

正交频分复用/偏移正交振幅调制半盲信道估计*

李啸天^{1,2}, 雷菁², 刘伟², 曹伟², 李艳斌¹

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北石家庄 050081;

2. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要:非合作通信背景下,针对传统干扰近似法(IAM)进行正交频分复用(OFDM)/偏移正交振幅调制(OQAM)系统信道估计需要导频符号值作为先验信息的问题,提出一种基于OQAM符号特征的IAM(OCB-IAM)估计算法。该算法利用IAM导频结构和OQAM实符号的有限集特征,将信道衰落系数幅度和相位分开估计,在仅获得导频位置而未知导频符号值的条件下实现了OFDM/OQAM系统半盲信道估计。并且证明了OCB-IAM算法由于利用接收符号的二阶统计量将高斯白噪声变为非随机的单音干扰,从而在中低信噪比条件下具有优于IAM算法的估计性能。仿真实验验证了理论推导的正确性和OCB-IAM算法的可靠性。

关键词:正交频分复用;偏移正交振幅调制;干扰近似法;盲信道估计;均方误差

中图分类号:TN911 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2015)05-169-06

Semi-blind channel estimation for OFDM/OQAM system

LI Xiaotian^{1,2}, LEI Jing², LIU Wei², CAO Wei², LI Yanbin¹

(1. The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Interference approximate method (IAM) for orthogonal frequency division multiplexing / offset quadrature amplitude modulation (OFDM/OQAM) channel estimation needs the value of preamble at the background of un-cooperative communications. Motivated by this consideration, an OQAM characteristic based-IAM (OCB-IAM) algorithm, which used IAM preamble framework and OQAM symbols' real finite-alphabet characteristics, was introduced. OCB-IAM algorithm estimated the amplitude and phase of channel fading coefficients separately, and just needed preamble position, which was a kind of semi-blind channel estimators. OCB-IAM algorithm converted white Gaussian noise into single tone interference based on the second-order statistics of received symbols. Then it could be proved that OCB-IAM algorithm has a better performance than IAM algorithm in medium and low SNR regime. Numerical results show the validity of theoretical analysis and the reliability of OCB-IAM algorithm.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; offset quadrature amplitude modulation; interference approximate method; blind channel estimation; mean square error

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术^[1-3]利用各子载波之间的正交性实现了频谱效率的最大化,但需要插入循环前缀(Cyclic Prefix, CP)以对抗多径信道引起的码间串扰(Inter-Symbol Interference, ISI)^[3-4],从而降低了系统的频谱利用率。针对此问题,学者们提出了正交频分复用/偏移正交振幅调制(OFDM/Offset Quadrature Amplitude Modulation, OFDM/OQAM)技术^[5-7]。该技术又被称为滤波器组多载波调制技术,可以克服传统OFDM技术在时频域上的资源浪费问题^[8-9]。OFDM/OQAM

技术通过设计具有良好时频特性的原型滤波器,仅在实部保证子载波之间的正交性,而将ISI与载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)集中在虚部,实现了无CP条件下无ISI, ICI的可靠传输。另外,通过合理设计原型滤波器可以保证各子载波频率响应具有更好的滚降特性,降低子载波之间的频谱泄露。由于具有上述优点,OFDM/OQAM技术已成为IEEE802.22^[9]、电力线通信^[10]和认知无线电^[11]等新型通信体制的备选技术标准,具有较大的研究价值。

OFDM/OQAM系统仅在实部保持正交的特

* 收稿日期:2015-01-14

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61372098, 61101074)

作者简介:李啸天(1986—),男,河北石家庄人,博士研究生, E-mail: lxtrichard@126.com;

雷菁(通信作者),女,教授,博士,硕士生导师, E-mail: lejing@nudt.edu.cn

性导致了各子载波信道估计的困难性,训练序列符号位置的虚部干扰将会严重影响估计性能。针对此问题,学者们提出了基于辅助训练符号的设计方案^[12-13]、基于双训练符号的估计方法^[14]与干扰近似法(Interference Approximate Method, IAM)^[14-17]。相比之前两种算法,IAM 算法具有更好的估计性能^[14],从而引起了学者的广泛关注。然而,上述三种方法或者要求发送端对训练序列进行设计,或者要求接收端知晓如训练序列符号值等发送端先验信息,因此不适用于如非合作通信等先验信息较少的环境。文献[18]提出一种基于 OQAM 符号协方差矩阵特征值分解的 OFDM/OQAM 系统半盲信道估计算法。该算法利用的是 OQAM 符号的统计特性,在接收样本符号个数较少时,协方差矩阵的估计误差会严重影响估计算法性能。另外,由于存在协方差矩阵估计和特征值分解等运算,因而算法的复杂度较高。

本文在分析 IAM 导频特征的基础上,提出一种基于 OQAM 符号特征的 IAM (OQAM Characteristic Based-IAM, OCB-IAM) 半盲信道估计算法。

1 OFDM/OQAM 系统模型

1.1 OFDM/OQAM 发送信号

OFDM/OQAM 系统发送信号的等效基带连续时间模型为:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} j^{m+n} g(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} \quad (1)$$

其中, j 为虚数单位, m 为频率序号, n 为时间序号, M 为子载波个数, F_0 为子载波间隔, τ_0 为 OQAM 符号周期, $g(\cdot)$ 为原型滤波器冲激响应函数, $a_{m,n}$ 为时频点 (m, n) 上传输的实信息符号, 称为一个 OQAM 符号。一个 QAM 符号的实部和虚部分别放在相邻的两个时频点上进行传输, 这就是 OQAM 调制。设 T_0 为复 QAM 符号周期, 为保证相邻多载波符号之间没有重叠, 须满足 $F_0 = 1/T_0 = 1/(2\tau_0)$ 。相比于传统 OFDM 系统以周期 T_0 传输一个复 QAM 符号, OFDM/OQAM 系统以周期 τ_0 传输实 OQAM 符号, 两者频谱效率相同。

相比传统 OFDM 系统模型, OFDM/OQAM 系统模型中引入原型滤波器分量, 通过合适控制原型滤波器参数使各子载波具有更好的频域特性, 可以降低传统 OFDM 子载波在频域上 sinc 函数形式所带来的频谱旁瓣泄露。

设原型滤波器函数的频率偏移函数:

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

满足:

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

其中, $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ 代表取实部。当且仅当 $m = p$ 时, $\delta_{m,p} = 1$ 。若 $(m, n) \neq (p, q)$, 则:

$$\langle g_{m,n} | g_{p,q} \rangle = j \langle g \rangle_{m,n}^{p,q} \quad (4)$$

其中, $\langle g \rangle_{m,n}^{p,q}$ 为纯实数。从式(4)中可以看出, 在不同时频点上, 原型滤波器偏移函数在实部保持正交, 因此利用仅在实部传输符号的 OQAM 调制方案, 将不会产生 ISI 和 ICI。相比于传统 OFDM 系统, 节省了传输 CP 所需的带宽资源。

设计具有较好时频特性的原型滤波器可以保证上述正交性, 在不失一般性的前提下, 采用 PHYDYAS 项目中所采用的滤波器参数^[11], 其原型滤波器频域参数见表 1。

表 1 PHYDYAS 项目中原型滤波器频域参数

Tab. 1 Filter frequency coefficients in PHYDYAS project

K	G_0	G_1	G_2	G_3
4	1	0.971 960	0.707 1	0.235 147

其中, K 为滤波器频域重叠系数, 滤波器频域长度为 $2K - 1$, 频域系数为 $[G_3 G_2 G_1 G_0 G_1 G_2 G_3]$ 。滤波器时域长度 $L = MK$, 时域冲激响应函数为:

$$g(t) = G_0 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k G_k \cos \frac{2\pi k t}{L} \quad (5)$$

1.2 OFDM/OQAM 信道估计问题

在多径衰落信道下, 文献[14]中证明时频点 (m_0, n_0) 上接收符号为:

$$y_{m_0, n_0}^c \approx H_{m_0, n_0}^c \left(a_{m_0, n_0} + j \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m,n} \langle g \rangle_{m,n}^{m_0, n_0} \right) \quad (6)$$

其中, 上标 c 代表该变量为复数, H_{m_0, n_0}^c 为时频点 (m_0, n_0) 上的衰落系数, Ω_{m_0, n_0} 定义为会对点 (m_0, n_0) 产生干扰的周围时频点集合。在未知信道条件下, 若接收端已知时频点 (m_0, n_0) 上的导频符号 p_{m_0, n_0} , 则 H_{m_0, n_0}^c 的最小二乘估计为:

$$\hat{H}_{m_0, n_0}^c = \frac{y_{m_0, n_0}^c}{p_{m_0, n_0}} = H_{m_0, n_0}^c + j \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} \frac{a_{m,n}}{p_{m_0, n_0}} \langle g \rangle_{m,n}^{m_0, n_0} \quad (7)$$

定义 $I = j \sum_{m,n \in \Omega_{m_0, n_0}} \frac{a_{m,n}}{p_{m_0, n_0}} \langle g \rangle_{m,n}^{m_0, n_0}$ 为虚部干扰,

该干扰将严重影响性能估计。

由于原型滤波器冲激响应函数为实函数,从式(1)中 j^{m+n} 分量可以看出,在不同时频点,符号是实虚相间分布的,为了与 PHYDYAS 项目中参数相对应,同时更便于描述 IAM 算法,时频点 (m_0, n_0) 接收符号重新定义为:

$$y_{m_0, n_0}^c = \begin{cases} H_{m_0, n_0}^c (a_{m_0, n_0} + ja_{m_0, n_0}^i), & j^{m_0+n_0} = \pm 1 \\ H_{m_0, n_0}^c (-a_{m_0, n_0}^i + ja_{m_0, n_0}), & j^{m_0+n_0} = \pm j \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} a_{m_0, n_0}^i &= \sum_{m, n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m, n} \langle g \rangle_{m, n}^{m_0, n_0} \\ &= \sum_{m, n \in \Omega_{m_0, n_0}} a_{m, n} \cdot j^{m_p+n_p-1} t_{m_p, n_p} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $m_p = m - m_0, n_p = n - n_0, t_{m_p, n_p}$ 为原型滤波器虚部干扰响应,其值与原型滤波器系数有关。PHYDYAS 项目中原型滤波器虚部干扰响应见表 2。可以看出 $\langle g \rangle_{m, n}^{m_0, n_0} = j^{m_p+n_p-1} t_{m_p, n_p}$ 对任意 (m_p, n_p) 均为实数,可保证原型滤波器的实部正交性。

2 IAM 算法

2.1 传统 IAM 算法

IAM 算法是目前 OFDM/OQAM 系统中性能最好的信道估计方法^[14],其导频结构如图 1 所示。从图 1 中可以看出,导频符号为实 OQAM 符号,数值为 $\pm p$,导频符号前后时隙符号置为 0,以保证导频符号位置的虚部干扰仅来自于相邻子载

波上的导频符号。图 1 中的导频符号是每两个正负相间分布的,目的是为了与原型滤波器中 j^{m+n} 分量相对应,若 $p' = p$ 或 $p' = -p$,则 $p \cdot j^{m+n} = p'$ 。



图 1 IAM 算法导频结构

Fig. 1 Preamble framework of IAM algorithm

设导频符号时域位置 $n = 0$,由于导频符号前后时隙符号为 0,因此根据原型滤波器干扰系数容易计算 $j^{m_0+n_0} = \pm 1$ 时导频符号位置的接收符号:

$$y_{m,0}^c = H_{m,0}^c (p + ja_{m,0}^i) = H_{m,0}^c p (1 + j2t_{1,0}) \quad (10)$$

$j^{m_0+n_0} = \pm j$ 时导频符号位置的接收符号:

$$y_{m,0}^c = H_{m,0}^c (a_{m,0}^i + jp) = H_{m,0}^c p (2t_{1,0} + j) \quad (11)$$

可得衰落系数的估计值:

$$\hat{H}_{m,0}^c = \begin{cases} \frac{y_{m,0}^c}{p(1 + j \cdot 2t_{1,0})}, & j^{m_0+n_0} = \pm 1 \\ \frac{y_{m,0}^c}{p(2t_{1,0} + j)}, & j^{m_0+n_0} = \pm j \end{cases} \quad (12)$$

表 2 干扰响应

Tab. 2 Impulse response

m_p	n_p								
	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
-1	0.005	j0.043	-0.125	-j0.206	0.239	j0.206	-0.125	-j0.043	0.005
0	0	-0.067	0	0.564	1	0.564	0	-0.067	0
1	0.005	-j0.043	-0.125	j0.206	0.239	-j0.206	-0.125	j0.043	0.005

2.2 OCB-IAM 算法

利用 IAM 算法进行 OFDM/OQAM 信道估计需要导频符号 p 的值作为先验信息,因此不适用于非合作通信等先验信息较少的条件。针对此问题,提出一种基于 OQAM 符号特征的 IAM 估计算法,该算法不需要利用 p 值,在仅获得导频位置条件下,实现 OFDM/OQAM 信道估计。OCB-IAM 算法将衰落系数的相位和幅度分开估计,设:

$$H_{m,0}^c = \beta_{m,0} \exp(j \cdot \theta_{m,0}) \quad (13)$$

其中, $\beta_{m,0}$ 为衰落系数的幅度, $\theta_{m,0}$ 为衰落系数的相位。定义函数 $\varphi(\cdot)$ 为求相位。

首先估计 $\theta_{m,0}$ 。由于导频符号 p 为实数,容易得到 $\theta_{m,0}$ 的估计值:

$$\hat{\theta}_{m,0} = \begin{cases} \varphi(y_{m,0}^c) - \varphi(1 + j \cdot 2t_{1,0}), & j^{m_0+n_0} = \pm 1 \\ \varphi(y_{m,0}^c) - \varphi(2t_{1,0} + j), & j^{m_0+n_0} = \pm j \end{cases} \quad (14)$$

然后估计 $\beta_{m,0}$ 。对于子载波 m 上的信息符号 $a_{m,n}$,根据式(8)定义:

$$z_{m,n}^r = \begin{cases} \operatorname{Re}\{y_{m,n}^c \cdot \exp(-j \cdot \hat{\theta}_{m,0})\}, & j^{m_0+n_0} = \pm 1 \\ \operatorname{Im}\{y_{m,n}^c \cdot \exp(-j \cdot \hat{\theta}_{m,0})\}, & j^{m_0+n_0} = \pm j \end{cases} \quad (15)$$

其中, $\operatorname{Im}\{\cdot\}$ 代表取虚部, 上标 r 代表该变量为实数。消除接收符号中衰落系数的相位影响, 则可得:

$$z_{m,n}^r = \beta_{m,0} a_{m,n} \quad (16)$$

其中, $a_{m,n}$ 为 OQAM 符号。定义 OQAM 符号集 $A = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s\}$, 则可得 OQAM 符号的平均能量:

$$E\{a_{m,n}^2\} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \alpha_s^2 = \alpha \quad (17)$$

其中, $E\{\cdot\}$ 表示求期望, 则可得:

$$E\{(z_{m,n}^r)^2\} = \beta_{m,0}^2 \alpha \quad (18)$$

可得 $\beta_{m,0}$ 的估计值:

$$\hat{\beta}_{m,0} = \sqrt{\frac{E\{(z_{m,n}^r)^2\}}{\alpha}} \approx \sqrt{\frac{1}{\alpha N} \sum_{n=1}^N (z_{m,n}^r)^2} \quad (19)$$

利用式(14)估计衰落系数相位 $\theta_{m,0}$ 时, 默认 $p > 0$, 若 $p < 0$, 则估计值与真值之间存在 180° 的相位旋转, 这就是盲信道估计的相位模糊问题, 因此 OCB-IAM 算法要求导频符号 $p > 0$ 。可以看出, 对于 IAM 算法, 导频符号正负对性能没有影响, 为方便起见都会设其大于 0, 因此该条件一般情况下可以保证。

3 估计性能理论分析

本节从理论角度分析 IAM 算法和 OCB-IAM 算法的估计性能。考虑到式(10)和式(11)形式相同, 仅以式(10)为例, 在含噪情况下, 式(10)可重写为:

$$y_{m,0}^c = H_{m,0}^c p(1 + j \cdot 2t_{1,0}) + \eta_{m,0}^c \quad (20)$$

其中, $\eta_{m,0}^c$ 为导频符号处的复高斯白噪声, 服从 $CN(0, \sigma^2)$ 分布。可得 IAM 算法的估计信噪比:

$$\text{SNR}_E^{\text{IAM}} = \frac{E\{p^2(1 + j \cdot 2t_{1,0})^2\}}{\sigma^2} = \frac{p^2(1 + 4t_{1,0}^2)}{\sigma^2} \quad (21)$$

下面分析 OCB-IAM 算法的估计性能, 考虑到 OCB-IAM 算法将衰落系数的幅度和相位分开估计, 因此分别分析幅度和相位的估计性能。容易得衰落系数的相位估计信噪比与 IAM 算法相同:

$$\text{SNR}_E^{\theta} = \frac{p^2(1 + 4t_{1,0}^2)}{\sigma^2} \quad (22)$$

含噪条件下, 式(16)可重写为:

$$z_{m,n}^r = \beta_{m,0} a_{m,n} + \eta_{m,0}^r + \eta_{m,n}^r = \beta_{m,0} a_{m,n} + w_{m,n}^r \quad (23)$$

其中, $\eta_{m,0}^r$ 为相位估计噪声, $\eta_{m,n}^r$ 为信息符号时频点上噪声, 两者相互独立且服从 $N(0, \sigma^2/2)$ 分布, $w_{m,n}^r$ 为两者之和, 服从 $N(0, \sigma^2)$ 分布。至此, 式(18)可重写为:

$$E\{z_{m,n}^r{}^2\} = \beta_{m,0}^2 \alpha + \sigma^2 \quad (24)$$

从式(24)可以看出, OCB-IAM 算法求均方值的过程将方差为 σ^2 的高斯白噪声转变为值为 σ^2 的固定单音干扰。在此基础上可引出定理 1。

定理 1 在信噪比与信干比相同条件下, 含单音干扰的 OCB-IAM 估计算法均方误差小于含高斯白噪声的 IAM 估计算法。

证明: 定义两估计式:

$$\begin{cases} y_1 = h + \eta \\ y_2 = \sqrt{h^2 + \sigma^2} \end{cases} \quad (25)$$

其中, h 为信道衰落系数, η 为零均值方差为 σ^2 的高斯白噪声, σ^2 为固定单音干扰, 此时信噪比与信干比相同。 $\hat{h}_1 = y_1$ 为含高斯白噪声条件下 h 的估计值, $\hat{h}_2 = y_2$ 为含单音干扰条件下 h 的估计值。可得两估计式的均方误差分别为:

$$E\{(\hat{h}_1 - h)^2\} = E\{\eta^2\} = \sigma^2 \quad (26)$$

$$E\{(\hat{h}_2 - h)^2\} = \sigma^2 + 2h^2 - 2h\sqrt{h^2 + \sigma^2} \quad (27)$$

对比式(26)和式(27)可得:

$$E\{(\hat{h}_1 - h)^2\} > E\{(\hat{h}_2 - h)^2\} \quad (28)$$

定理 1 证毕。 \square

式(28)默认接收符号均方值可以精确获得, 是一种理论极限情况。达到极限的条件是式(19)利用的信息符号无限多, $N \rightarrow \infty$, 即:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (z_{m,n}^r)^2 = E\{(z_{m,n}^r)^2\} \quad (29)$$

实际应用中, N 越大, 越接近理论极限。在中低信噪比条件下, σ^2 较大, 式(26)与式(27)之差也就较大, OCB-IAM 算法由定理 1 获得的性能改善影响将会大于均方值估计误差的影响和导频符号值不确定性的影响, 因此 OCB-IAM 算法的估计性能优于 IAM 算法的。

4 数值仿真与结果分析

分别仿真利用文献[18]提出的算法、IAM 算法与 OCB-IAM 算法进行 OFDM/OQAM 信道估计的均方误差性能和误比特率 (Bit-Error Ratio, BER) 性能, 仿真条件见表 3。其中信道采用 IEEE802.22 标准中的信道模型^[14]。

表3 仿真参数
Tab.3 Simulation parameters

名称	参数值
调制方式	16QAM,64QAM
子载波个数(FFT点数)	2048
多载波符号个数	10,50,100
信道径数	6
信道各径功率/dB	-6,0,-7,-22,-16,-20
信道各径时延 τ_0	-3,0,2,4,7,11
导频符号值 p	1,3

仿真中不同导频符号值 p 所要体现的是发送端不同导频符号值对估计算法性能的影响,OCB-IAM 算法本身不利用 p 值信息。

估计算法的均方误差性能利用蒙特卡洛仿真分析,设第 l 次仿真中第 m 个子信道衰落系数真值为 H_m^l ,估计值为 \hat{H}_m^l ,仿真次数 $N_M = 100$,则均方误差值:

$$MSE = \frac{1}{N_M} \sum_{l=1}^{N_M} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\hat{H}_m^l - H_m^l|^2 \quad (30)$$

在均方误差性能仿真中,信道各径衰落将服从 $CN(0,1)$ 的复高斯分布,以保证蒙特卡洛仿真的统计性。

图2为不同导频符号值 p 条件下文献[18]的算法、IAM 算法与 OCB-IAM 算法 MSE 性能对比。仿真中设调制方式为 16QAM,多载波符号个数 $N = 100$ 。从图2中可以看出,在高信噪比条件下,文献[18]所提出的算法具有较高的 MSE 平层,IAM 和 OCB-IAM 算法估计性能明显优于文献[18]所提出的算法的。在中低信噪比条件下,IAM 与 OCB-IAM 算法 $p = 3$ 时的 MSE 性能优于 $p = 1$ 时 9.5dB ($10\lg(3^2/1^2) = 9.5\text{dB}$),并且 OCB-IAM 算法的性能均优于 IAM 算法的,验证了估计

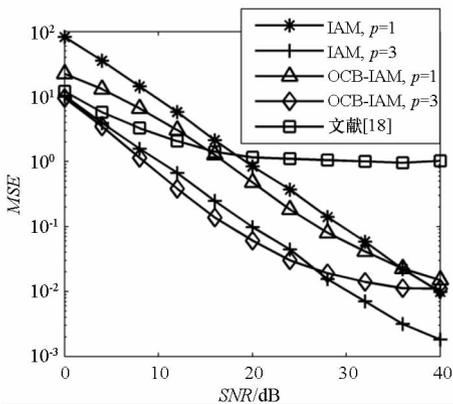


图2 不同 p 值条件下三种算法 MSE 性能对比
Fig.2 MSE comparing of three algorithm with different p

性能理论分析的正确性。在高信噪比条件下,IAM 算法的均方误差仍随信噪比的增加线性下降。而 OCB-IAM 算法则遇到 MSE 平层,原因是此时定理 1 获得的性能改善影响将会小于均方值估计误差和导频符号值不确定性引起的不利影响,导致 OCB-IAM 算法性能无法再提升。

设调制方式为 16QAM, $p = 3$,图3为不同多载波符号个数 N 条件下 OCB-IAM 算法 MSE 性能对比。从图3中可以看出,OCB-IAM 算法在接收样本符号个数较少时仍能表现出良好的估计性能。中低信噪比条件下不同 N 时 OCB-IAM 算法估计性能基本相同,此时 MSE 曲线属于下降区域。高信噪比条件下 N 越大,估计性能越好,此时 MSE 曲线属于平层区域。因此在中低信噪比条件下可以利用较少的符号以提高算法效率,高信噪比条件下可以利用较多符号以提升估计性能。

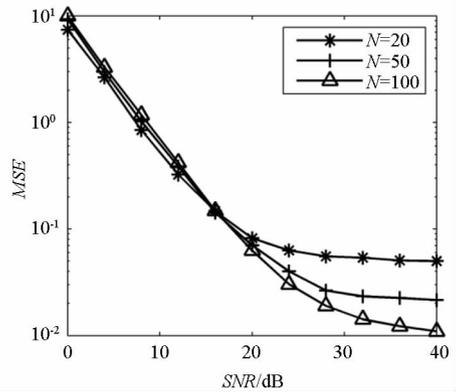


图3 不同 N 值条件下 OCB-IAM 算法 MSE 性能对比
Fig.3 MSE comparing of OCB-IAM algorithm with different N

设多载波符号个数 $N = 100$,图4为不同调制方式和 p 值条件下 OCB-IAM 算法 MSE 性能对比

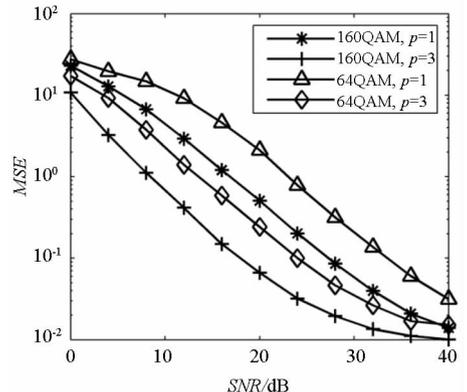


图4 不同 p 值、不同调制方式条件下 OCB-IAM 算法 MSE 性能对比
Fig.4 MSE comparing of OCB-IAM algorithm with different p and different modulation mode

比。从图 4 中可以看出,16QAM 调制方式时 OCB-IAM 算法性能优于 64QAM 调制时的。原因是 16QAM 调制时 $\alpha = 5$;64QAM 调制时 $\alpha = (1 + 9 + 25 + 49) \times 2/8 = 21$ 。可以看出两种调制方式下信噪比相同则衰落系数幅度估计性能相同。由于 16QAM 调制具有较小的 α ,因此具有较小的噪声功率 σ^2 ,此时衰落系数相位估计信噪比 16QAM 优于 64QAM 6. 2dB ($10\lg(21/5) = 6. 2\text{dB}$)。

图 5 为不同导频符号值条件下文献[18]的算法、IAM 算法与 OCB-IAM 算法 BER 性能对比。可以看出三种算法 BER 性能对比结果与 MSE 性能对比结果相同,原因不多做赘述。

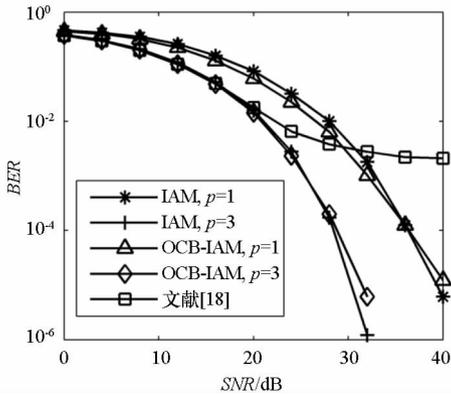


图 5 不同 p 值条件下三种算法 BER 性能对比

Fig.5 BER comparing of three algorithm with different p

5 结论

由于接收位置的被动性,非合作通信接收端所能够利用的先验信息比合作接收端少,并且往往具有更低的接收信噪比,因此先验信息较少且信噪比较低条件下 OFDM/OQAM 系统信道估计技术研究是一项很有意义的工作。在 IAM 导频结构的基础上,提出一种基于 OQAM 实符号有限集特征的 OFDM/OQAM 系统半盲信道估计算法。仿真实验验证了上述结论的正确性与 OCB-IAM 算法的可靠性。并且算法复杂度较低,易于实现。

参考文献 (References)

[1] Strohmer T, Beaver S. Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(7): 1111 - 1122.

[2] 王丽洁,唐艺,黄勤飞,等. 协同 OFDM 放大前传空时编码系统中的功率分配[J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(3): 142 - 147.

WANG Lijie, TANG Yi, HUANG Qinfei, et al. The power allocation of cooperative OFDM-based amplify-and-forward STBC system[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2012, 34(3): 142 - 147. (in Chinese)

[3] 李颖,魏急波. OFDM 抗多径机理分析与系统仿真[J]. 国防科技大学学报, 2004, 26(5): 34 - 38.

LI Ying, WEI Jibo. Analysis and simulation of the principle of antimultipath in the OFDM system[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2004, 26(5): 34 - 38. (in Chinese)

[4] 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.

[5] Le Floch B, Alard M, Berrou C. Coded orthogonal frequency division multiplex [J]//Proceedings of the IEEE, 1995, 83(6): 982 - 996.

[6] Bölcskei H, Duhamel P, Hleiss R. Orthogonalization of OFDM/OQAM pulse shaping filters using the discrete Zak transform [J]. Signal Processing, 2003, 83(7): 1379 - 1391.

[7] Siohan P, Siclet C, Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(5): 1170 - 1183.

[8] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier: development of broadband communication systems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92 - 112.

[9] Schaich F. Filterbank based multi carrier transmission (FBMC)-evolving OFDM: FBMC in the context of WiMAX [C]//Proceedings of European Wireless Conference, 2010(4): 1051 - 1058.

[10] 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.

[11] Viholainen A, Bellanger M, Huchard M. WP5: prototype filter and filter bank structure [R]. PHYDYAS Deliverable D5.1, ICT - 211887, 2009.

[12] Javaudin J P, Lacroix D, Rouxel A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM [C]// Proceedings of IEEE VTC, 2003(3): 1581 - 1585.

[13] He X J, Zhao Z F, Zhang H G. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system [C]//Proceedings of IEEE ISCIT, 2012: 175 - 180.

[14] Lélé C, Javaudin J P, Legouable R, et al. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations [J]. European Transactions on Telecommunications, 2008, 19(7): 741 - 750.

[15] Du J F, Signell S. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [C]//Proceedings of IEEE ICC, 2009: 1 - 6.

[16] 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.

[17] 程国兵,肖丽霞,肖悦,等. 一种改进的 OFDM/OQAM 系统信道估计算法 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 427 - 432.

CHENG Guobing, XIAO Lixia, XIAO Yue, et al. An improved channel estimation algorithm for OFDM/OQAM systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(2): 427 - 432. (in Chinese)

[18] Hou W K, Champagne B. Semi-blind channel estimation for OFDM/OQAM systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(4): 400 - 403.