

# SFBC MIMO-OFDM 系统中基于循环移位和盲检测的低复杂度 SLM 算法

杨 霖,胡武君,何向东

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室,四川成都 611731)

**摘 要:** 为了降低空频分组编码的多输入多输出正交频分复用(Space Frequency Block Coding Multiple Input Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing, SFBC MIMO-OFDM)系统中传统选择性映射(Selected Mapping, SLM)算法的计算复杂度,本文提出了结合时域信号的循环移位和等效 SFBC 编码来产生更多具有不同峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)的备选序列的方法.接收端通过比较反向旋转序列与最近星座点的距离来恢复出循环移位因子和相位旋转因子,从而实现接收信号的盲检测.仿真结果表明,本文提出方法能有效地抑制 SFBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR.另外,本文提出方法明显降低了传统 SLM 算法的计算复杂度,而且可以获得与传统 SLM 算法在已知边带副信息情况下相似的比特误码率(Bit Error Rate, BER)性能.

**关键词:** 空频分组编码的多输入多输出正交频分复用;选择性映射;峰均功率比;循环移位;盲检测

**中图分类号:** TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)08-1637-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.08.025

## Low Complexity SLM Algorithm Based on Cyclic Shift and Blind Detection in SFBC MIMO-OFDM System

YANG Lin, HU Wu-jun, HE Xiang-dong

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

**Abstract:** In order to reduce the computational complexity of the conventional selective mapping (SLM) algorithm in the space frequency block coding multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing (SFBC MIMO-OFDM) system, this paper proposes to produce more candidate sequence pairs with different peak to average power ratio (PAPR) by the time domain cyclic shift and equivalent SFBC of signals. The receiving part can restore cyclic shift factor and phase rotation factor by comparing the distance of the inversed rotation sequences and its nearest constellation points. The simulation results show that the proposed method can effectively reduce the PAPR of SFBC MIMO-OFDM system. In addition, the proposed method can reduce the computation complexity of the conventional SLM significantly and can obtain similar bit error rate (BER) performance as the conventional SLM with perfect side information.

**Key words:** space frequency block coding multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing (SFBC MIMO-OFDM); selective mapping (SLM); peak to average power ratio (PAPR); cyclic shift; blind detection

## 1 引言

多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术充分开发空间资源,在不需要增加频谱资源和天线发送功率情况下成倍提高信道容量<sup>[1]</sup>.正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统由于高数据速传输率、抵抗频率选择性衰落等优势,成为现代无线通信核心技术之一. MIMO-OFDM 系统一个不足是信号峰均功率比(Peak to Average Power ratio, PAPR)

较大,容易产生非线性失真<sup>[2]</sup>.

目前,抑制 MIMO-OFDM 系统 PAPR 已成为热点课题之一且有许多研究成果,如限幅算法(Clippling)<sup>[3]</sup>、压缩扩张(Companding Transform)<sup>[4]</sup>、选择性映射算法(Selected Mapping, SLM)<sup>[5,6]</sup>、部分传输序列算法(Partial Transmit Sequence, PTS)<sup>[7,8]</sup>等.传统 SLM 算法(Conventional SLM, C-SLM)基本思想是将原始频域信号乘以不同的相位旋转因子后经过(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)调制得到多个具有不同 PAPR 的时域备选信号,

并从中选择 PAPR 最小的序列传输. 文献[9]提出了空频分组编码(Space Frequency Block Coding, SFBC) MIMO-OFDM 系统中利用多项交织和反转来减少 IFFT 运算. 文献[10]提出了一种盲检测 SLM 算法, 将频域 SFBC 编码后的信号分别乘以不同相位偏移, 接收端通过相位偏移来恢复相位旋转因子. 文献[11]提出了将天线间时域备选序列两两组合得到更多备选序列. 文献[12, 13]提出了基于频域信号共轭、反转和天线间子块交换等方法来产生多个不同 PAPR 的备选序列.

本文提出的基于信号时域循环移位和盲检测的 SLM(Cyclic Shift and Blind SLM, CSB-SLM)方法: 发射端, 时域奇偶序列经过不同长度的循环移位后进行等效 SFBC 编码来产生更多备选序列对; 接收端, 频域奇偶序列分别进行不同反向相位旋转, 通过计算反向旋转信号到最近信号星座点的距离来恢复出循环移位因子和相位旋转因子, 从而实现接收信号的盲检测.

## 2 MIMO-OFDM 系统的基本概念

不失一般性, 本文考虑两根发射天线的 SFBC MIMO-OFDM 系统. 原始频域信号可以表示为  $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]$ , 其中  $N$  为子载波数, 通过 SFBC 编码得到两根天线的传输信号:

$$\mathbf{X}_1 = [X(0), -X^*(1), \dots, X(N-2), -X^*(N-1)]$$

$$\mathbf{X}_2 = [X(1), X^*(0), \dots, X(N-1), X^*(N-2)]$$

(1)

式(1)中:  $(\cdot)^*$  表示取复共轭,  $\mathbf{X}_i (i=1, 2)$  经过 IFFT 调制得到时域信号  $\mathbf{x}_i$ :

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp(j2\pi nk/N) \quad (2)$$

第  $i$  根天线 PAPR 定义为:

$$\text{PAPR}(x_i) = 10 \lg \left\{ \max_{0 \leq n \leq N-1} [|x_i(n)|^2] / E[|x_i(n)|^2] \right\} \quad (3)$$

式(3)中:  $|x_i(n)|^2$  表示求瞬时功率,  $\max[\cdot]$  表示求峰值功率,  $E[\cdot]$  表示求平均功率. SFBC MIMO-OFDM 系统 PAPR 定义为:

$$\text{PAPR}(x) = \max\{\text{PAPR}(x_1), \text{PAPR}(x_2)\} \quad (4)$$

一般使用互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)表示 PAPR 超过某一门限值  $\text{PAPR}_0$  的概率:

$$\text{CCDF}\{\text{PAPR}(x)\} = P_r\{\text{PAPR}(x) > \text{PAPR}_0\} \quad (5)$$

## 3 SLM 算法的基本思想

### 3.1 C-SLM 算法

假设相位因子向量为  $\mathbf{P} = [P^1, P^2, \dots, P^V]$ ,  $V$  表示相位旋转因子数.  $\mathbf{X}$  与  $\mathbf{P}^v (1 \leq v \leq V)$  相乘得到序列  $\mathbf{X}^v$ ,

其中  $\mathbf{P}^v = [P^v(0), P^v(1), \dots, P^v(N-1)]$ , 经过 SFBC 编码得到  $\mathbf{X}_i^v (1 \leq i \leq 2)$ :

$$\mathbf{X}_1^v = [X^v(0), -X^{v*}(1), \dots, X^v(N-2), -X^{v*}(N-1)]$$

$$\mathbf{X}_2^v = [X^v(1), X^{v*}(0), \dots, X^v(N-1), X^{v*}(N-2)] \quad (6)$$

如图 1:  $\mathbf{X}_i^v$  通过 IFFT 调制模块得到  $\mathbf{x}_i^v$ , 计算每个序列对的 PAPR 并从中选择 PAPR 最小的序列传输, 同时, 相位因子向量  $\mathbf{P}$  作为边带副信息传输.

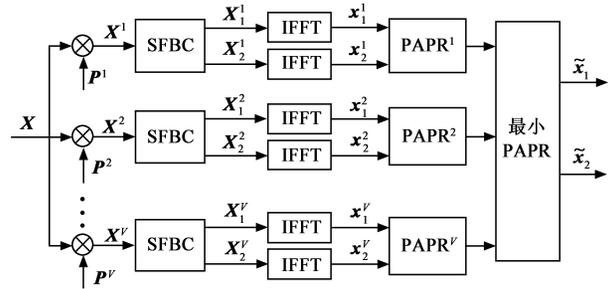


图1 C-SLM算法的发送端框图

### 3.2 CSB-SLM 算法

#### 3.2.1 CSB-SLM 算法的发送端

本文提出的 CSB-SLM 算法,  $\mathbf{X}$  与  $\mathbf{P}^v (1 \leq v \leq V)$  相乘后直接 IFFT 调制得到  $\mathbf{x}^v$ , 然后利用 FFT 性质:

$$\begin{aligned} F[x(n), k] &= x((n-k)_N) \Leftrightarrow F[X(n), k] \\ &= X(n) \cdot e^{-j2\pi kn/N} \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中:  $(\cdot)_N$  表示模  $N$  操作, 选择  $k = N/2$  时,

$$F[X(n), N/2] = X(n) \cdot e^{-j\pi n} = \begin{cases} X(n), & n \text{ 为偶数} \\ -X(n), & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可以求得时域奇偶序列:

$$\mathbf{x}_e^v = (\mathbf{x}^v + F[\mathbf{x}^v, N/2])/2 \quad (9)$$

$$\mathbf{x}_o^v = (\mathbf{x}^v - F[\mathbf{x}^v, N/2])/2$$

如图 2, 本文提出的 CSB-SLM 算法利用文献[14]提出的时域等效 SFBC 编码来产生时域备选序列.

为了得到更多具有不同 PAPR 的备选传输序列, 将  $\mathbf{x}_e^v$  和  $\mathbf{x}_o^v$  进行不同长度的循环移位后再等效 SFBC 编码. 假设  $\mathbf{x}_e$  和  $\mathbf{x}_o$  使用的循环移位因子向量分别为:  $\mathbf{U}_e = [U_e^1, U_e^2, \dots, U_e^V]$  和  $\mathbf{U}_o = [U_o^1, U_o^2, \dots, U_o^V]$ , 其中  $\mathbf{x}_e^v$  和  $\mathbf{x}_o^v$

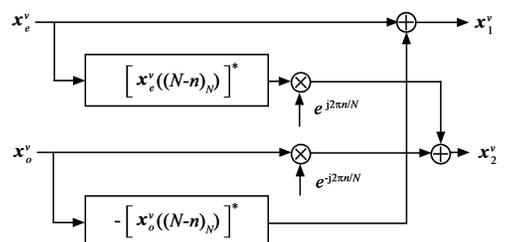


图2 时域等效SFBC编码框图

对应的循环移位因子为:  $\mathbf{U}_e^v = [u_e^{v1}, u_e^{v2}, \dots, u_e^{vM}]$  和  $\mathbf{U}_o^v = [u_o^{v1}, u_o^{v2}, \dots, u_o^{vM}]$ . 图 3 中, 框图 CS( $m$ ), ( $1 \leq m \leq M$ ) 表示第  $m$  次循环移位:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_e^{vm} &= \text{cirshift}\{\mathbf{x}_e^v, [0, u_e^{vm}]\} \\ \mathbf{x}_o^{vm} &= \text{cirshift}\{\mathbf{x}_o^v, [0, u_o^{vm}]\} \end{aligned} \quad (10)$$

奇偶序列分别经过  $M$  次循环移位后再进行时域等效 SFBC 编码得到  $M^2$  种备选序列对, 其频域信号 SFBC 编码形式可以统一表示为:

$$\begin{bmatrix} e^{j2\pi u_e^{vm} n/N} X_e^{vm}(n) & -[e^{j2\pi u_o^{vm} n/N} X_o^{vm}(n)]^* \\ e^{j2\pi u_o^{vm} n/N} X_o^{vm}(n) & [e^{j2\pi u_e^{vm} n/N} X_e^{vm}(n)]^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

假设  $\mathbf{X}$  与  $\mathbf{P}^v$  ( $1 \leq v \leq V$ ) 相乘后 IFFT 调制得到  $V$  个时域信号, 每对奇偶信号分别经过  $M$  次循环移位后进行等效 SFBC 编码, 总共可以得到  $VM^2$  种备选序列对, 从中选择 PAPR 最小的序列对传输, 记为  $[\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2]$ .

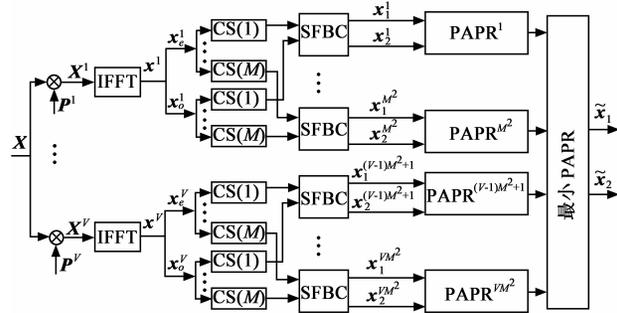


图3 CSB-SLM算法发射端框图

### 3.2.2 CSB-SLM 算法的接收端

时域接收信号通过 FFT 解调得到频域信号  $\mathbf{R} = [\mathbf{R}_e, \mathbf{R}_o]$ :

$$\mathbf{R}_e = \mathbf{H}_{1e} \tilde{\mathbf{X}}_{1e} + \mathbf{H}_{2e} \tilde{\mathbf{X}}_{2e} + \mathbf{W}_1 \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_o = \mathbf{H}_{1o} (-\tilde{\mathbf{X}}_{1o}^*) + \mathbf{H}_{2o} \tilde{\mathbf{X}}_{2o} + \mathbf{W}_2$$

式(12)中:  $\mathbf{H}_{1e}$  和  $\mathbf{H}_{1o}$  ( $i=1,2$ ) 表示传输信道增益,  $\mathbf{W}_i$  ( $i=1,2$ ) 表示信道噪声。相邻子载波信道增益一般有:  $\mathbf{H}_{1e} = \mathbf{H}_{1o} = \mathbf{H}_1$ ,  $\mathbf{H}_{2e} = \mathbf{H}_{2o} = \mathbf{H}_2$ . 由式(12)可以解得信号  $[\mathbf{Y}_e, \mathbf{Y}_o]$ :

$$\mathbf{Y}_e = \boldsymbol{\alpha}^{-2} (\mathbf{R}_e \mathbf{H}_1^* + \mathbf{R}_o^* \mathbf{H}_2) \quad (13)$$

$$\mathbf{Y}_o = \boldsymbol{\alpha}^{-2} (\mathbf{R}_e \mathbf{H}_2^* - \mathbf{R}_o^* \mathbf{H}_1)$$

式(13)中:  $\boldsymbol{\alpha}^2 = |\mathbf{H}_1|^2 + |\mathbf{H}_2|^2$ , 发射端奇偶信号  $\mathbf{x}_e^v$  和  $\mathbf{x}_o^v$  经过了循环移位, 相当于  $\mathbf{X}_e^v$  和  $\mathbf{X}_o^v$  进行了相位旋转。为了恢复原始信号, 必须知道循环移位因子  $\mathbf{U}$  和相位因子  $\mathbf{P}$ , 而本文提出了一种盲检测的方法来恢复  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{P}$ .

首先对  $[\mathbf{Y}_e, \mathbf{Y}_o]$  进行反向相位旋转:

$$Y_e^{vm}(n) = Y_e(n) e^{j2\pi u_e^{vm} n/N} \quad (14)$$

$$Y_o^{vm}(n) = Y_o(n) e^{j2\pi u_o^{vm} n/N}$$

式(14)中:  $1 \leq vm \leq VM$ , 通过式(14)奇偶部分得到  $VM$

个反向旋转序列, 这些反向旋转序列中必定存在一个序列, 它的所有频点已经旋转到了调制信号的星座点上。由于噪声的存在, 可能偏离了原始星座点, 但所有频点离星座点的距离之和从概率上讲应该是最小的。因此, 先把反向旋转序列  $Y_e^{vm}(n)$  和  $Y_o^{vm}(n)$  分别判定为离它们最近的星座点  $Y_e^Q(n)$  和  $Y_o^Q(n)$ , 再计算其到  $Y_e^Q(n)$  和  $Y_o^Q(n)$  的距离之和, 选择最小距离对应的某个  $u_e^{vm}$  和  $u_o^{vm}$  作为  $\mathbf{x}_e^v$  和  $\mathbf{x}_o^v$  使用的循环移位因子, 记为  $\bar{u}_e$  和  $\bar{u}_o$ .

$$\bar{u}_e = \arg \min_{1 \leq vm \leq VM} \sum_{n=0}^{N-1} |Y_e^{vm}(n) - Y_e^Q(n)|^2 \quad (15)$$

$$\bar{u}_o = \arg \min_{1 \leq vm \leq VM} \sum_{n=0}^{N-1} |Y_o^{vm}(n) - Y_o^Q(n)|^2$$

式(15)中:  $Y_e^Q(n), Y_o^Q(n) \in Q$  ( $Q$  为调制方式的信号星座图),  $\bar{u}_e$  和  $\bar{u}_o$  对应的反向旋转信号  $Y_e^{vm}(n)$  和  $Y_o^{vm}(n)$  分别作为恢复得到的偶部和奇部信号。

由于  $\mathbf{X}$  乘以  $\mathbf{P}^v$  后进行 IFFT 调制得到信号  $\mathbf{x}^v$  的奇偶序列  $\mathbf{x}_e^v$  和  $\mathbf{x}_o^v$  使用的相位因子向量  $\mathbf{U}_e^v$  和  $\mathbf{U}_o^v$  不同, 可根据  $\bar{u}_e$  和  $\bar{u}_o$  的值来判断得到发射端使用的相位因子  $\mathbf{P}^v$ . 例如,  $\bar{u}_e \in \mathbf{U}_e^1$ , 则可以判断  $\mathbf{X}$  使用的相位旋转因子为  $\mathbf{P}^1$ . 由式(15)恢复得到的反向旋转序列再乘以恢复出的相位旋转因子就可以得到原始信号, 从而实现了接收信号的盲检测。

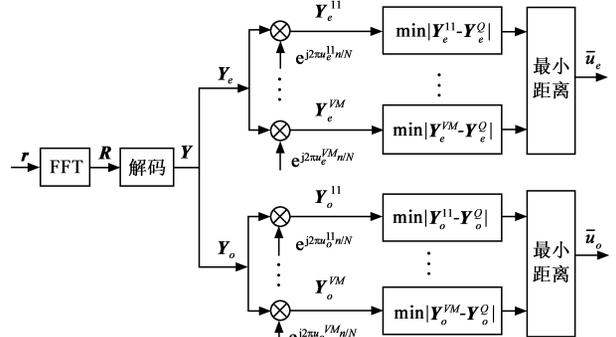


图4 CSB-SLM算法的接收端框图

## 4 复杂度分析

由文献可知, 当 OFDM 信号的子载波数为  $N$ 、过采样率为  $L$  时, 一次 IFFT 运算需要的复数乘法和复数加法次数分别为  $LN/2 \log_2 LN$  和  $LN \log_2 LN$ .

当产生  $VM^2$  种备选序列对, C-SLM 算法需要  $2VM^2$  次  $LN$  点 IFFT 运算, 所需复数乘法次数和复数加法次数分别为  $VM^2 LN \log_2 LN$  和  $2VM^2 LN \log_2 LN$ ; 本文提出 CSB-SLM 算法, 频域信号需要  $V$  次  $LN$  点 IFFT 运算得到时域信号, 所需复数乘法次数和复数加法次数分别为  $VLN/2 \log_2 LN$  和  $VLN \log_2 LN$ , 再对时域奇偶信号进行等效 SFBC 编码, 所需复数乘法次数和复数加法次数分为

$2VMLN$  和  $2VM^2LN$ , 因此, CSB-SLM 算法所需复数乘法和复数加法次数为  $VLN(1/2\log_2LN + 2M)$  和  $VLN(\log_2LN + 2M^2)$ .

为了衡量计算复杂度的降低性能, 一般使用计算复杂度降低比 (Computational Complexity Reduction Ratio, CCRR):

$$CCRR = \left(1 - \frac{\text{Complexity of CSB-SLM}}{\text{Complexity of C-SLM}}\right) \times 100\% \quad (16)$$

下表给出了子载波数  $N = 256$ 、过采样率  $L = 4$ , C-SLM 和 CSB-SLM 算法产生相同备选序列数时, 所需的复数乘法和复数加法次数以及 CCRR 函数值.

表 1 发射端的计算复杂度

序列数	名称	C-SLM	CSB-SLM	CCRR
$K = 12$	复数乘	122880	27648	77.5%
$(V = 3, M = 2)$	复数加	245760	55296	77.5%
$K = 27$	复数乘	276480	33792	87.8%
$(V = 3, M = 3)$	复数加	552960	86016	84.4%

由表 1 可知, 当备选序列数为 12 时, CSB-SLM 需要的复数乘法和复数加法次数相对于 C-SLM 算法, CCRR 分别达到了 77.5% 和 77.5%. 因此, 本文所提 CSB-SLM 算法在降低复杂度方面有较强的优势.

## 5 仿真结果及分析

本节给出了调制方式为四相相移键控 (Quaternary Phase Shift Keying, QPSK)、子载波数为  $N = 256$ 、过采样率  $L = 4$ 、仿真次数为  $10^5$  时, C-SLM 算法和 CSB-SLM 算法在产生相同备选序列数时 PAPR 性能及分析, 也给出了调制方式为 QPSK 和 16-正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM), C-SLM 算法和本文 CSB-SLM 算法在瑞利信道下的比特误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能及分析.

### 5.1 相同备选序列数下的 PAPR 性能及分析

图 5 给出了 C-SLM 算法和本文提出 CSB-SLM 算法在相同备选序列时的 PAPR 性能. 由图可知, C-SLM 算法和 CSB-SLM 算法都能有效降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR. 当备选序列数分别为  $K = 12$  和  $K = 27$  时, 在  $CCDF = 0.1\%$  处, CSB-SLM 算法和 C-SLM 算法的 PAPR 分别为 8.58dB, 8.46dB 和 8.22dB, 8.07dB, CSB-SLM 算法比 C-SLM 算法分别差 0.12dB 和 0.15dB. 但是, CSB-SLM 算法在备选序列数  $K = 27$  时比 C-SLM 在备选序列数  $K = 12$  时的 PAPR 好 0.24dB, 且由表 1 可知, CSB-SLM 算法在备选序列数  $K = 27$  时的计算复杂度比 C-SLM 在备选序列数  $K = 12$  的计算复杂也要低, 需要的复数乘法次数和复数加法次数的 CCRR 函数值分别达到了 72.5% 和 65%. 因此, 无论从 PAPR 抑制还是计算复杂度方面, 本文提出的 CSB-SLM 算法都具有明显优势.

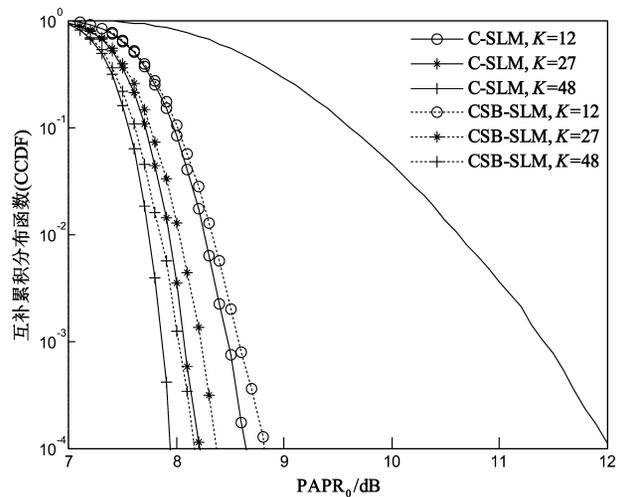


图 5 C-SLM 和 CSB-SLM 的 PAPR 曲线

### 5.2 BER 性能及分析

由图 6 可知, 本文提出的盲检测算法 BER 性能曲线与已知边带信息的 C-SLM 算法 BER 性能曲线基本一致. 例如, 在 16-QAM 调制方式下, 当比特信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 小于 4dB 时, 本文提出的盲检测方法系统 BER 性能会比已知边带信息的 C-SLM 算法要差一些, 这是因为比特信噪比较小时, 恢复循环移位因子和相位因子会产生一定的误差; 但是, 当比特信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 大于 4dB 时, 接收端恢复循环移位因子和相位因子的误差已经很小, 这时, CSB-SLM 算法的 BER 性能和 C-SLM 算法的 BER 性能一致. 因此, 本文提出的盲检测方法能有效地恢复原始信号.

## 6 总结

本文提出的 CSB-SLM 算法核心思想是: 在发送端, 时域奇偶序列分别进行不同长度的循环移位后进行等

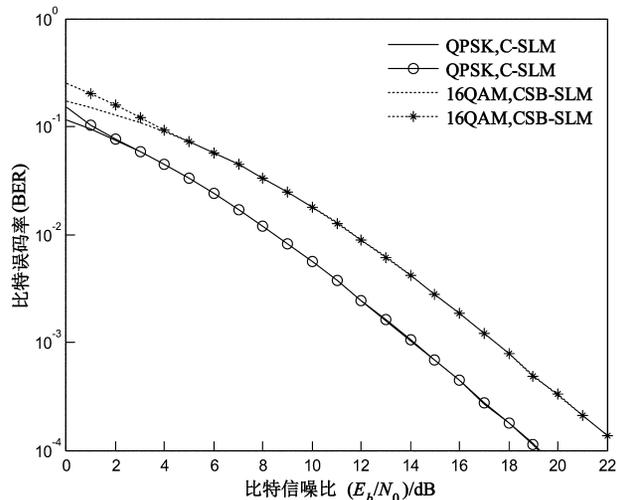


图 6 C-SLM 和 CSB-SLM 的 BER 曲线

效 SFBC 编码来得到具有不同 PAPR 的备选序列,与传统 SLM 算法相比,在产生相同数量的备选序列情况下需要的 IFFT 运算次数更少,有效降低了计算复杂度。接收端,通过比较频域奇偶序列的反向相位旋转信号与最近星座点的距离来恢复出循环移位因子和相位旋转因子,实现了接收信号的盲检测。

### 参考文献

- [1] 管晓光,宋伟. MIMO-OFDM 技术[J]. 电信快报,2004,(11):28-30.  
Guan X G, Song W. MIMO-OFDM technology[J]. Telecommunications Information,2004,(11):28-30. (in Chinese)
- [2] Ye L, Cimini L J. Bounds on the inter channel interference of OFDM in time-varying impairments[J]. IEEE Transactions on Communications,2001,49(3):401-404.
- [3] Kwon U K, Dongsik K and Im G H. Amplitude clipping and iterative reconstruction of STBC/SFBC-OFDM signals[J]. IEEE Signal Processing Letters,2007,14(11):808-811.
- [4] 曹若云,江涛,秦家银.降低 OFDM 信号峰均功率比的扩方法研究[J]. 电子学报,2007,35(6):1099-1101.  
Cao R Y, Jiang T, Qin J Y. Study on companding transform for reduction in PAPR of OFDM signals[J]. Acta Electronica Sinica,2007,35(6):1099-1101. (in Chinese)
- [5] Lee Y L, You Y H and Paik J H. Peak to average power ratio in MIMO-OFDM systems using selective mapping [J]. IEEE Communications Letters,2003,7(12):575-577.
- [6] Jeon H B, No J S, Shin D J. A Low-complexity SLM scheme using addictive mapping sequences for PAPR reduction of OFDM signals [J]. IEEE Transactions on Broadcasting,2011,57(4):866-875.
- [7] Suban A, Brintha R, Gayathri M. Comprehensive analysis of MIMO-OFDM with PAPR reduction using PTS[A]. IEEE Students Conference on Electrical, Electronics and Computer Science[C]. Bhopal:2012.1-4.
- [8] Wang L, Liu J. Cooperative PTS for PAPR reduction in MIMO-OFDM system[J]. Electronic Letters,2011,47(5):351-352.
- [9] Zoran L, Yeheskel B N. SFBC MIMO-OFDM peak to average power ratio reduction by poly phase interleaving and inversion

[J]. IEEE Communications Letters,2006,10(4):266-268.

- [10] Jiang T, Ni C X, Guan L L. A novel phase offset SLM scheme for PAPR reduction in Alamouti MIMO-OFDM systems without side information [J]. IEEE Signal Processing Letters,2013,20(4):383-386.
- [11] Hsueh T C, Lin P Y, Lin J S. PAPR reduction techniques with cross SLM schemes for MIMO-OFDM systems[A]. IEEE International Conference on Communication[C]. Hong Kong:2012.197-202.
- [12] Tan M Z, Latinovic Z, Yeheskel B N. STBC MIMO-OFDM peak-to-average power ratio reduction by cross-antenna rotation and inversion[J]. IEEE Communications Letters,2005,9(7):592-594.
- [13] Xing O Y, Jin J Y, Jin G Y. Partial shift mapping with inter antenna switch for PAPR reduction in MIMO-OFDM systems [A]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference[C]. Shanghai:2013.2750-2753.
- [14] Wang S H, Li C P. A Low complexity PAPR reduction scheme for SFBC MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Signal Processing Letters,2009,16(11):941-944.

### 作者简介



杨霖(通信作者)男,1977年出生,博士,电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授,主要研究方向为 CDMA 系统中多用户检测与功率控制、OFDM 系统的 PAPR 抑制等。  
E-mail: eelyang@uestc.edu.cn



胡武君男,1989年出生,电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生,主要研究方向为 MIMO-OFDM 系统中 PAPR 抑制处理与信号盲检测。  
E-mail: 398460715@qq.com