

# OQAM/OFDM 系统中基于压缩感知的离散导频信道估计方法\*

刘晓鹏, 陈西宏, 谢泽东, 张 凯, 童宁宁  
(空军工程大学 防空反导学院, 陕西 西安 710051)

**摘要:**针对多径信道条件下, 偏移正交幅度调制的正交频分复用(OQAM/OFDM)系统中采用导频序列方式进行信道估计时导频开销较大的问题, 提出一种基于压缩感知的离散导频信道估计方法。该方法利用无线信道的稀疏特性, 建立基于压缩感知的 OQAM/OFDM 系统信道估计模型, 对离散导频结构进行了优化设计, 使较少的导频符号随机分布在子载波上, 在接收端利用信号恢复算法实现信道估计。该方法能够显著减少导频数量, 并实现高精度信道估计性能, 通过实验仿真对比验证了所提方法在慢时变和快时变的无线信道条件下的有效性。

**关键词:** 偏移正交幅度调制; 正交频分复用; 离散导频; 信道估计; 压缩感知

**中图分类号:** TN911.5    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1001-2486(2017)05-102-06

## Scattered pilots aided channel estimation based on compressed sensing in OQAM/OFDM system

LIU Xiaopeng, CHEN Xihong, XIE Zedong, ZHANG Kai, TONG Ningning

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

**Abstract:** Under the multi-path channel condition, the preamble-based channel estimation methods have very large pilots overhead in OQAM/OFDM (offset quadrature amplitude modulation/orthogonal frequency division multiplexing). To solve this problem, a scattered pilots aided channel estimation method based on the compressed sensing for OQAM/OFDM system was proposed by utilizing the sparsity of wireless channel. The principle of OQAM/OFDM channel estimation method based on compressed sensing was established and a scattered pilots pattern, which deploys pilots symbols on few subcarriers randomly, was also designed. The proposed method can reduce the pilots overhead significantly and realize the highly accurate channel estimation. The simulation results validate the efficacy and the superior performance of the proposed method in both slow and fast time-varying wireless channel.

**Key words:** offset quadrature amplitude modulation; orthogonal frequency division multiplexing; scattered pilots; channel estimation; compressed sensing

偏移正交幅度调制的正交频分复用(Offset Quadrature Amplitude Modulation / Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OQAM/OFDM)技术作为一种性能优良的多载波调制方式, 相比于传统的 OFDM 系统具有更高的频谱和功率利用率, 对时频的偏移敏感性也比较低, 已经被广泛应用于无线局域网、电力线和光通信等多种通信手段之中<sup>[1-3]</sup>。

OQAM/OFDM 系统符号在实数域正交, 不可避免存在固有的虚部干扰<sup>[4-5]</sup>, 传统的 OFDM 信道估计方法已不再适用。目前常用的方法主要包括基于离散导频符号的信道估计方法<sup>[6-7]</sup>和基于导频序列的信道估计方法<sup>[8-10]</sup>两种。前者适用

于快时变具有平坦衰落信道中, 导频开销较少; 而后者更适用于慢时变频率选择性衰落较大的信道, 需要的导频数目较多, 会导致频谱资源的浪费, 导频的能量开销也比较大。这两种方法难以兼顾导频资源和频谱资源利用率以及良好的估计性能, 所适用的信道场景也有限。

这些估计方法也没有充分利用无线多径信道的稀疏特性这一先验知识。无线多径信道往往呈现稀疏特性, 特别是在无线宽带通信系统中体现更为明显。稀疏信道的时延扩展较大, 但是路径的个数较少, 只有少数路径的抽头不为 0。压缩感知(Compressed Sensing, CS)能够突破传统香农-奈奎斯特采样定理的约束, 从有限的采样信

\* 收稿日期: 2016-04-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61571459, 61671468)

作者简介: 刘晓鹏(1988—), 男, 山西翼城人, 博士研究生, E-mail: afeulxp@163.com;

陈西宏(通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: xhchen0315217@163.com

号中以很大的概率恢复原始信号,已经被应用到了诸多研究领域<sup>[11-13]</sup>。目前已有相关研究将其应用于无线信道估计之中<sup>[14-15]</sup>。文献[14]将CS应用于OQAM/OFDM系统的信道估计之中,对基于导频序列的信道估计方法加以改进。但其并没有对导频序列结构进行优化,仍然采用已经提出的导频序列结构,在所有的子载波上传输导频序列,仅仅在接收端利用选择矩阵随机选择少量的导频符号进行CS恢复,得到信道状态估计。因此文献[14]中所提方法仍然存在导频开销大和资源浪费的不足。特别是在OQAM/OFDM中,导频符号不可避免地受到固有虚部干扰的影响,对信道估计产生影响,因此在设计导频结构时还需要考虑这种影响。

本文利用无线信道的稀疏特性,进一步结合CS理论对OQAM/OFDM信道估计方法进行研究,考虑固有干扰的影响,优化设计导频结构,降低导频开销以提升频谱利用率,最后通过仿真对比验证所提出方法的性能。

## 1 OQAM/OFDM 系统及其信道估计

OQAM/OFDM系统发送端发送的信号可以表示为

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

式中: $a_{m,n}$ 表示 $n$ 时刻, $m$ 子载波上的OQAM实值符号,是由复数符号的实部符号与虚部符号分离后引入一个时间偏移得到的; $M$ 为子载波个数; $g_{m,n}(t)$ 为原型滤波器的时频变换形式,可以表示为

$$g_{m,n}(t) = g(t - n\tau_0) e^{j2\pi m v_0 t} e^{j\phi_{m,n}} \quad (2)$$

式中: $g(t)$ 表示原型滤波器; $\tau_0$ 表示符号间的时间间隔,即实部和虚部符号之间的时间偏移; $v_0$ 表示子载波间隔,满足 $v_0\tau_0 = 1/2$ ; $\phi_{m,n} = (\pi/2) \cdot (m+n) + \phi_0$ 是由于OQAM符号正交偏移特性产生的相位, $\phi_0$ 可以任意选择,本文中采用 $\phi_0 = -mn\pi$ 。

调制符号经过脉冲响应为 $h(t, \tau)$ 的无线多径信道后,接收端接收到的信号可以表示为

$$r(t) = h(t, \tau) * s(t) + n(t) \\ = \int_0^{\Delta} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (3)$$

式中,\*表示卷积运算, $\Delta$ 是多径信道的最大传播时延, $n(t)$ 表示零均值、方差为 $\sigma^2$ 的加性高斯白噪声。

若 $\tau \in (0, \Delta)$ ,则由于原型滤波器的聚焦特性

可以作如下假设

$$g(t - \tau - n\tau_0) \approx g(t - n\tau_0) \quad (4)$$

在接收端对接收信号进行解调,时频格点 $(m_0, n_0)$ 处的解调符号可以表示为

$$a_{m_0, n_0}^c = \langle r, g_{m_0, n_0} \rangle \\ = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} H_{m,n}^c \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle + n'(t) \quad (5)$$

式中: $H_{m,n}^c = \int_0^{\Delta} h(t, \tau) e^{-j2\pi m v_0 \tau} d\tau$ 是时频格点 $(m, n)$ 处的信道频率响应(Channel Frequency Response, CFR)。 $\langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle$ 为 $g_{m,n}$ 和 $g_{m_0, n_0}$ 的内积,表示 $g_{m,n}$ 对 $g_{m_0, n_0}$ 的干扰。对于时频聚焦性能良好的滤波器来说,这种干扰主要存在于时频格点 $(m_0, n_0)$ 的一阶邻域内,用 $\Omega_{m_0, n_0}$ 表示。 $n'(t) = \langle n(t), g_{m_0, n_0} \rangle$ 。式(5)可以简化为

$$a_{m_0, n_0}^c = \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m,n} H_{m,n}^c \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle + n'(t) \quad (6)$$

同时,假设CFR在一阶邻域内不会发生变化,上式可以进一步简化为

$$a_{m_0, n_0}^c = H_{m_0, n_0}^c a_{m_0, n_0} + \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m,n} H_{m_0, n_0}^c \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle + n' \\ = H_{m_0, n_0}^c a_{m_0, n_0} + I + n' \quad (7)$$

式中, $I = H_{m_0, n_0}^c \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m,n} \langle g_{m,n}, g_{m_0, n_0} \rangle = H_{m_0, n_0}^c \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)} + \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}$ 为邻域符号由于虚部的非正交性对 $a_{m_0, n_0}$ 产生的虚部干扰。式(7)可以进一步精简为

$$a_{m_0, n_0}^c = H_{m_0, n_0}^c (a_{m_0, n_0} + \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}) + n' \quad (8)$$

可见,解调符号除了受到信道影响的原始信息和噪声之外,还存在虚部干扰信息。对于已知的导频符号信息,CFR估计可以由式(9)求得。

$$\hat{H}_{m_0, n_0}^c = \frac{a_{m_0, n_0}^c}{a_{m_0, n_0} + \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}} + \frac{n'}{a_{m_0, n_0} + \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}} \\ = H_{m_0, n_0}^c + \frac{n'}{a_{m_0, n_0} + \text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}} \quad (9)$$

对于特定的原型滤波器,通过设计导频的模式,可以确定式(9)中 $\text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}$ 的值,进而对其消除或者利用就可以得到CFR的估计值。可以看出,当干扰项 $\text{j}a_{m_0, n_0}^{(j)}$ 越大时,噪声对信道估计的影响越小,信道估计的精度也就越高。

## 2 基于CS的信道估计

CS理论<sup>[11-13]</sup>表明一个 $K$ 稀疏的信号可以通

过一个不完备的线性测量以很高的概率恢复出来。假设一个待压缩的  $K$  稀疏的一维列向量  $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^N$  可以由下列一组线性模型表示

$$\mathbf{u} = \sum_{i=1}^N s_i \boldsymbol{\psi}_i \text{ 或 } \mathbf{u} = \boldsymbol{\Psi} \mathbf{s} \quad (10)$$

其中:  $\mathbf{s}$  是一个  $N \times 1$  的权重系数向量, 其元素为权重系数  $s_i$ ;  $\{\boldsymbol{\psi}_i\}_{i=1}^N$  是一组标准正交基, 其中  $\boldsymbol{\psi}_i$  为  $N \times 1$  向量;  $\boldsymbol{\Psi}$  是由  $\{\boldsymbol{\psi}_i\}_{i=1}^N$  组成的基矩阵。从式(10)可以看出, 一个信号可以由  $\mathbf{u}$  和  $\mathbf{s}$  共同表示。当用  $\mathbf{s}$  表示时, 假设  $\mathbf{s}$  中只有  $K$  个信号是非零的且  $K \ll N$ , 意味着  $\mathbf{s}$  是  $K$  稀疏信号。这样就可以认为信号  $\mathbf{u}$  在  $\boldsymbol{\Psi}$  域上是稀疏表示的。根据 CS 理论, 对于稀疏信号  $\mathbf{s}$ , 通过  $C$  ( $C < N$ ) 个  $\mathbf{u}$  的采样就可以准确地恢复出来, 可以由式(11)表示。

$$\mathbf{y} = \boldsymbol{\Phi} \mathbf{u} + \mathbf{v} = \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (11)$$

式中,  $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^C$  为观测矢量, 即  $\mathbf{u}$  的  $C$  个样值;  $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbf{R}^{C \times N}$  为观测矩阵, 通过  $\boldsymbol{\Phi}$  获取  $\mathbf{u}$  的样值;  $\mathbf{v} \in \mathbf{R}^C$  为观测噪声矢量。

对  $\mathbf{s}$  的重构过程就是获取式(11)的解, 可以利用 CS 理论的重构算法准确恢复  $\mathbf{s}$ 。除了  $\mathbf{u}$  必须是稀疏信号之外, 重构的条件还包括观测矩阵  $\mathbf{T} = \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Psi}$  需要满足有限等容条件 (Restricted Isometry Property, RIP):

$$(1 - \delta_k) \|\mathbf{s}\|_2^2 \leq \|\mathbf{T} \mathbf{s}\|_2^2 \leq (1 + \delta_k) \|\mathbf{s}\|_2^2 \quad (12)$$

式中,  $\delta_k \in (0, 1)$  为 RIP 系数。

式(8)的矩阵形式可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{W} = \mathbf{X} \mathbf{F} \mathbf{h} + \mathbf{W} \quad (13)$$

式中:  $\mathbf{Y}$  为接收到的一维符号列向量;  $\mathbf{X}$  为对角矩阵, 由发送符号  $a_{m,n}$  确定;  $\mathbf{F}$  为傅里叶矩阵;  $\mathbf{H}$  为 CFR;  $\mathbf{h}$  为信道脉冲响应 (Channel Impulse Response, CIR);  $\mathbf{W}$  为噪声向量。通过选择矩阵  $\mathbf{P}$  选取  $P < M$  个观测样值,  $\mathbf{P}$  为  $P$  行  $M$  列的矩阵, 通过  $\mathbf{P}$  选取相应的元素, 得到

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{F}_p \mathbf{h} + \mathbf{W}_p \quad (14)$$

式中,  $\mathbf{Y}_p = \mathbf{P} \mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{X}_p = \mathbf{P} \mathbf{X} \mathbf{P}'$ ;  $\mathbf{F}_p = \mathbf{P} \mathbf{F}$  为部分傅里叶矩阵。

对比式(14)和式(8), 可以将获取信道脉冲响应的过程看作是 CS 通过恢复算法<sup>[16-18]</sup>进行重构的过程。此外, 文献[19]提出了目标向量重构误差的下限, 并且指出重构误差仅仅由观测误差所决定, 因此重构算法不会引入多余的误差。

### 3 基于 CS 的离散导频结构和信道估计方法

利用选择矩阵选择导频符号, 需要对导频结构进行设计。导频序列结构设计主要包含对导频

的数量、导频符号的值以及导频符号的位置信息进行确定。当接收端和发送端对导频的这些信息都已知时, 则可以很容易通过 CS 重构和恢复稀疏信道的 CIR。

首先对导频数量进行设计。为了保证导频符号之间不会产生相互的干扰、不会受到其他导频符号的干扰, 需要使导频符号互不相邻, 此时导频数量应满足  $P \leq M/2$ 。同时, CS 理论的实验结果已经表明,  $K$  稀疏的信号能够被准确重构出来必须要求观测向量的样值个数  $P \geq 4K$ 。因此对于信道稀疏度已知的系统, 导频数量  $P$  也就可以基本确定。为了使导频符号不受其他导频符号和随机数据符号的干扰, 需要在导频符号的一阶邻域内放置保护符号。其他的子载波则可以承载数据符号, 避免资源的浪费。

根据式(14), 基于 CS 的信道估计的观测矩阵为  $\mathbf{T} = \mathbf{X}_p \mathbf{F}_p$ , 可以看出导频符号的值会对观测矩阵的形式产生影响。文献[12]指出大部分的一致分布随机矩阵都能够满足 RIP 性质, 可以作为观测矩阵, 而部分傅里叶矩阵  $\mathbf{F}_p = \mathbf{P} \mathbf{F}$  同样满足这种条件, 可以作为观测矩阵来重构 CIR。为了使矩阵  $\mathbf{T}$  的性质保持稳定满足 RIP, 可以使导频符号保持一致。

导频符号的位置信息同样会影响观测矩阵  $\mathbf{T}$  的形式。根据文献[12], 当导频符号位置随机排列时, 可以构造一致分布随机矩阵, 从而满足 RIP。为了使  $\mathbf{F}_p = \mathbf{P} \mathbf{F}$  成为随机矩阵, 导频位置信息应随机在各个子载波中选取。

在确定导频的设计原则后, 就可以设计适用于 CS 的离散导频结构, 如图 1 所示, 其特征在于: 在 OQAM/OFDM 系统某一时刻  $n$ , 随机在  $M$  个子载波中选取  $P$  个子载波用来承载导频符号, 并且导频的位置对于发送和接收端都是已知的, 导频

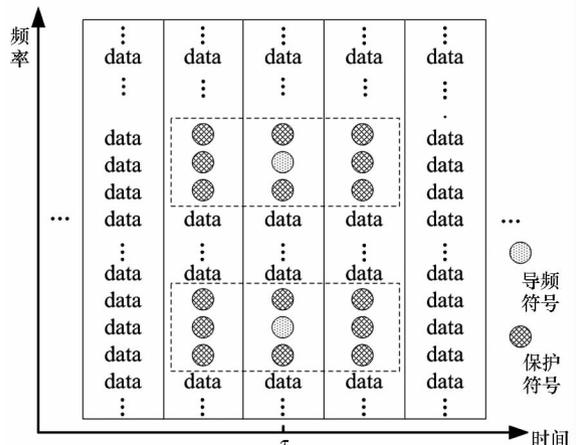


图 1 离散导频结构图

Fig. 1 Structure of scattered pilots

位置信息由导频位置索引表示  $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_p]^T, I_1 > I_2 > \dots > I_p, I_i (i = 1, 2, \dots, P)$  表示导频所在的子载波位置。通过  $\mathbf{I}$  构建得到  $P \times M$  维的选择矩阵  $\mathbf{P}, \mathbf{P}$  的第  $i$  行的第  $I_i$  个元素为 1, 其余元素均为 0。

同时,为了使得导频符号不受相邻符号的干扰,需要对保护符号进行设计。考虑到原型滤波器良好的时频聚焦特性,导频符号受到的干扰是一阶邻域内所有符号干扰的加权叠加,即

$$j\mathbf{a}_{m_0, n_0}^{(j)} = j \sum_{\Omega_{m_0, n_0}} g_{m, n} \mathbf{a}_{m, n} \quad (15)$$

因此将保护符号分布于导频符号的一阶邻域内。一阶邻域符号对导频符号  $a_{p, q}$  的干扰权重系数由原型滤波器决定<sup>[9]</sup>, 可以表示为

$$\begin{bmatrix} (-1)^{m_0} \gamma & -\alpha & (-1)^{m_0} \gamma \\ -(-1)^{m_0} \beta & a_{m_0, n_0} & (-1)^{m_0} \beta \\ (-1)^{m_0} \gamma & \alpha & (-1)^{m_0} \gamma \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中,

$$\alpha = e^{-j(2\pi/M)(L_g-1)/2} \sum_{k=0}^{L_g-1} g^2(k) e^{j(2\pi/M)k}$$

$$\beta = \sum_{k=M/2}^{L_g-1} g(k)g(k - M/2)$$

$$\gamma = -j e^{-j(2\pi/M)(L_g-1)/2} \sum_{k=M/2}^{L_g-1} g(k)g(k - M/2) e^{j(2\pi/M)k}$$

其中,  $g(k)$  表示离散化的原型滤波器,  $L_g$  表示原型滤波器的长度。

一方面可以使保护符号的值为 0, 这样导频符号受到的干扰就可以被消除, 结构如图 2(a) 所示, 这种方法结构简单, 不需要考虑系统采用何种原型滤波器。另一方面可以对干扰加以利用, 如图 2(b) 所示, 此时导频符号及其干扰可以组成一个伪导频  $a_{m_0, n_0} + a_{m_0, n_0}^{(j)}$ , 伪导频表示为

$$c_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} - j\alpha a_{m_0+1, n_0} + j\alpha a_{m_0-1, n_0} = 1 + j2\alpha \quad (17)$$

其能量为导频符号的  $\sqrt{1+4\alpha}$  倍, 相比于置零能够获得更大的导频功率。但是这种导频类型需要预先已知系统采用的原型滤波器形式。



图2 导频类型  
 (a) 导频类型 1 (b) 导频类型 2  
 (a) Pilot type 1 (b) Pilot type 2

图2 导频类型

Fig.2 Types of pilot

确定好导频类型后, 就可以按照上述方法构

造导频结构。将导频符号和保护符号随数据符号一起被调制传输, 通过无线信道。在接收端接收到信号后进行解调, 按照导频索引从中选取导频符号, 并构造部分傅里叶矩阵作为测量矩阵。最后可利用正交匹配追踪 (Orthogonal Matching Pursuit, OMP) 算法重构 CIR, 实现准确的信道估计。其流程图如图 3 所示。OMP 的算法流程可以参见文献[17]。

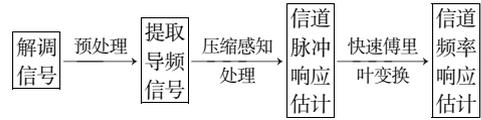


图3 基于 CS 的信道估计流程图

Fig.3 Flow chart of channel estimation based on CS

### 4 仿真分析

本节对所提方法进行了仿真分析, 并与传统的信道估计方法进行了对比, 考察了本文所提方法在不同导频数量条件下的归一化均方误差 (Normalized Mean Square Error, NMSE) 和误比特率 (Bit Error Rate, BER) 性能。仿真场景由表 1 给出。NMSE 由式(18)定义:

$$NMSE = E \{ \|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|^2 / \|\mathbf{H}\|^2 \} \quad (18)$$

表1 仿真参数

Tab.1 Simulation parameters

仿真参数	参数值
信道模型	IEEE 802.22
多径时延	{ -3 0 3 2 4 7 11 } μs
路径平均功率	{ -6 0 -7 -22 -16 -20 } dB
星座图	4-相移键控
滤波器	各向同性正交滤波器(α=1)
卷积编码	k=7(133, 171)
子载波数目	2048
仿真次数	200

首先对慢时变信道场景进行仿真, 考虑 23 个 OQAM/OFDM 符号数, 前 3 个符号中随机插入导频及其保护符号, 信道保持不变。主要对比了干扰近似方法 (Interference Approximation Method, IAM) 和干扰消除方法 (Interference Cancellation Method, ICM), 仿真结果如图 4 和图 5 所示。

图 4 展示的是不同估计方法以及不同导频数量的 NMSE 性能对比。其中, 横轴表示信噪比 (Signal-Noise Ratio, SNR), 纵轴表示 NMSE (单位

为 dB)。从图中可以看出,采用本文提出的信道估计方法的 NMSE 性能要优于 ICM 的,这是因为 ICM 需要进行插值计算,会引入插值误差,从而导致较差的性能。另外,采用导频类型 2 时信道估计的 NMSE 性能要优于导频类型 1,这是由于导频类型 2 伪导频的能量较大,噪声的影响减小,从而提升了估计精度。导频数量为 30、采用类型 1 的导频结构时,本文方法可以达到与传统 IAM 相近的性能,随着 SNR 的增大,其 NMSE 会进一步减小到低于 IAM 的,表明估计精度越高。

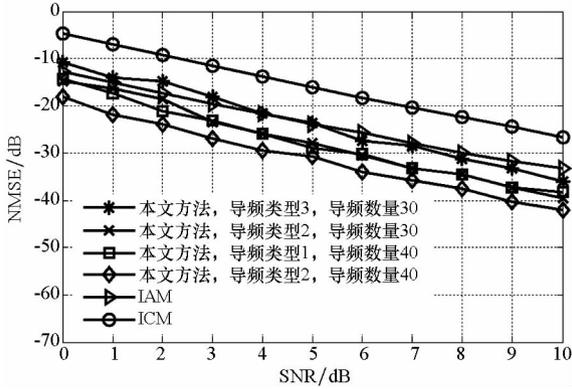


图 4 不同信噪比下的 NMSE 性能对比(慢时变信道)

Fig. 4 Comparison of NMSE performance for different SNR (slow time-varying channels)

图 5 为采用本文提出的 OQAM/OFDM 系统的信道估计方法的 BER 与 ICM 和 IAM 的对比示意图,同时理想信道估计的 BER 曲线也在图中展示了出来。可以看出,随着 SNR 的增大,所有的 BER 都会减小。而本文所提方法的 BER 性能均优于 ICM 方法。本文方法采用导频类型 1、导频数量为 30 时,系统的 BER 性能与 IAM 的相近,其他模式的 BER 性能则优于 IAM 的。此外,还可以看出相同导频数量条件下,导频类型 2 的 BER 性能要优于导频类型 1 的性能。导频数量的提升

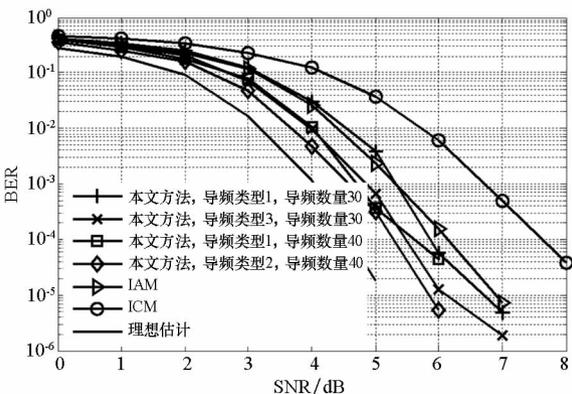


图 5 不同信噪比下的 BER 性能对比(慢时变信道)

Fig. 5 Comparison of BER performance for different SNR (slow time-varying channels)

也会带来系统性能的提升。因此,本文所提方法能够在导频数量很少的条件下,有效改善系统的 BER 性能。

从上述仿真中可以看出,如果采用传统的 IAM 和 ICM,导频序列需要占用 2048 个全部子载波。而采用本文所提方法,在导频数量为 30 的条件下就可以达到与 IAM 相当的性能,考虑到保护符号,至多会占用 90 个子载波,其导频开销约为 4.39%。如果采用 40 个导频来提升系统的性能,会占用 120 个子载波,导频开销为 5.86%。可见,本文所提方法能够显著减少导频数量,节约频谱资源。

由于导频占用的时频资源很少,因此可以推广到快时变信道环境中,可以考虑在每一个 OQAM/OFDM 符号中都插入导频,对每个符号处的信道响应进行估计。仿真结果如图 6 和图 7 所示,并将结果与离散导频估计方法的进行对比。离散导频均匀插入,导频符号数量为 128,间隔为 16,此时采用导频类型 1,非零导频点 CFR 采用傅里叶变换域插值方法估计。

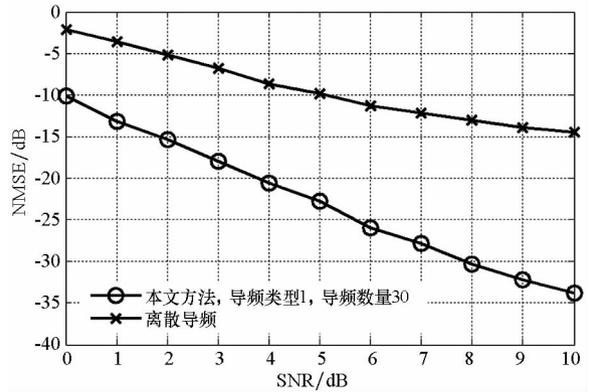


图 6 不同信噪比下的 NMSE 性能对比(快时变信道)

Fig. 6 Comparison of NMSE performance for different SNR (fast time-varying channels)

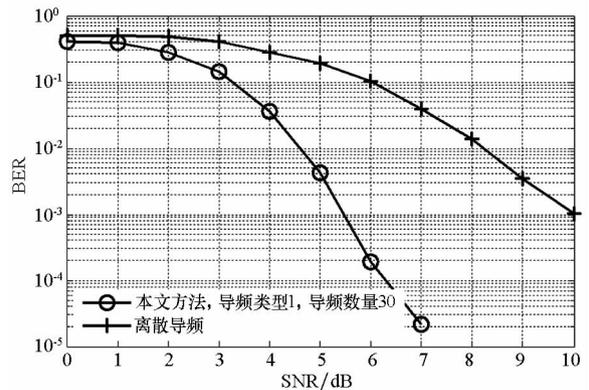


图 7 不同信噪比下的 BER 性能对比(快时变信道)

Fig. 7 Comparison of BER performance for different SNR (fast time-varying channels)

从图6和图7中可以看出,本文所提方法在采用30个导频数时就能在时变信道中获得更优的性能,所需的导频数量也远远少于离散导频方法的。多径信道还会呈现频率选择性衰落,因此采用传统离散导频插值估计CFR的性能比较差。

基于CS的离散信道估计方法在采用更少的导频符号的基础上实现了估计性能的提升,这种性能的提升是在计算复杂度适度提升的基础上实现的。OMP算法的复杂度为 $O(K^3)$ ,它的迭代次数与估计信道的稀疏度 $K$ 相同。每一次迭代过程中,匹配向量是由内积计算得到,还要进行一次伪逆运算,且伪逆运算的阶数与迭代次数相同,从1到 $K$ 。伪逆运算的复杂度为 $O(N^3)$ ,其中 $N$ 为伪逆运算的阶数。相对于系统性能的提升,OMP算法带来的复杂度适度提升是能够接受的,且一些伪逆运算的快速算法也可以帮助降低计算复杂度。

## 5 结论

为了寻求兼顾导频资源开销和系统性能的信道估计方法,本文考虑无线信道的稀疏特性,结合CS理论,提出了一种用于OQAM/OFDM系统的离散导频结构以及采用该导频结构的CS信道估计方法。该方法采用了更少的导频符号数量,不仅可以节约频谱资源,而且相比于传统方法其在慢时变与快时变的频率选择衰落信道中都能获得性能更好的信道估计,提升了系统性能。仿真实验验证了所提方法的优越性。

## 参考文献 (References)

- [1] Lin H, Siohan P. Capacity analysis for indoor PLC using different multi-carrier modulation schemes [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(1): 113–124.
- [2] Horlin F, Ficher J, Emplit P, et al. Dual-polarization OFDM-OQAM for communications over optical fibers with coherent detection [J]. Optics Express, 2013, 21(5): 6409–6421.
- [3] Bellanger M. Filter banks and OFDM-OQAM for high throughput wireless LAN [C]//Proceedings of 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, 2008: 758–761.
- [4] 李啸天, 雷菁, 刘伟, 等. 正交频分复用/偏移正交振幅调制半盲信道估计[J]. 国防科技大学学报, 2015, 37(5): 169–174.  
LI Xiaotian, LEI Jing, LIU Wei, et al. Semi-blind channel estimation for OFDM/OQAM system[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2015, 37(5): 169–174. (in Chinese)
- [5] Razavi R, Xiao P, Tafazolli R. Information theoretic analysis of OFDM/OQAM with utilized intrinsic interference [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(5): 618–622.
- [6] Lélé C, Legouable R, Siohan P. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM [C]//Proceedings of IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2008: 286–290.
- [7] Lélé C, Legouable R, Siohan P. Iterative scattered pilot channel estimation in OFDM/OQAM [C]//Proceedings of IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2009: 176–180.
- [8] Katselis D, Kofidis E, Rontogiannis A, et al. Preamble-based channel estimation for CP-OFDM and OFDM/OQAM systems: a comparative study [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(5): 2911–2916.
- [9] Kofidis E, Katselis D, Rontogiannis A, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: a review [J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 2038–2054.
- [10] Su H, Gang W, Teng L, 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.
- [11] Candès E J, Tao T. Near optimal signal recovery from random projections: universal encoding strategies [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(12): 5406–5425.
- [12] Tsaig Y, Donoho D L. Extensions of compressed sensing [J]. Signal Processing, 2006, 86(3): 549–571.
- [13] Candès E. Compressive sampling [C]//Proceedings of the International Congress of Mathematicians, 2006: 1433–1452.
- [14] Liu X, Cai Z, Jia A, 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.
- [15] Chen B H, Cui Q M, Yang F. Compressed sensing based channel estimation used in non-sample-spaced multipath channels of OFDM system [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2015, 22(2): 31–37.
- [16] Mallat S G, Zhan Z F. Matching pursuit with time-frequency dictionaries [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41(12): 3393–3415.
- [17] Tropp J A, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 50(12): 4655–4666.
- [18] Needell D, Tropp J A. CoSaMP: iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples [J]. Communications of the ACM, 2010, 53(12): 93–100.
- [19] Candès E. The restricted isometry property and its implications for compressed sensing [J]. Comptes Rendus Mathématique, 2008, 346(9/10): 589–592.