

# 基于MSLM的MIMO-OFDM系统峰值 平均功率比减小方案

李莉<sup>1</sup>, 王珂<sup>1</sup>, 韩力<sup>2</sup>

(1. 吉林大学 通信工程学院, 长春 130012; 2. 吉林大学 物理学院, 长春 130012)

**摘要:**提出了一种基于多选择性映射(MSLM)的多输入多输出-正交频分复用(MIMO-OFDM)系统的PAPR减小方法。该方法在MIMO-OFDM系统的发送端对发送数据进行等分分组扰码,分组扰码后可以降低PAPR,同时也减少了计算量。仿真结果表明,在没有误码率损失的前提下,当选择支路数为16、互补累积分布函数为 $10^{-3}$ 时,MSLM方法的PAPR优于传统的SLM(CSLM)方法1.3 dB。

**关键词:**通信技术;多输入多输出-正交频分复用(MIMO-OFDM);峰值平均功率比;选择性映射;互补累积分布函数

**中图分类号:** TN914      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1671-5497(2010)04-1112-06

## PAPR reduction scheme based on MSLM method for MIMO-OFDM system

LI Li<sup>1</sup>, WANG Ke<sup>1</sup>, HAN Li<sup>2</sup>

(1. College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China; 2. College of Physics, Jilin University, Changchun 130012, China)

**Abstract:** Multi-input and Multi-output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) system has attracted great attention as a solution of high-quality service for next generation of wireless communications. However, one of the main shortcomings of OFDM is its high Peak to Average Power Ratio (PAPR), which seriously limits the performance of High Power Amplifier (HPA). A PAPR reduction scheme based on Multi-Select Mapping (MSLM) is proposed for MIMO-OFDM system. This method divides the transmit data into multi-groups for scrambling code with the same group data length at the transmit end of the MIMO-OFDM system, and then performs Select Mapping (SLM). The MSLM can reduce the PAPR of MIMO-OFDM signal, meanwhile decrease the computational complexity. Simulation results show that, regarding PAPR, the MSLM method outperforms the conventional SLM algorithm by 1.3 when the select branch number is 16 and the value of Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) is  $10^{-3}$ . Its symbol error rate performance is also good.

**Key words:** communication; multi-input and multi-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM); peak to average power ratio (PAPR); select mapping (SLM); complementary cumulative distribution function; CCDF

收稿日期: 2008-08-06.

基金项目: “863”国家高技术研究发展计划项目(2007AA12z242).

作者简介: 李莉(1964-), 女, 副教授, 博士. 研究方向: 通信信号处理. E-mail: ll@jlu.edu.cn

在宽带频率选择性多径衰落信道中,将 OFDM 与 MIMO 技术相结合可以大幅度地提高系统性能,实现高性能、高频谱效率的通信<sup>[1]</sup>。但是由于 MIMO-OFDM 系统本质上的多载波结构,因此,存在高峰值平均功率比(PAPR)的问题<sup>[2]</sup>。目前,常用的降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的方法主要有限幅技术、编码技术和扰码技术<sup>[3]</sup>。限幅技术是一种简单而有效的降低 PAPR 的方法,但是它会导致带内信号的失真和带外频谱弥散,从而使误码率增大;编码和扰码技术都是通过优化子信道的载波相位,以寻找能得到最低 PAPR 的序列。编码是以牺牲码率为代价,而扰码是以增加系统发送端和接收端复杂度为代价来降低 PAPR。多种降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的方法中,扰码技术中的选择性映射(Selective mapping, SLM)算法原理简单、性能良好。但 SLM 也存在扰码技术固有的缺点,在发送端运算量较大、接收端对 MIMO-OFDM 信号解调需要边带信息。文献[4,5]分别提出了 SLM 的改进方案,对边带信息进行保护或将空时块码引入到 SLM 中,其主要目的是在实现 PAPR 降低的同时尽量减少边带信息的传递。

本文提出了一种基于 MSLM (Multiple SLM, MSLM) 的降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的方案。在本方案中,对 SLM 进行改进,在发送端将数据等分为多组,之后分别进行选择映射。数据分组进行 SLM 带来 2 个方面的效果,一方面使得 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 降低;另一方面由于分组,每组数据长度减小,使得 SLM MIMO-OFDM 系统发送端 IFFT 的运算量也减少。因此本方案在实现 PAPR 减小的同时减小了 SLM MIMO-OFDM 系统的运算量。在本文 MIMO-OFDM 系统中,发送端采用 MSLM 来降低 PAPR,信道估计采用基于训练序列的 LS 信道估计技术,接收端采用迫零算法从接收信号中提取各路发送信号。仿真结果表明,与传统的 SLM (Conventional SLM, CSLM) 相比,MSLM 在不损失误码率的前提下,降低了 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。

## 1 MIMO-OFDM 系统模型及其 PAPR 定义

### 1.1 MIMO-OFDM 系统模型

假设 MIMO-OFDM 系统有  $I$  个发送天线、 $J$

个接收天线,  $S(l, n)$  为发送的信息码。将  $S(l, n)$  经 MIMO 编码变为并行的数码流,这个数码流经 IFFT 变换后形成 OFDM 符号。为减少码间干扰的影响,在每个 OFDM 符号上加上相应的循环前缀作为保护间隔。经并/串转换后,将上述处理后的信号经天线发送出去。在接收端,首先去掉循环前缀,然后经过 FFT 变换进行 OFDM 解调。假设收、发端同步且循环前缀的长度比信道脉冲响应长度长,那么,接收天线  $j$  信号可以表达为

$$R_j(l, n) = \sum_{i=1}^I H_{ij}(l, n) C_i(l, n) + n_j(l, n) \quad (1)$$

式中:  $n$  为子载波序号;  $l$  为 OFDM 符号序号;  $H_{ij}(l, n)$  为信道频率响应;  $C_i(l, n)$  为发送的信号;  $n_j(l, n)$  为复加性高斯白噪声(AWGN)。

在接收端,接收到的信号  $R_j(l, n)$  在训练序列符号周期送入信道估计器,提取信道信息,在数据符号周期送给 MIMO 解码器,利用获得的信道状态信息对接收信号进行解码。

### 1.2 MIMO-OFDM 信号的 PAPR 定义

在 MIMO-OFDM 系统中的每一根发送天线上,发送的都是 OFDM 信号,OFDM 符号由多个独立的经过调制的子载波信号叠加而成,其时域基带模拟符号  $c(t)$  定义为<sup>[6]</sup>

$$c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t}, t \in [0, T] \quad (2)$$

式中:  $N$  为相互正交的子信道数目,即 OFDM 符号的子载波数;  $C_k$  为要发送的信息经过 PSK 或 QAM 调制后得到的一组并行的复信号;  $f_k$  为不同子信道的载波频率,对于 OFDM 信号,为了保持子信道间的正交性,子载波频率  $f_k = m/T$ ,其中  $m$  为子信道号,  $T$  为未包含循环前缀 CP 的符号周期。

OFDM 符号 PAPR 定义为

$$\text{PAPR}\{c(t)\} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |c(t)|^2}{E[|c(t)|^2]} \quad (3)$$

式中:  $E[\cdot]$  为数学期望运算。

为方便计算 PAPR,对信号  $c(t)$  抽样,离散后的 OFDM 信号表示为

$$c_r = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{NL-1} C_k e^{j2\pi \frac{kr}{N}}, n = 0, 1, \dots, NL-1 \quad (4)$$

式中:  $L$  为过采样因子。

当对  $c(t)$  离散化时,为了能够对 OFDM 信号细致描述,以免错过 OFDM 信号峰值,过采样是必要的。为捕获连续时间 OFDM 信号峰值,  $L=4$  是有效的<sup>[7]</sup>。

式(4)可以用矢量表示为

$$\mathbf{c} = \mathbf{IF} \cdot \mathbf{C} \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{IF}$  为  $N \times L$  点的离散傅里叶反变换(IDFT)矩阵;  $\mathbf{C} = [C_0, C_1, \dots, C_{NL-1}]$  为要发送的补零(为过采样)后频域样值矢量;  $\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{NL-1}]$  为过采样后的时域矢量。

OFDM 符号离散化后的 PAPR 可表示为

$$\text{PAPR}\{c_r\} = \frac{\max_{0 \leq r \leq NL-1} |c_r|^2}{E[|c_r|^2]} \quad (6)$$

定义 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 为  $I$  个发送天线中 OFDM 符号 PAPR 的最大值,即

$$\text{PAPR}_{\text{MIMO-OFDM}} = \max[\text{PAPR}_1, \text{PAPR}_2, \dots, \text{PAPR}_I] \quad (7)$$

式中:  $\text{PAPR}_1, \text{PAPR}_2, \dots, \text{PAPR}_I$  分别为每个发送天线上 OFDM 符号的 PAPR 值。

PAPR 是一个随机变量,通常用互补累积分布函数(CCDF)描述。互补累积分布函数定义为 PAPR 大于某一给定域值  $\text{PAPR}_0$  的概率,即

$$\text{CCDF} = \Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) \quad (8)$$

一个传统的 SLM MIMO-OFDM 系统,当各天线独立使用随机相位序列进行扰码时,其互补累积分布函数为

$$\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) = (1 - (1 - \exp(-\text{PAPR}_0))^{LN})^M \quad (9)$$

## 2 CSLM MIMO-OFDM 系统

MIMO-OFDM 系统之所以存在高峰值平均功率比问题,是由于在每个发送天线上的 OFDM 符号可能出现同相位叠加的情形,同相位的各子载波叠加,可能带来较大的峰值。峰值较大要求发送天线的放大器具有良好的线性,否则当放大器工作在非线性区时,可能带来很大的信号失真。基于 CSLM 的 MIMO-OFDM 系统的主要思想是:每个发送天线上发送的每个 OFDM 符号首先经过扰码,所谓的扰码就是将要发送的 OFDM 符号和随机相位序列相乘,从而随机改变 OFDM 信号子载波的相位。假设存在  $M$  个不同的、长度为  $N$  的随机相位序列矢量

$$\mathbf{P}^{(\mu)} = [P_0^{(\mu)}, P_1^{(\mu)}, \dots, P_{N-1}^{(\mu)}] \quad (10)$$

$$\mu = 1, 2, \dots, M$$

式中:  $\mathbf{P}_i^{(\mu)} = \exp(j\varphi_i^{(\mu)})$ ,  $\varphi_i^{(\mu)}$  在  $[0, 2\pi)$  均匀分布。

利用这  $M$  个相位矢量分别与要发送的频域样值  $\mathbf{C}$  进行点乘,则可以得到  $M$  个不同的输出序列  $\mathbf{C}^{(\mu)}$ , 即

$$\mathbf{C}^{(\mu)} = [C_0^{(\mu)}, C_1^{(\mu)}, \dots, C_{N-1}^{(\mu)}] = \langle \mathbf{C} \cdot \mathbf{P}^{(\mu)} \rangle = [C_0 P_0^{(\mu)}, C_1 P_1^{(\mu)}, \dots, C_{NL-1} P_{NL-1}^{(\mu)}] \quad (11)$$

式中:  $\langle \cdot \rangle$  表示矢量之间的点乘。

然后,对所得到的  $M$  个不同的输出序列  $\mathbf{C}^{(\mu)}$  分别实施 IFFT 计算,相应得到  $M$  个不同的输出序列  $\mathbf{c}^{(\mu)} = [c_0^{(\mu)}, c_1^{(\mu)}, \dots, c_{NL-1}^{(\mu)}]$ , 这  $M$  个时域序列即 OFDM 符号的 PAPR 各不相同。在每个发送天线上,选择扰码后的 PAPR 最小的 OFDM 符号发送。

CSLM MIMO-OFDM 系统相对 MIMO-OFDM 系统 PAPR 能够减小,但是在发送端需要多个 IFFT,因此运算量随选择支路数  $M$  的增加而大幅度增加。另外,为了正确恢复信号,在接收端需要获得最小的 PAPR 的随机相位信息,即需要在发送端发送边带信息。很明显,为了传送边带信息,需要额外的  $\log_2 M$  比特的数码率开销。

## 3 MSLM MIMO-OFDM 系统

### 3.1 MSLM MIMO-OFDM 系统

快速傅里叶变换的运算量与数据长度成正比。在 CSLM MIMO-OFDM 的发送端将数据分组,分组后每组数据长度都相对减小,那么每组进行 SLM 的运算量就减小。为了方便,定义数据分为 2 组的需要使用 2 组 SLM 的选择性映射技术为 DSLM(Double SLM, DSLM),数据分为 4 组的需使用 4 组 SLM 的选择性映射技术为 FSLM(Fourfold SLM, FSLM)。

基于 DSLM 的 2 发 2 收 MIMO-OFDM 系统框图如图 1 所示。

在 DSLM MIMO-OFDM 系统中,随机比特流首先经过星座映射、空时编码形成并行的数码流,分配给每个天线,假设用  $C_i, i = 1, 2, \dots, I$  表示每个天线上的数据矢量。在每个天线上,将  $N$  个数据分为 2 组,每组数据长度为  $N/2$ ,用  $\mathbf{C}_i^U, \mathbf{C}_i^L$  表示。分别对  $\mathbf{C}_i^U, \mathbf{C}_i^L$  进行  $M$  次扰码,扰码用随机相位序列长度为  $N/2$ 。扰码后数据用  $C_i^{(U, \mu)}, C_i^{(L, \mu)}$  ( $\mu = 1, 2, \dots, M$ ) 表示。

$$\mathbf{C}_i^{(U, \mu)} = [C_{i,0}^{(U, \mu)}, C_{i,1}^{(U, \mu)}, \dots, C_{i,N/2-1}^{(U, \mu)}] =$$

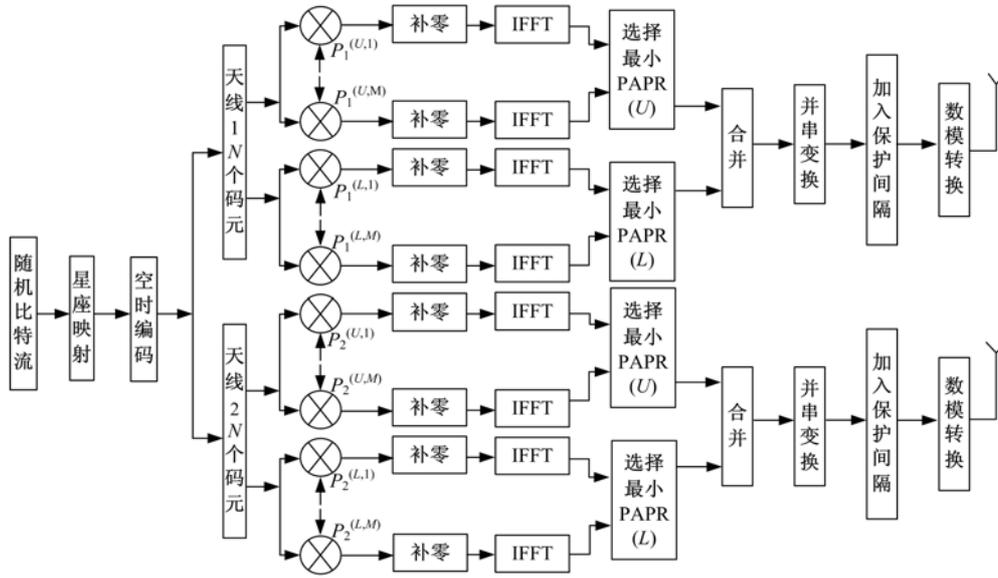


图 1 DSLM MIMO-OFDM 系统发送端框图

Fig. 1 Illustration of DSLM MIMO-OFDM system at transmit end

$$\langle \mathbf{C}_i^U \cdot \mathbf{P}_i^{(U,\rho)} \rangle = [C_{i,0}^U P_{i,0}^{(U,\rho)}, C_{i,1}^U P_{i,1}^{(U,\rho)}, \dots, C_{i,N/2-1}^U P_{i,N/2-1}^{(U,\rho)}] \quad (12)$$

$$\mathbf{C}_i^{(L,\rho)} = [C_{i,0}^{(L,\rho)}, C_{i,1}^{(L,\rho)}, \dots, C_{i,N/2-1}^{(L,\rho)}] = \langle \mathbf{C}_i^L \cdot \mathbf{P}_i^{(L,\rho)} \rangle = [C_{i,0}^L P_{i,0}^{(L,\rho)}, C_{i,1}^L P_{i,1}^{(L,\rho)}, \dots, C_{i,N/2-1}^L P_{i,N/2-1}^{(L,\rho)}] \quad (13)$$

对扰码后的数据进行补零,零的个数为每组数据长度  $N/2$  的  $L-1$  倍,补零的目的是为了实现 IFFT 后的过采样,补数据长度  $L-1$  倍的零,实现  $L$  倍的过采样。对补零后的数据进行 IFFT 运算得到 OFDM 符号。在每组 SLM 中,选择 PAPR 最小的 OFDM 符号输出。将各组中 PAPR 最小的 OFDM 符号合并成一组数据,合并后为  $N \times L$  长度的数据  $[\mathbf{C}_i^{(U,\rho)} \quad \mathbf{C}_i^{(L,\rho)}]$ 。合并后,将数据经并串变换,并加入保护间隔后,变为模拟信号,通过发送天线发送。

FSLM 与 DSLM 的原理是相同的,只是 FSLM 在发送端将每个发送天线欲发送数据分为 4 组。显然,分组越多,发送端结构越复杂,但是运算量会因此而进一步减小。

### 3.2 MSLM MIMO-OFDM 的运算量

一个长度为  $N \times L$  的 IFFT 运算器,需要  $(NL/2) \log_2(NL)$  次复数乘法运算及  $NL \log_2(NL)$  次复数加法运算。与 CSLM MIMO-OFDM 系统相比,DSLIM MIMO-OFDM 系统在发送端使用了为 CSLM MIMO-OFDM 系统 2 倍

的 IFFT 运算器,但每个 IFFT 运算器的数据长度为 CSLM MIMO-OFDM 系统的一半,因此,DSLIM MIMO-OFDM 系统的复数乘法的次数为  $(MINL/2) \log_2(NL/2)$ ,复数加法的次数为  $MINL \log_2(NL/2)$ 。而 CSLM MIMO-OFDM 系统的复数乘法的次数为  $(MINL/2) \log_2 NL$ ,复数加法的次数为  $MINL \log_2(NL)$ 。对于 FSLM MIMO-OFDM 系统,复数乘法次数为  $(MINL/2) \log_2(NL/4)$ ,复数加法的次数为  $MINL \log_2(NL/4)$ 。

## 4 性能仿真

### 4.1 仿真环境

参照 HiperLAN/2 标准设定 MIMO-OFDM 系统仿真参数,具体指标为:系统带宽为 20 MHz;抽样间隔为 50 ns;OFDM 符号子载波数为 64;FFT 长度为 256(带 4 倍过采样);星座映射为 4PSK;收、发天线数为 2 发 2 收;载波频率为 5 GHz;仿真用 OFDM 符号数为 4000。

MIMO-OFDM 系统信道估计采用基于训练序列的 LS 信道估计技术。图 2 为某一天线上的 FSLM MIMO-OFDM 系统帧结构示意图。

以 OFDM 子载波数是 4 为例。一个训练符号后面带有 3 个数据符号,也就是说,假设在 4 个 OFDM 符号周期内信道特性是不变的。对于数据符号,FSLM 方法将数据均匀分为 4 组,在每组待传输的数据符号中,加入了为数据符号长度 3

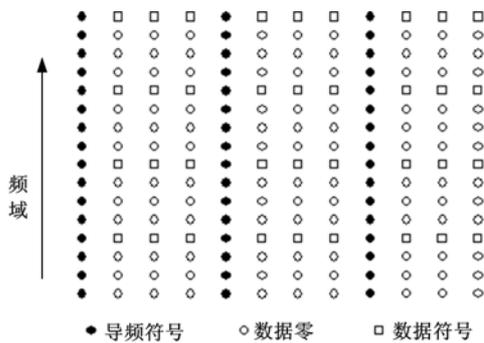


图2 FSLM MIMO-OFDM 系统帧结构示意图

Fig.2 Illustration of frame configuration for FSLM MIMO-OFDM system

倍的零符号,进行4倍的过采样。对于训练序列的选择,首先应该遵循基于LS的MIMO-OFDM系统训练序列的要求,不同天线上的训练符号相移后相互正交<sup>[8]</sup>,其次,为了尽量减少PAPR,采用恒包络信号作为训练符号<sup>[9]</sup>。考虑以上两点,本文方案训练符号为

$$C[k] = A \cdot e^{j\pi k^2 / NL} \quad (14)$$

$$n = 0, 1, \dots, NL - 1$$

### 4.2 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的仿真

图3为在没有SLM、选择支路数为4的SLM、选择支路数为16的SLM、选择支路数为16的DSLM及FSLM共5种情况下的PAPR的互补累积分布函数仿真图。仿真结果说明,SLM MIMO-OFDM系统相对MIMO-OFDM系统PAPR小,选择支路数增大,可以进一步减小PAPR,但是,随着选择支路数目增大,PAPR减小幅度较小。选择支路数相同的前提下,DSLM MIMO-OFDM系统的PAPR小于CSLM MIMO-OFDM系统,FSLM MIMO-OFDM系统的PAPR小于DSLM MIMO-OFDM系统。比较CSLM MIMO-OFDM系统与FSLM MIMO-

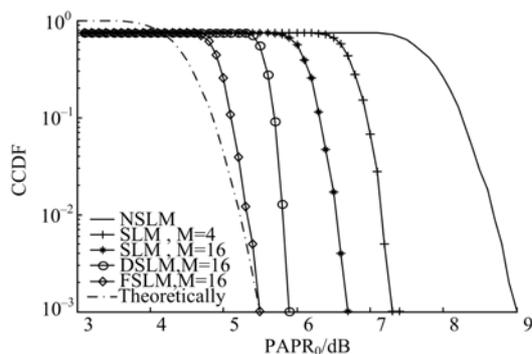


图3 PAPR 的CCDF 曲线  
Fig.3 CCDF curve of PAPR

OFDM系统,当选择支路数为16且CCDF为 $10^{-3}$ 时,FSLM MIMO-OFDM系统的PAPR优于CSLM MIMO-OFDM系统1.3 dB。FSLM MIMO-OFDM系统的PAPR可控制在5~5.5 dB,DSLM MIMO-OFDM系统的PAPR可以控制在5.5~6 dB。虚线表示选择支路数为16的PAPR的理论计算值。

### 4.3 误码率仿真

图4为AWGN信道下的误码率曲线。由仿真结果可以看出,数据分组并没有带来误码率的损失。选择支路数为4的SLM MIMO-OFDM系统的误码率优于无SLM MIMO-OFDM系统,选择支路数为16的SLM MIMO-OFDM系统的误码率优于选择支路数为4的SLM MIMO-OFDM系统。而选择支路数为16的DSLM MIMO-OFDM系统与FSLM MIMO-OFDM系统的误码率与选择支路数为16的SLM MIMO-OFDM系统的误码率曲线几乎重合。

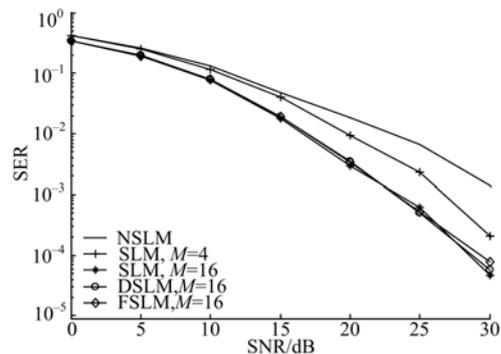


图4 AWGN 信道下的误码率曲线  
Fig.4 Symbol error rate curve on AWGN channel

## 5 结束语

本文提出了一种基于MSLM的MIMO-OFDM系统的PAPR减小方案,该方案尽管仅对CSLM方法进行了简单的改进,但可以做到在不损失误码率的前提下,较大幅度地减小PAPR,同时也减小系统的运算量。正如通信系统始终在有效性与可靠性之间进行取舍一样,本文方案的代价是需要在发送端增加系统结构的复杂度。下一步将研究如何在不同天线或同一天线的不同分组中共用随机相位矢量,以减小边带信息的传递。

### 参考文献:

[1] 宫丰奎,葛建华,李兵兵,等. MIMO-OFDM系统中的信道估计简化方法[J]. 吉林大学学报:工学版,

- 2006, 36(6):989-992.
- Gong Feng-kui, Ge Jian-hua, Li Bing-bing, et al. Simplified method of channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2006, 36(6): 989-992.
- [ 2 ] Seung H H, Jae H L. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission[J]. IEEE Wireless Communications, 2005, 12(2):56-65.
- [ 3 ] Jiang T, Wu Y. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268.
- [ 4 ] Lee B M, de Figueiredo R J P. Side information power allocation for MIMO-OFDM PAPR reduction by selected mapping[J]. ICASSP, 2007, III: 361-364.
- [ 5 ] Bassem B J A, Slaheddine J, Ammar B. A PAPR reduction method for STBC MIMO-OFDM systems using SLM in combination with subband permutation [C]//ICWMC, 2007:88-92.
- [ 6 ] Nikooar H, Lidsheim K S. Random phase up-dating algorithm for OFDM transmission with low PAPR [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48(2):123-128.
- [ 7 ] Wunder G, Boche H. Peak value estimation of band-limited signals from their samples, noise enhancement, and a local characterization in the neighborhood of an extremum[C]//IEEE Trans Signal Processing, 2003.
- [ 8 ] Tung T L, Yao K, Hudson R E. Channel estimation and adaptive power allocation for performance and capacity improvement of multiple-antenna OFDM systems[C] // Third IEEE Signal Process Workshop Signal Process Adv Wireless Commun, 2001.
- [ 9 ] Cioffi J M, Bingham J A C. A data-driven multitone echo canceller[J]. IEEE Trans Commun, 1994, 42(10): 2853-2869.