

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.03.016

引用格式:谢泽东,陈西宏,胡邓华,等.基于低峰均比最优导频序列的MIMO-OFDM信道估计[J].电讯技术,2014,54(3):332-337.[XIE Ze-dong, CHEN Xi-hong, HU Deng-hua, et al. MIMO-OFDM Channel Estimation Based on Low-PAPR Optimal Pilot Sequence[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(3): 332-337.]

基于低峰均比最优导频序列的 MIMO-OFDM 信道估计*

谢泽东^{1,**}, 陈西宏¹, 胡邓华¹, 刘 强¹, 张 群²

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710051)

摘 要:信道估计是多输入多输出-正交频分复用(MIMO-OFDM)系统接收机进行信号相干解调的关键。针对最优导频序列(OPS)在进行信道估计时存在峰均比(PAPR)较高这一问题,设计了一种低PAPR的OPS用于对MIMO-OFDM系统进行信道估计。在建立系统模型基础上,对MIMO-OFDM系统的OPS进行了设计,并利用部分传输序列(PTS)思想设计出低峰均比最优导频序列(EOPS);将设计的EOPS用于对MIMO-OFDM系统进行信道估计,并对复杂度较高的步骤进行了算法简化,在此基础上分别对各发射天线上信号PAPR的互补累积分布函数(CCDF)和OPS改进前后的均方误差(MSE)、误码率(BER)性能进行了仿真分析。结果表明,分布在多个OFDM符号上的EOPS能够有效降低系统PAPR;同时,与原来的OPS相比,保持了MSE和BER的最优性能。

关键词:MIMO-OFDM系统;信道估计;低峰均比;最优导频序列

中图分类号:TN92 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)03-0332-06

MIMO-OFDM Channel Estimation Based on Low-PAPR Optimal Pilot Sequence

XIE Ze-dong¹, CHEN Xi-hong¹, HU Deng-hua¹, LIU Qiang¹, ZHANG Qun²

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Channel estimation is the key of coherent demodulation for MIMO-OFDM system signal receiver. Aiming at the problem that the optimal pilot sequences(OPS) have high Peak to Average Power Ratio(PAPR), this paper designs a kind of OPS based on low-PAPR to estimate MIMO-OFDM system. Firstly, on the basis of MIMO-OFDM system model, the OPS of MIMO-OFDM system is designed, and the theory of Partial Transmit Sequence(PTS) is applied to design the low-PAPR enhanced optimal pilot sequences(EOPS). Finally, the EOPS are used for MIMO-OFDM system channel estimation and the high complexity of the algorithm is simplified. And on this basis, the Complementary Cumulative Distribution Function(CCDF) of the signal's PAPR in each transmitting antenna and the mean square error(MSE), the bit error rate(BER) performance of the OPS before and after the improvement are simulated and analyzed. The simulation results show that the EOPS distributed in more than one OFDM symbol can effectively reduce the PAPR of the system; at the same time, compared with the original OPS, it keeps the MSE and BER performance optimal.

Key words: MIMO-OFDM system; channel estimation; low PAPR; optimal pilot sequence

* 收稿日期:2013-11-15;修回日期:2014-01-17 Received date:2013-11-15;Revised date:2014-01-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61172169)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No. 61172169)

** 通讯作者:15129054136@163.com Corresponding author:15129054136@163.com

1 引言

在 MIMO-OFDM 系统中,发送端的空时编码、接收端的信号检测都需要信道状态信息(CSI),因此信道估计精度将直接影响 MIMO-OFDM 系统性能^[1]。

目前,由于盲信道估计计算复杂度高且灵活性差,在实际应用中受到很大限制。而基于导频的信道估计是系统性能与复杂度的折衷,技术相对成熟,因此对导频序列的研究与应用较为广泛^[2]。

在基于导频的 MIMO-OFDM 信道估计中,导频的性能至关重要,基于某种准则寻找最优导频序列也是信道估计算法重要的组成部分^[3]。文献[4]基于 LS 准则设计了最优导频序列;文献[5]基于 MMSE 准则设计了最优导频序列;文献[6]给出了一种最优导频设计方案,实现了不同天线导频序列相互正交;文献[7]提出了一种适合在满载 MIMO-OFDM 系统中使用的移相正交最优导频序列;文献[8]提出了一种适合在部分负载 MIMO-OFDM 系统中使用的非均匀分布的最优导频序列;文献[9]提出了一种适合在部分负载 MIMO-OFDM 系统中使用的均匀分布的最优导频序列。然而,上述方法均存在最优导频序列峰均比较大的问题,这使得信道估计精度得不到较大提升。

本文针对上述问题,提出了一种低峰均比最优导频序列设计方法,并在算法实现复杂度方面对其进行了改进。

2 MIMO-OFDM 系统的 LS 信道估计

2.1 MIMO-OFDM 系统模型

具有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统如图 1 所示^[10]。

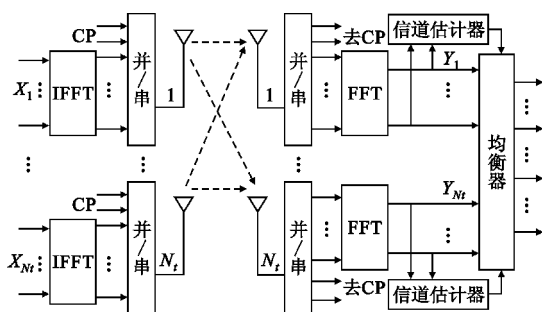


图 1 MIMO-OFDM 系统模型
Fig.1 MIMO-OFDM system model

图中, $X_i(i \in \{1, 2, \dots, N_t\})$ 是第 i 根发射天线

的频域发射信号, $Y_j(j \in \{1, 2, \dots, N_r\})$ 是第 j 根接收天线上的频域接收信号, OFDM 符号有 N 个子载波。假定每对发射和接收天线间的信道都是独立、同分布且频率选择性衰落,假定信道的最大多径时延为 L ,则循环前缀的长度应大于 L 。

为方便起见,将不同接收天线的下标 j 省略。不失一般性,在每一接收天线上每一 OFDM 符号持续期间,接收信号都可表示为

$$Y = XH + W \quad (1)$$

其中, $X = [X_1, X_2, \dots, X_{N_t}]$, $H = [H_1^T, H_2^T, \dots, H_{N_r}^T]^T$, H_i 是第 i 根发射天线与接收天线的信道频域响应, W 是频域加性白噪声,其均值为 0,方差为 σ^2 。

若 $h_i = [h_i(0), h_i(1), \dots, h_i(L-1)]^T, i \in \{1, 2, \dots, N_r\}$ 是接收天线与第 i 根发射天线间的信道冲激响应, $h = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_{N_r}^T]^T$ 是信道冲激响应矢量,则 H 可以表示为

$$H = Fh \quad (2)$$

其中, F 为 $NN_t \times LN_t$ 对角矩阵,有 N_t 块子矩阵 F_L ,即

$$F = \text{diag}(F_L, F_L, \dots, F_L) \quad (3)$$

其中, F_L 为 $N \times N$ 的 DFT 酉矩阵的前 L 列,即

$$F_L = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & \dots & W_N^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & \dots & W_N^{(N-1)(L-1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ 。因而式(1)可化为

$$Y = XFh + W \quad (5)$$

2.2 LS 信道估计的 MSE 分析

在 MIMO-OFDM 系统中,当已知接收机训练信号时,根据式(2)利用 LS 准则可得到各信道的估计参数^[11]。假定所有发射天线上导频结构相同,均为梳状导频; P 个导频均匀分布在 g 个 OFDM 符号上, P 满足条件: $P \geq LN_t$ 。

令 X_p 表示最优导频序列,由式(5)得

$$Y_p = X_p F_p h + W_p \quad (6)$$

其中, Y_p 、 X_p 、 W_p 分别为 Y 、 X 、 W 中对应导频的 P 行。

将式(6)进一步化简得

$$Y_p = Ah + W_p \quad (7)$$

其中, $A = X_p F_p$, A 为 $P \times LN_t$ 矩阵。

根据 LS 信道估计准则, h 的估计值为

$$\hat{h} = A^\dagger Y_p \quad (8)$$

其中, $A^\dagger = (A^H A)^{-1} A^H$ 为 A 的伪逆,将式(7)代入式

(8) 中可得

$$\hat{h} = h + A^H W_p \tag{9}$$

LS 估计的 MSE 可表示为

$$MSE = \frac{1}{LN_t} \mathcal{E} \{ \| \hat{h} - h \|^2 \} = \frac{1}{LN_t} \text{tr} \{ A^H \mathcal{E} \{ W_p W_p^H \} (A^H)^H \} \tag{10}$$

由于 W 是均值为 0、方差为 σ^2 的高斯白噪声向量,可得

$$\mathcal{E} \{ W_p W_p^H \} = \sigma^2 I_p \tag{11}$$

因此有

$$MSE = \frac{\sigma^2}{LN_t} \text{tr} \{ (A^H A)^{-1} \} \tag{12}$$

当

$$A^H A = K I_{LN_t} \tag{13}$$

成立时,可得到信道估计的最小均方误差

$$MSE_{\min} = \frac{\sigma^2}{K} \tag{14}$$

其中, K 为一个发射天线上导频序列的功率, I_{LN_t} 为 $LN_t \times LN_t$ 的单位矩阵。在 MIMO-OFDM 系统中,满足式(13)的导频序列就是最优导频序列。

当式(13)成立时,式(9)可简化为

$$\hat{h} = \frac{1}{K} A^H Y_p \tag{15}$$

3 低峰均比最优导频序列设计与信道估计实现

在 MIMO-OFDM 系统中,存在峰均比高的问题。当系统峰均比较高时,发射机输出信号波动较大。为避免产生非线性失真,要求功率放大器工作在大功率补偿状态下,由此使得功率放大效率极低,且发射机成本变得非常昂贵^[12],因此,研究如何降低导频序列的峰均比从而降低信号峰均比至关重要。

本文利用部分传输序列的思想,通过改变导频序列的相位来降低最优导频序列的峰均比,提出了一种低峰均比最优导频序列。

3.1 部分传输序列

部分传输序列(PTS)技术将 N 个符号的输入数据块 X 分割为 V 个不相交的子块:

$$X = [X^1, X^2, \dots, X^V]^T \tag{16}$$

其中, $X^i (i=1, 2, \dots, V)$ 为连续分布、大小相同的子块。图 2 给出了用于减小系统峰均比(PAPR)的

PTS 技术的原理框图^[13]。

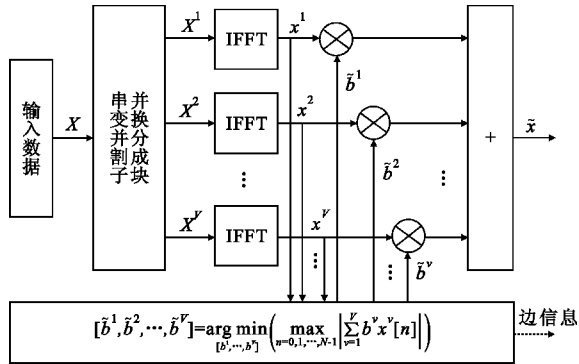


图 2 用于减小 PAPR 的 PTS 技术原理框图
Fig. 2 PTS used for reducing PAPR functional block diagram

如图 2,在 PTS 技术中,对每一个子块加扰(独立相位旋转),每一个分割后的子块乘以一个相应的复相位因子 $b^v = e^{j\theta^v}, v=1, 2, \dots, V$,经过 IFFT 得到

$$x = \text{IFFT} \left\{ \sum_{v=1}^V b^v X^v \right\} = \sum_{v=1}^V b^v x^v \tag{17}$$

其中, $\{x^v\}$ 为 PTS。

选择相位向量,使得 PAPR 最小:

$$[\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^V] = \arg \min_{[b^1, \dots, b^V]} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} \left| \sum_{v=1}^V b^v x^v[n] \right| \right) \tag{18}$$

此时,最小 PAPR 向量的时域信号可表示为

$$\tilde{x} = \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v x^v \tag{19}$$

3.2 MIMO-OFDM 最优导频序列推导

通过构建 Jacket 矩阵来寻找 A ,基于 LS 信道准则估计最小均方误差,推导分布在多个 OFDM 符号上的最优导频序列^[14]。

假定 $\alpha^p = 1$,其中 p 为均匀分布在 g 个 OFDM 符号上的导频数量,定义

$$M = (\alpha^{v_0}, \alpha^{v_1}, \dots, \alpha^{v_{P-1}}) \tag{20}$$

其中, $v_i \in F_p = \{0, 1, 2, \dots, P-1\}, i \in \{0, 1, 2, \dots, P-1\}$,则

$$\begin{cases} v_0 = (1, 1, 1, \dots, 1) \\ v_1 = (1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{P-1}) \\ \vdots \\ v_{P-1} = (1, \alpha^{P-1}, \alpha^{P-2}, \dots, \alpha^1) \end{cases} \tag{21}$$

定义

$$J_P = [v_0, v_1, \dots, v_{P-1}]^T \tag{22}$$

则 J_P 为 $P \times P$ 类循环矩阵。方便起见,取前 LN_t 行,即 $J_{LN_t \times P} = [v_0, v_1, \dots, v_{LN_t-1}]^T$ 可得

$$\mathbf{J}_{LN_i \times p} \mathbf{J}_{LN_i \times p}^H = \mathbf{P} \mathbf{I}_{LN_i} \quad (23)$$

令

$$\mathbf{A}^H = \mathbf{J}_{LN_i \times p} \quad (24)$$

可得到式(13)。

根据式(7),令

$$A_{N_i}(n) = X_{PN_i}(n) \cdot F_{PL}(n) \quad (25)$$

其中, $n \in \{0, 1, \dots, g-1\}$, $A_{N_i}(n)$ 对应时刻 n 第 N_i 根发射天线。

令 $\mathbf{J}_{N_i}$ 表示从矩阵 $\mathbf{J}_{LN_i \times p}$ 第 $L(N_i-1)$ 行到第 (LN_i-1) 行组成的类循环矩阵,它与第 N_i 根发射天线相对应。由式(12)可得

$$\mathbf{A}_{N_i}^H(n) = \mathbf{J}_{N_i \times p/g}(n) \quad (26)$$

从式(13)可推导出在第 n 个 OFDM 符号、第 N_i 根发射天线上的最优导频序列为

$$\tilde{X}_{PN_i}(n, p) = e^{-j2\pi(n+pg)(N_i-1)L/p} \quad (27)$$

3.3 低峰均比最优导频序列设计

随机相移序列可用对角阵表示,即

$$\mathbf{B}_p = \text{diag}(B(0), B(1), \dots, B(p-1)) \quad (28)$$

其中, $B(p) = \exp(j\theta_i(p))$, $\theta_i(p)$ 在 $[0, 2\pi]$ 内随机分布。由式(14),在第 N_i 根发射天线上的一组最优导频序列可表示为

$$\tilde{\mathbf{X}}_{PN_i} = \text{diag}(\tilde{X}_{PN_i}(0), \tilde{X}_{PN_i}(1), \dots, \tilde{X}_{PN_i}(p-1)) \quad (29)$$

由部分传输序列知识可知, $\mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{X}}_{PN_i}$ 的 PAPR 远远低于 $\tilde{\mathbf{X}}_{PN_i}$ 。在式(3)中,用导频序列 $\mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{X}}_p$ 替代最优导频序列 $\tilde{\mathbf{X}}_p$,其中:

$$\tilde{\mathbf{X}}_p = (\tilde{X}_{p1}, \tilde{X}_{p2}, \dots, \tilde{X}_{pN_i}) \quad (30)$$

则

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{X}}_p \mathbf{F}_p \mathbf{h} + \mathbf{W}_p = \mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{h} + \mathbf{W}_p \quad (31)$$

其中, $\tilde{\mathbf{A}} = \tilde{\mathbf{X}}_p \mathbf{F}_p$, 且 $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{K} \mathbf{I}_{LN_i}$ 。

令

$$\mathbf{A}' = \mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{A}} \quad (32)$$

则

$$\mathbf{A}'^H \mathbf{A}' = \mathbf{K} \mathbf{I}_{LN_i} \quad (33)$$

说明序列 $\mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{X}}_p$ 仍是最优导频序列。因而,第 N_i 根发射天线上低峰均比最优导频序列可设计为

$$\mathbf{X}'_{PN_i} = \mathbf{B}_p \tilde{\mathbf{X}}_{PN_i} \quad (34)$$

其中, $\mathbf{X}'_{PN_i} = \text{diag}(X'_{PN_i}(0), X'_{PN_i}(1), \dots, X'_{PN_i}(p-1))$ 。

3.4 改进的低峰均比最优导频序列及信道估计实现

上述低峰均比最优导频序列在设计时,其相位因子选取是随机的,使得低峰均比最优导频序列对 PAPR 的降低不是特别理想。因此,本文考虑通过搜索

最佳的相位因子,使得设计的低峰均比最优导频序列具有最小的 PAPR。下面介绍具体改进步骤。

(1) 求最优导频序列 $\tilde{\mathbf{X}}_{PN_i}$

将已知参数 p 和 g 代入公式(27),可以得到位于第 n 个 OFDM 符号、第 N_i 根发射天线上的最优导频序列 $\tilde{X}_{PN_i}$ 。

(2) 求改进的低峰均比最优导频序列 $\mathbf{X}'_{PN_i}$

将 $\tilde{X}_{PN_i}$ 代入公式(18)和公式(19)得到最优相位因子,再代入公式(34)得到改进的低峰均比最优导频序列 $\mathbf{X}'_{PN_i}$ 。

(3) 求信道频域响应 $\mathbf{H}$

将 $\mathbf{X}'_{PN_i}$ 代入公式(7)和公式(15)得到信道冲激响应矢量 $\mathbf{h}$,再将 $\mathbf{h}$ 代入公式(2)可得到信道频域响应 $\mathbf{H}$ 。

至此,对 MIMO-OFDM 信道进行了估计。

PTS 技术存在搜索最优相位向量集合时复杂度较高的问题,特别是当子块数增加时。因此,这里采用二进制相位因子 $\{1, -1\}$ 的次优组合算法,重点对步骤 2 中最优相位因子的求取算法进行复杂度简化。具体实现步骤如下^[15]:

(1) 将输入数据分为 V 个子块;

(2) 设置所有的相位因子 $b^v = 1, v = 1, 2, \dots, V$, 找到式(17)中的 PAPR,将其设为 $\text{PAPR}_{\min}$;

(3) 设置 $v = 2$;

(4) 在 $b^v = -1$ 时,找到式(17)中的 PAPR;

(5) 如果 $\text{PAPR} > \text{PAPR}_{\min}$,那么 $b^v = 1$;否则,更新 $\text{PAPR} = \text{PAPR}_{\min}$;

(6) 如果 $v < V$,那么 v 加 1,返回步骤 4;否则,得到最优的相位因子 $\tilde{b}$,退出程序。

在次优组合算法中,对式(16)计算 V 次,远小于原来 PTS 技术所需计算次数。

4 仿真与分析

仿真中,主要参数设置为:2 发 2 收天线,128 个子载波,32 个导频;采用 QPSK 调制,带宽 1 MHz; OFDM 符号持续时间为 128 μs ,保护间隔为 32 μs ,信道最大多径时延为 12 μs 。不失一般性,仿真中将设置导频信号与数据信号功率相同。

图 3 和图 4 给出了在发射天线上,OPS 和 EOPS 分布在 1 个和 2 个 OFDM 符号上时 OFDM 符号 PPAR 的 CCDF,图 5 和图 6 分别给出了利用 OPS 和 EOPS 进行 MIMO-OFDM 信道估计时的 MSE 和 BER 性能。

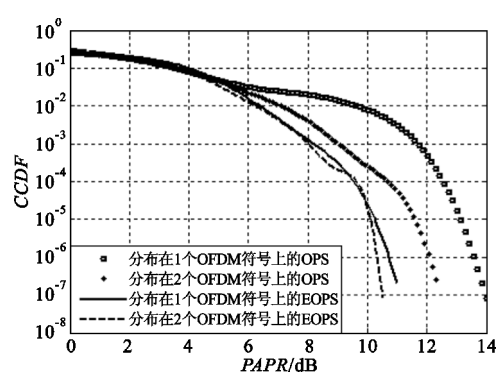


图3 第一个发射天线上信号 PAPR 的 CCDF
Fig.3 CCDF of PAPR of signal from the first transmitting antenna

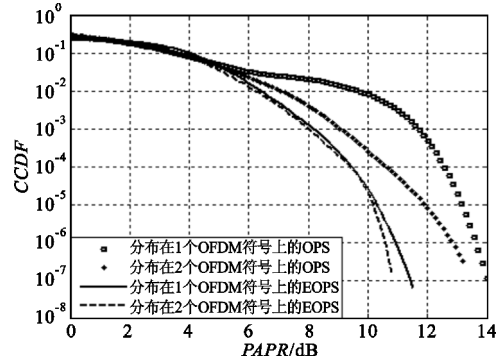


图4 第二个发射天线上信号 PAPR 的 CCDF
Fig.4 CCDF of PAPR of signal from the second transmitting antenna

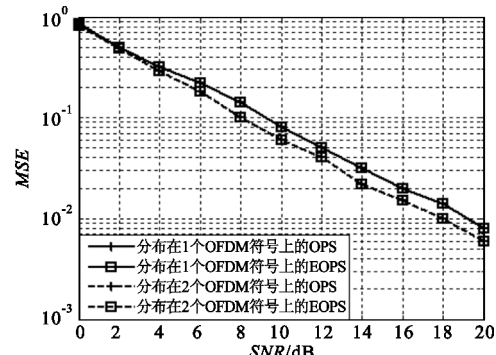


图5 分布在 OFDM 符号上的 OPS 和 EOPS 的 MSE 性能
Fig.5 MSE performance of OPS and EOPS distributing in OFDM symbol

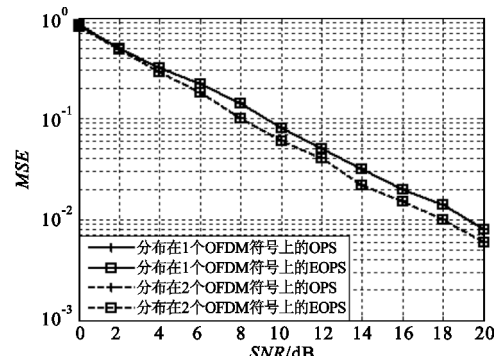


图6 分布在 OFDM 符号上的 OPS 和 EOPS 的 BER 性能
Fig.6 BER performance of OPS and EOPS distributing in OFDM symbol

由于 EOPS 是在 OPS 基础上借助随机相移序列的作用,使得出现高 PAPR 的概率降低。因此,由图可知,采用 EOPS 时发射信号 PAPR 的 CCDF 与采用 OPS 时相比大大降低。

同时,由于当一个 EOPS (OPS) 分布所在的 OFDM 符号数量越多,其信号幅度范围越小,PAPR 必然越低。因此,由图可知,当 OPS 分布在 2 个 OFDM 符号上时,发射信号 PAPR 的 CCDF 比分布在一个 OFDM 符号上要下降很多,说明 OPS 分布在多个 OFDM 符号上可有效降低 PAPR。

由于 EOPS 与 OPS 相比只是对其子块相位进行了独立旋转,并未改变导频序列的其他参数,因此不会影响导频序列在 BER 和 MSE 方面的性能。由图分析可知,OPS 和 EOPS 两者的 BER 和 MSE 性能是一样的。

综上,将改进的最优导频序列分布在多个 OFDM 符号上能够有效降低导频序列的 PAPR。同时,使用 EOPS,既保持了发送信号的低峰均比,又保持了 BER 和 MSE 方面的最优性能。

5 结 论

本文主要针对最优导频序列存在高峰均比的问题,设计了一种低峰均比最优导频序列,并在算法实现复杂度方面对其进行了改进。仿真结果表明,分布在多个 OFDM 符号上的低峰均比最优导频序列能够有效减低系统 PAPR;同时,其在 MSE 和 BER 性能方面也与改进前的最优导频序列相同。因此,将本文设计的低峰均比最优导频序列用于 MIMO-OFDM 系统信道估计,能够获得精确的信道状态信息,从而提升系统性能。然而,要将 MIMO-OFDM 更好应用于实际系统中,还需解决好系统同步、自适应调制等许多关键技术,这有待后续研究。

参考文献:

[1] 王东明,高西奇,尤肖虎,等. 宽带 MIMO-OFDM 系统信道估计算法研究 [J]. 电子学报,2005, 33 (7): 1224-1227.
WANG Dong-ming, GAO Xi-qi, YOU Xiao-hu, et al. Channel Estimation Algorithms for Broadband MIMO - OFDM Systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33 (7):1224-1227. (in Chinese)
[2] 胡蝶,何良华,杨绿溪. 快时变环境下 OFDM 系统中的信道估计[J]. 电子与信息学报,2007, 29(1):113-116.
HU Die, HE Liang-hua, YANG Lv-xi. Channel Estimation of Rapidly Time-Varying Channels for OFDM Sys-

- tems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(1): 113-116. (in Chinese)
- [3] 胡蝶,何良华. 一种改进的 MIMO-OFDM 系统导频设计方案[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 870-873.
HU Die, HE Liang-hua. An Improved Approach of Pilot Design for MIMO-OFDM Systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(4): 870-873. (in Chinese)
- [4] 吴丽丽. MIMO-OFDM 系统中一种改进的信道估计方法[J]. 电讯技术, 2009, 49(2): 33-37.
WU Li-li. An Enhanced Channel Estimation Method for MIMO-OFDM Systems [J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(2): 33-37. (in Chinese)
- [5] Barhum I, Leus G, Moonen M. Optimal training design for MIMO-OFDM systems in mobile wireless channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [6] Ogawa Y, Nishio Y, Nishimura T, et al. Channel estimation and signal detection for space division multiplexing in a MIMO-OFDM system [J]. IEICE Transactions on Communication, 2005, E8-B(1): 10-18.
- [7] Barhum I, Leus G, Moonen M. Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615.
- [8] 蝴蝶,何良华,杨绿溪. 基于非均匀分布的 MIMO-OFDM 系统最优导频序列设计[J]. 电子与信息学报, 2007, 27(3): 635-638.
HU Die, HE Liang-hua, YANG Lv-xi. Optimal Pilot Sequence Design Based on Nonuniform Placement for MIMO-OFDM Systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 27(3): 635-638. (in Chinese)
- [9] 耿欣,胡捍英. 一种基于均匀分布型的 MIMO OFDM 系统最优导频设计[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(4): 70-75.
GENG Xin, HU Han-ying. An optimal pilot design based on uniformly distributed types for MIMO-OFDM systems [J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(4): 70-75. (in Chinese)
- [10] 谢泽东,陈西宏. 对流层散射信道下 MIMO-OFDM 系统性能分析[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2013, 14(6): 64-67.
XIE Ze-dong, CHEN Xi-hong. Performance Analysis of MIMO-OFDM System in Troposcatter Channel [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2013, 14(6): 64-67. (in Chinese)
- [11] 龚汉东,王瑞春. 一种新的 MIMO-OFDM 系统自适应快时变信道估计算法[J]. 电讯技术, 2013, 53(7): 922-926.
GONG Han-dong, WANG Rui-chun. A Novel Adaptive Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems in Fast Time-varying Channels [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(7): 922-926. (in Chinese)
- [12] 胡茂凯,陈西宏,薛伦生,等. 扩频码 PSO 优化分配降低 MC-CDMA 信号峰均比[J]. 电讯技术, 2013, 53(2): 146-150.
HU Mao-kai, CHEN Xi-hong, XUE Lun-sheng, et al. PST based Spreading Code Allocation for PAPR Reduction of MC CDMA Signal [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(2): 146-150. (in Chinese)
- [13] 李莉,韩珊,韩力,等. OFDM 系统 PAPR 减小联合算法研究[J]. 武汉理工大学学报(信息与管理工程版), 2013, 35(2): 153-156.
LI Li, HAN Shan, HAN Li, et al. Reducing Union Algorithm for PAPR in OFDM System [J]. Journal of WUT (Information & Management Engineering), 2013, 35(2): 153-156. (in Chinese)
- [14] 王晗,汪晋宽. 基于 IEEE802. 11a 标准协议的 MIMO-OFDM 系统信道估计[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2008, 29(7): 968-971.
WANG Han, WANG Jin-kuan. Channel Estimation Algorithm Based on IEEE802. 11a Standard for MIMO-OFDM Systems [J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2008, 29(7): 968-971. (in Chinese)
- [15] Cho Y S, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB [M]. New York: John Wiley & Sons, 2010.

作者简介:



谢泽东(1989—),男,湖北枣阳人,2012 年于空军工程大学获学士学位,现为硕士研究生,主要从事战术导弹通信对抗技术研究;

XIE Ze-dong was born in Zaoyang, Hubei Province, in 1989. He received the B. S. degree from Air Force Engineering University in 2012.

He is now a graduate student. His research concerns tactics missile communication countermeasure technology.

Email: 15129054136@163.com

陈西宏(1961—),男,陕西蓝田人,教授、博士生导师,主要从事导弹工程和通信技术的研究。

CHEN Xi-hong was born in Lantian, Shaanxi Province, in 1961. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns missile and communication technology.