_g + 4A_g^2)$ 。由于伪导频功率越高,信道估计精度越高,因此,随着伪导频功率的不断提升,系统的信道估计性能也越来越好。然而,上述三种导频的长度都为  $3\tau_0$ ,与 OFDM 的  $2\tau_0$  相比,频谱效率较低。由此看出,应用干扰近似法的关键是如何提升导频的频谱效率。因此,本文提出了一种能够同时提高频谱效率和伪导频功率的导频结构。

## 2 改进的导频结构

改进的导频结构如图 4 所示。

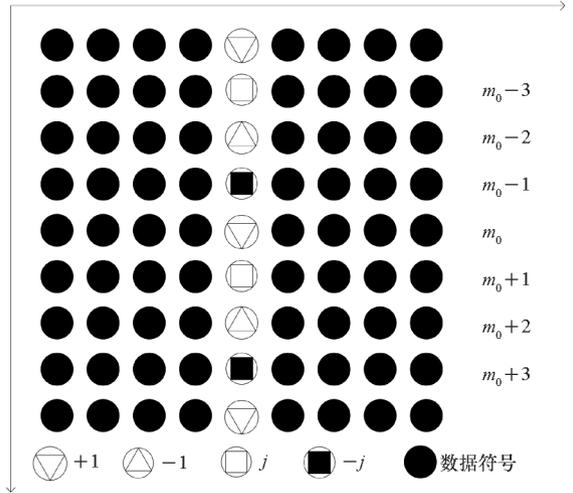


图 4 改进的导频结构

Fig. 4 Frame configuration for the improved method

图 4 中的导频符号被周围的数据符号包围。式(15)中的  $I_1$  项会被所有符号所影响,但对于信道估计来说,这是不必要的。

本文采用时频聚焦特性较好的各向同性正交变换 (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, IOTA) 滤波器作为系统的原型滤波器。定义  $\Omega_{\Delta m_0, \Delta n_0}$  为时频点  $(m_0, n_0)$  的邻域,  $\Omega_{\Delta m_0, \Delta n_0} = \{ (p, q), |p| \leq \Delta m_0, |q| \leq \Delta n_0 | H_{m_0+p, n_0+q} \approx H_{m_0, n_0} \}$ 。令  $\Omega_{\Delta m_0, \Delta n_0}^* = \Omega_{\Delta m_0, \Delta n_0} - (0, 0)$ , 当  $|p|$  和  $|q|$  增大时,  $C_{p,q}$  将会迅速减小。例如,对于 IOTA 滤波器来说,当  $(p, q) \notin \Omega_{1,1}$  时<sup>[20]</sup>,

$$\frac{\sum_{(p,q) \notin \Omega_{1,1}} |C_{p,q}|^2}{\sum_{(p,q) \in \Omega_{1,1}^*} |C_{p,q}|^2} \approx 0.02 \quad (22)$$

式(22)说明一阶邻域符号的影响占了绝对

比重。根据文献[17],随着 $|p|$ 和 $|q|$ 的增大, $C_{p,q}$ 迅速减小,当 $(p,q) \notin \Omega_{3,3}$ 时, $C_{p,q}$ 近似等于0。因此,本文只考虑3阶邻域内符号的干扰。此时,式(13)可改写为:

$$y_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} H_{m_0} + a_{m_0, n_0}^{(i1)} H_{m_0} + a_{m_0, n_0}^{(i2)} H_{m_0} + \eta_{m_0, n_0}^1 \quad (23)$$

其中,

$$a_{m_0, n_0}^{(i1)} = \sum_{(p,q) \in \Omega_{3,3}^*, q=0} C_{p,q} a_{m_0+p, n_0+q} \quad (24)$$

$$a_{m_0, n_0}^{(i2)} = \sum_{(p,q) \in \Omega_{3,3}^*, q \neq 0} C_{p,q} a_{m_0+p, n_0+q} \quad (25)$$

然后,可以由式(26)得到信道的频率脉冲响应 $\hat{H}_{m_0}$ :

$$\hat{H}_{m_0} = \frac{y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i1)} + a_{m_0, n_0}^{(i2)}} \quad (26)$$

但是,式(25)中的 $a_{m_0+p, n_0+q}$ 属于随机传输信号,数值无法确定,这使得 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 成为未知项。未知项 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 的存在将导致式(26)无法被直接用于信道估计。为解决这一问题,本文将采用预判判决法对未知项 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 进行处理。

首先,根据式(23)得到初始的信道频率响应如下:

$$\bar{H}_{m_0} = \frac{y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i1)}} = H_{m_0} + \frac{a_{m_0, n_0}^{(i2)} H_{m_0} + \eta_{m_0, n_0}^1}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i1)}} \quad (27)$$

然后,根据预判判决和迫零均衡重构项 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 中的 $a_{m_0+p, n_0+q}$ 。由此可得:

$$\hat{a}_{m_0+p, n_0+q} = D \left[ \frac{y_{m_0+p, n_0+q}}{H_{m_0}} \right], (p,q) \in \Omega_{3,3}^*, q \neq 0 \quad (28)$$

其中, $D[\cdot]$ 为预判判决算子。

再通过式(29)计算 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 的估计值:

$$\hat{a}_{m_0, n_0}^{(i2)} = \sum_{(p,q) \in \Omega_{3,3}^*, q \neq 0} C_{p,q} \hat{a}_{m_0+p, n_0+q} \quad (29)$$

最后,将 $a_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 的估计值 $\hat{a}_{m_0, n_0}^{(i2)}$ 代入式(26),就可以得到信道的频率脉冲响应:

$$\hat{H}_{m_0} = \frac{y_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(i1)} + \hat{a}_{m_0, n_0}^{(i2)}} \quad (30)$$

由于 $a_{m_0+p, n_0+q}$ 的初始值是随机选择的,这使得通过式(30)得到的信道频率响应估计值与真实值之间存在较大误差。为了减小误差,提升信道估计精度,将式(30)得到的估计值代入式(28)中进行第二次的迭代运算。通过多次的迭代之后,误差将会逐渐变小。

综上所述,本文所提出的导频结构能够对

OQAM 信道进行估计,提升系统的频谱效率。信道估计性能是衡量一个信道估计方法好坏最重要的标准,根据之前的讨论,伪导频功率影响信道的估计性能,因此,通过计算伪导频功率就可以判定本文提出的导频结构的信道估计性能。根据图4,可得伪导频功率为:

$$E\{|a_{m_0, n_0}''|^2\} = a_{m_0, n_0}^2 + \left| \sum_{(p,q) \in \Omega_{3,3}^*} C_{p,q} a_{m_0+p, n_0+q} \right|^2 > E_3 \quad (31)$$

与式(19)相比,式(31)中的导频功率更高。因此,本文所提出的导频结构不仅能够提高频谱效率,还可以提高信道估计性能。

### 3 仿真分析

调制方式、载波数目、信道条件是影响信道估计性能的主要因素。因此,本节将对不同调制方式、不同载波数和不同信道条件下的信道估计性能进行仿真,从而验证本文所提出的方法的有效性。设A为本文所提出的导频结构和信道估计方法,B为文献[17]提出的信道估计方法,导频功率与数据符号功率比为1.5:1。仿真所需参数值如表1所示。

表1 参数设置

Tab.1 Fundamental parameters of simulation	
参数名称	数值
采样频率/MHz	10
星座映射方式	4-QAM, 16-QAM
子载波个数	512
信道编码	卷积码
信道路径延迟/ $\mu\text{s}$	[0, 0.2, 0.4, 0.6, 1.6, 2.3, 3.5, 5.0]
信道平均增益/dB	[-3, -5, 0, -2, -4, -6, -8, -10]
结构长度	20 OQAM symbols
滤波器长度	IOTA, 抽头数4

图5给出了改进的导频结构(A)与IAM方法(B)在4-QAM与16-QAM两种星座映射调制下的标准均方差(Normalized Mean Squared Error, NMSE)性能。在16-QAM调制情况下,当信噪比(Signal-Noise Ratio, SNR)较低时( $\text{SNR} < 15 \text{ dB}$ ),本文提出的导频结构的信道估计性能略优于IAM方法,但优势不明显;随着信噪比的不断增大,本文所提出的导频结构的信道估

计性能不断提高,与 IAM 方法相比,性能优势越来越明显。一方面,这是因为 IAM 方法存在性能平台,当  $SNR = 15$  dB 左右时,该方法的性能不再随  $SNR$  的增加而提高;另一方面,本文所提出的导频结构具有更高的伪导频功率,随着  $SNR$  的增加,伪导频功率不断增大,信道估计性能也随之不断提高。类似地,当采用 4 - QAM 调制时, IAM 方法将在  $SNR = 20$  dB 左右时到达性能平台。可以看出,该条件下本文所提出的导频结构在信道估计性能方面同样优于 IAM 方法。

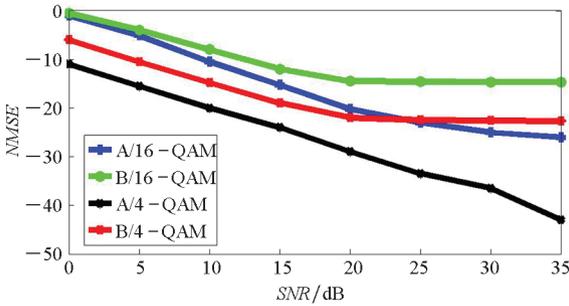


图 5 4 - QAM 与 16 - QAM 调制下的  $NMSE$  性能  
Fig.5 The  $NMSE$  performance with 4 - QAM and 16 - QAM

从图 6 也可以得到类似的结论。图 6 比较了 4 - QAM 与 16 - QAM 两种调制方式下两种方法的误码率 (Bit Error Ratio, BER) 性能。当  $BER = 10^{-3}$  时,在 4 - QAM 调制下,方法 A 比方法 B 优 4 dB;在 16 - QAM 调制下,方法 A 比方法 B 优 1 dB。随着  $SNR$  的增加,两种方法之间的差异变化并不大。上述结果表明本文提出的方法在 OFDM/OQAM 信道估计方面有优势。

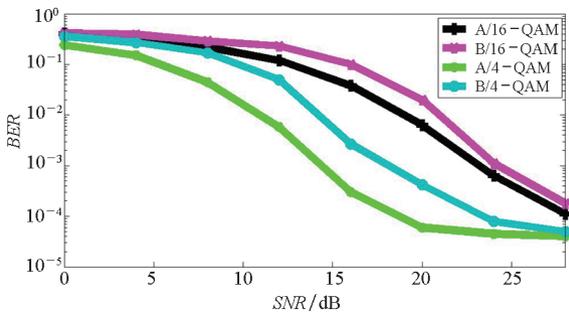


图 6 4 - QAM 与 16 - QAM 调制下的  $BER$  性能  
Fig.6 The  $BER$  performance with 4 - QAM and 16 - QAM

图 7 为不同迭代次数条件下方法 A 的  $NMSE$  性能。经过迭代后,信道估计性能明显增强。当迭代次数小于 4 时,随迭代次数的增加,性能提升明显。但当迭代次数为 4 和 5 时,两者之间的性能差异并不大,说明经过 4 次迭代后,得到的信道估计值已经接近真实值,达到性能上限。与文献[17]只需 2 次迭代相比,迭代次数有所增加。这是因为本

文提出的导频结构只占有一个符号时隙,并未插入 0 值导频。因此,为了减小固有干扰造成的影响,需要更多次数的迭代才能够逼近真实值。

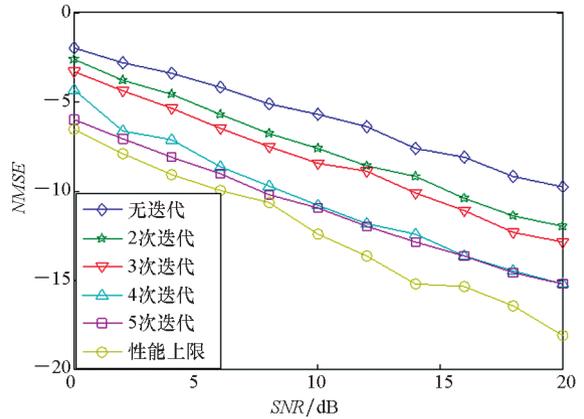


图 7 不同迭代次数条件下的  $NMSE$  性能  
Fig.7 The  $NMSE$  performance with different number of iterations

图 8 为不同子载波个数条件下两种信道估计方法性能的对比如。当子载波个数为 256 时,两种方法的性能没有明显差异;当子载波个数为 512 时,两种方法的性能曲线差异增大,但仍然近似重合,方法 A 仍然略优于方法 B。两种方法在子载波个数较大时性能更加优良。图 9 为不同信道条件下方法 A 与方法 B 的性能对比,图中 WR 代表无线区域网络信道, TU 代表典型城市信道。图 9 表明在两种信道条件下,本文所提方法要优于 IAM 方法。

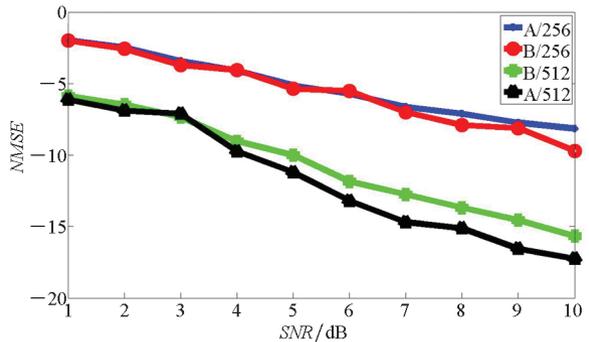


图 8 不同子载波个数条件下两种信道估计方法的  $NMSE$  性能  
Fig.8 The  $NMSE$  performances of two channel estimation methods with different discrete Fourier transform size

综上所述,与传统的 IAM 方法相比,由于本文提出的改进导频结构具有更高的伪导频功率,降低了干扰与噪声对信道估计造成的不利影响,因此,在不同调制方式、不同载波数与不同信道条件下,本文方法都表现出更好的信道估计性能。同时,由于只占用一个时隙,本文方法还能够节约系统的频谱资源,提高频谱效率。

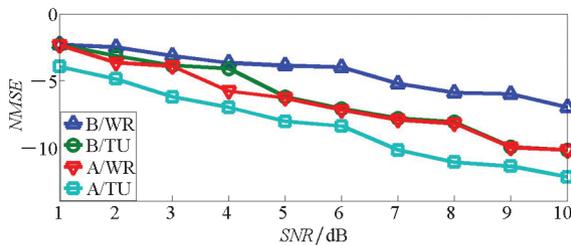


图 9 不同信道条件下两种方法的  $NMSE$  性能

Fig. 9 The  $NMSE$  performances of two channel estimation methods in different channels

## 4 结论

为了提升 OFDM/OQAM 系统的信道估计性能,节约频谱资源,本文提出了一种导频结构,并给出了对应的信道估计方法。在分析了已有导频结构的缺点之后,提出了一种伪导频功率更高、仅占用一个时隙的导频结构。为了得到伪导频的参数,利用预判判决对传递信号进行重构。同时引入迭代,减小估计误差。仿真结果表明,本文所提出的导频结构和信道估计方法,能够提升系统的信道估计性能,提高频谱效率。

## 参考文献 (References)

- [1] SINGH P, VASUDEVAN K. Time domain channel estimation for MIMO-FBMC/OQAM systems [J]. *Wireless Personal Communications*, 2019, 108(4): 2159–2178.
- [2] HE Z M, LING X, ZHOU L Y, et al. Novel RAPF scheme and its performance of PAPR reduction and BER in FBMC-OQAM system [J]. *IET Communications*, 2019, 13(13): 1916–1920.
- [3] SHI J, HE J, ZHANG R, et al. OFDM/OQAM based WDM fiber VLLC system employing improved channel estimation method [J]. *Optics Communications*, 2018, 427: 578–583.
- [4] LEK N. Insights on ICI and its effects on performance of OFDM systems [J]. *Digital Signal Processing*, 2008, 18(6): 876–884.
- [5] RAHIMI S, CHAMPAGNE B. Joint channel and frequency offset estimation for oversampled perfect reconstruction filter bank transceivers [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(6): 2072–2084.
- [6] FANG X, YU Y Y, JIANG H. Phase offset based channel estimation method for optical OFDM/OQAM systems [J]. 2019, 31(15): 1281–1284.
- [7] SAEEDI-SOURCK H, WU Y, BERGMANS J W M, et al. Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks [J]. *IEEE Transactions on Signal Process*, 2011, 59(4): 1907–1912.

- [8] CHENG X, LIU D J, WANG C, et al. Deep learning-based channel estimation and equalization scheme for FBMC/OQAM systems [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 881–884.
- [9] CIBLAT P, SERPEDIN E. A fine blind frequency offset estimator for OFDM/OQAM systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(1): 291–296.
- [10] ZHOU X, WANG C Y, TANG R G. Channel estimation based on IOTA filter in OFDM/OQPSK and OFDM/OQAM systems [J]. *Applied Sciences*, 2019, 9(7): 1454.
- [11] FUSCOT, PETRELLA A, TANDA M. Data-aided symbol timing and CFO synchronization for filter bank multicarrier systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(5): 2705–2714.
- [12] LIU W F, CHEN D, LUO K, et al. FDM-structured preamble optimization for channel estimation in MIMO-OQAM/FBMC systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(12): 8433–8443.
- [13] HU S, WU G, YANG G, et al. Effectiveness of preamble based channel estimation for OFDM/OQAM system [C]// *Proceedings of International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing*, 2009: 34–37.
- [14] CUI W J, QU D M, JIANG T, et al. Coded auxiliary pilots for channel estimation in FBMC-OQAM systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(5): 2936–2946.
- [15] WANG H, DU W C, XU L W. A new sparse adaptive channel estimation method based on compressive sensing for FBMC/OQAM Transmission Network [J]. *Sensors*, 2016, 16(7): 966.
- [16] LIU X M, CAI Z W, JIA A L, et al. A novel channel estimation method based on compressive sensing for OFDM/OQAM systems [J]. *Journal of Computational Information Systems*, 2013, 9(15): 5955–5963.
- [17] CHENG G B, XIAO Y, HU S, et al. Interference cancellation aided channel estimation for OFDM/OQAM system [J]. *Science China Information Sciences*, 2013, 56: 1–8.
- [18] ACHAICHA P, BOT M L, SIOHAN P. OFDM/OQAM; a solution to efficiently increase the capacity of future PLC networks [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, 26(4): 2443–2455.
- [19] 张贤达. 现代信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 442–475.
- [20] ZHANG Xianda. Modern signal processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 442–475. (in Chinese)
- [20] WANG W J, GAO X Q, ZHENG F C, et al. CP-OQAM-OFDM based SC-FDMA; adjustable user bandwidth and space-time coding [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(9): 4506–4517.