

MIMO-OFDM 系统中基于循环移位和信号联合的改进 SLM 算法

胡武君, 杨霖

(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: 为降低多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM, multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing)系统中传统选择性映射(SLM, selected mapping)算法的计算复杂度, 提出了通过信号时域循环移位和天线间信号联合产生更多具有不同峰均功率比(PAPR, peak to average power ratio)的备选序列集合的方法。接收端先根据发射端序列选取情况恢复出频域旋转信号, 再比较反向旋转序列与最近星座点的距离来恢复原始序列。仿真结果表明, 所提出的方法能有效地抑制 MIMO-OFDM 信号的 PAPR。另外, 与传统 SLM 算法相比, 提出方法明显降低了计算复杂度, 而且可以获得传统 SLM 方法在已知带副信息情况下近似的比特误码率性能。

关键词: 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; 信号联合

中图分类号: TN 919.3

文献标识码: A

Modified SLM algorithm based on cyclic shift and signal combination in MIMO-OFDM system

HU Wu-jun, YANG Lin

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

Abstract: In order to reduce the computational complexity of conventional selective mapping (SLM) algorithm in multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) system, more candidate sequence sets will be produced. With different peak to average power ratio (PAPR) by time domain cyclic shift and signal combination between the antennas. The receiving part can restore the rotation signals by using the sequence selection order of the transmitting part and also the original signals by comparing the inversed rotation sequence with its nearest constellation points. The simulation results show that the proposed method can effectively reduce the PAPR of OFDM signals. In addition, compared with the conventional SLM algorithm, the proposed method can reduce the algorithm computation complexity significantly and obtain similar bit error rate (BER) performance.

Key words: MIMO-OFDM; SLM; PAPR; cyclic shift; signal combination

1 引言

多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM, multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing)系统利用频率、时间以及利用不同天线来获得分集增益, 能有效地抵抗无线通信中的多径衰落、噪声等。与 OFDM 信号一样, MIMO-OFDM 也是一种多载波调制信号, 当某些子

载波信号的相位相同或相差不大时会产生幅度较大的时域信号, 导致峰均功率比(PAPR, peak to average power ratio)较大。通信系统的发射机发射 PAPR 较大的信号需较宽的线性范围, 发射超过线性范围的信号会产生非线性失真, 导致通信质量下降, 因此需要抑制 MIMO-OFDM 信号的 PAPR。常用的抑制 PAPR 方法有信号预畸变(限幅)^[1]、编码(分组编码法)^[2]和概率类(选择性映射、部分传输序

收稿日期: 2014-01-08; 修回日期: 2014-05-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61370012); 中央高校基本科研基金资助项目(ZYGX2012J141)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61370012); Fundamental Research Funds for the Central Universities (ZYGX2012J141)

列)。其中, 选择性映射(SLM, selected mapping)^[3]和部分传输序列(PTS, partial transmit sequence)^[4]是研究得最多且最有效的方法。传统 SLM 算法(C-SLM, conventional SLM)核心思想是将频域信号乘以不同的相位旋转因子后单独经过快速傅里叶变换(IFFT, inverse fast Fourier transform)调制得到多个具有不同 PAPR 的时域信号, 选择 PAPR 最小的序列传输。C-SLM 算法能显著降低 MIMO-OFDM 信号的 PAPR, 但每个备选序列都要由 IFFT 调制得到, 系统的计算复杂度较高。

文献[5]提出联合空频分组编码(SFBC, space frequency block coding)和交织分割的方式来减少 IFFT 运算次数, 并通过分块和奇偶部分交换的方式产生更多的备选序列。这种方法虽然能够降低系统的 PAPR, 但奇偶变换带来了额外的边带信息。文献[6]提出了利用 SFBC 编码和 IFFT 性质, 通过信号奇偶运算和循环移位来降低计算复杂度。文献[7,8]提出了一些改进的低复杂度 SLM 算法, 其主要的思想是在频域内将 MIMO-OFDM 信号划分为多个子块来减少 IFFT 运算次数, 文献[9]提出了每根天线单独采用不同的相位旋转得到多个序列之后进行 IFFT 调制得到多个时域信号, 再将时域信号两两组合得到更多备选序列, 文献[10,11]提出了基于时域循环移位和天线子块之间的交换等方法来产生多个不同 PAPR 的备选序列, 这种方法虽然能够有效降低系统的 PAPR, 但接收端需知道发射端哪些子块被交换才能恢复出原始信号。

本文提出的基于信号时域循环移位和信号联合的 SLM(CSC-SLM, cyclic shift and combination SLM)方法, 是在原始信号通过 IFFT 操作后进行处理, 产生更多备选序列仅仅需要信号的循环移位和天线之间信号加减操作。以 2 根发射天线为例, 原始频域信号进行 IFFT 调制得到时域信号后进行不同长度的循环移位, 不同天线的循环移位信号进行加减操作得到 2 个新序列, 循环移位序列和加减得到的新序列组成了一个备选信号集合, 其中任意 2 个序列都包含了原始信号的全部信息, 可以从中选择 PAPR 性能最好的 2 个序列传输。因此本文提出的方法, 发射端只需一次 IFFT 运算和少量的复数加法运算就可以得到多个具有不同 PAPR 的序列集合, 减小了计算复杂度; 接收端通过比较反向旋转序列与其最近信号星座点的距离来恢复原始信号, 只需传输备选集合中信号的选择情况, 边带信息一

定, 实现了半盲检测。

2 MIMO-OFDM 系统的基本概念

假设 MIMO-OFDM 系统中发射天线数目为 N_t , 第 i 根发射天线频域信号 $X_i=[X_i(0), X_i(1), \dots, X_i(N-1)]$, 其中, N 为子载波数。过采样信号 X_i 经过 IFFT 调制得到时域信号

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

其中, L 为过采样因子。OFDM 信号的峰均功率比定义为

$$\text{PAPR}(x_i) = 10 \lg(\max[|x_i(n)|^2]/E[|x_i(n)|^2]) \quad (2)$$

其中, $|x_i(n)|^2$ 表示信号瞬时功率, $\max[\cdot]$ 表示求信号的峰值功率, $E[\cdot]$ 表示求信号的平均功率, MIMO-OFDM 系统的 PAPR 定义为

$$\text{PAPR}(x) = \max\{\text{PAPR}(x_1), \dots, \text{PAPR}(x_{N_t})\} \quad (3)$$

一般使用互补累积分布函数(CCDF, complementary cumulative distribution function)表示 PAPR 超过某一门限值 PAPR_0 的概率

$$\text{CCDF}(\text{PAPR}(x)) = P_r(\text{PAPR}(x) > \text{PAPR}_0) \quad (4)$$

3 SLM 算法的基本思想

3.1 C-SLM 算法

假设 C-SLM 算法相位因子 $P=[P_{i1}, P_{i2}, \dots, P_{ik}]$, X_i 与第 k 种相位因子 P_{ik} 相乘得到不同的备选序列, 其中, 相位因子 $P_{ik}=[p_{ik}(0), p_{ik}(1), \dots, p_{ik}(N-1)]$ 。

$$X_{ik} = \sum_{n=0}^{N-1} p_{ik}(n) X_i(n) = P_{ik} X_i \quad (5)$$

其中, X_{ik} 表示原始信号 X_i 与相位因子 P_{ik} 相乘得到的信号。 X_{ik} 经过 IFFT 调制得到时域备选信号

$$x_{ik} = \text{IFFT}[X_{ik}] \quad (6)$$

由图 1 可知, 当 C-SLM 算法每根天线有 K 种不同相位因子 P 时, 可以得到 K 种不同的备选序列。

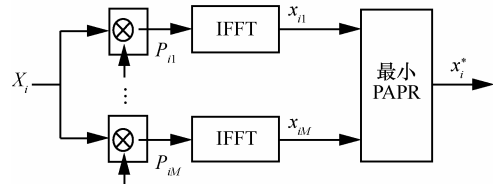


图 1 C-SLM 算法的发送端

按式(2)分别计算每个备选序列的 PAPR, 记为 $\text{PAPR}[x_{ik}]$, 然后在 K 种备选序列的 PAPR 中选择最

小的一个作为天线的 PAPR, 记为 $\text{PAPR}[x_i]$

$$\text{PAPR}(x_i) = \min\{\text{PAPR}[x_{i1}], \dots, \text{PAPR}[x_{iK}]\} \quad (7)$$

所有天线中的 PAPR 中选择一个最大值作为系统的 PAPR

$$\text{PAPR}(x) = \max\{\text{PAPR}(x_1), \dots, \text{PAPR}(x_{N_t})\} \quad (8)$$

综上所述, C-SLM 算法中, 每根发射天线都从多个备选序列中选择 PAPR 最小的序列传输, 从而 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 得到抑制。备选序列数越多时, MIMO-OFDM 系统的 PAPR 越有可能降低, 但每个备选序列都需要 IFFT 调制得到, 计算复杂度较高, 且相位因子 P 一般作为边带副信息传输, 备选序列较多时需要传输较多的边带信息, 边带副信息的比特能量要明显高于信号能量才能保证其正确接收, 降低了系统的频带利用率。

3.2 CSC-SLM 算法

本文提出的 CSC-SLM 算法基本思想是: 在发射端, 每根天线的原始频域信号直接通过 IFFT 模块得到时域序列, 时域序列进行不同长度的循环移位操作后再进行天线间信号的加减操作, 每次循环移位后的序列与加减得到的序列组成一个序列集合, 每个集合中选出 2 个 PAPR 性能最好的序列, 最后在所有的集合中选择出 PAPR 最好的 2 个序列为传输序列; 在接收端, 根据发射端集合中的序列选择情况将接收信号恢复得到相应的序列。由于传输信号在发射端经过时域循环移位, 接收端应该对信号进行相应的频域相位旋转, 并计算每个旋转信号的所有频点到离它最近的信号星座图的距离, 选择一个最小的距离对应的序列作为原始序列, 从而实现接收信号的半盲检测。

3.2.1 CSC-SLM 算法的发送端

第 i 根天线上的 MIMO-OFDM 信号 X_i 经过 IFFT 调制得到时域信号 x_i , 对信号 x_i 进行如下操作

$$x(k) = \alpha_k(i) \sum_{i=1}^{N_t} ax_i \quad (9)$$

其中, $x(k)$ 表示由多天线信号处理算法得到的新序列, 参数 a 的取值为 $[0, \pm 1]$, $\alpha_k(i)$ 表示功率归一化因子。

当 $N_t=2$ 时, 对于总功率受限的系统 $\alpha_k(i)=\sqrt{1/2}$, 这保证了长时期内, 传输信号的总功率和选择原始信号的总功率一致, 而对于单天线功率受限的系统^[12], 则需要选择合适的 $\alpha_k(i)$, 这时本文算法仍然能够适用, 但 $\alpha_k(i)$ 不再是一常数, 这也是单功率受限系统的困难所在。对于总功率受限系统, 经过式(9)可以得到一组序列集合, 如集合 $S(1)$, 具体如图 2 所示, 不失一般性, 框图中 Circle shift(1) 通常选择循环移位长度为 0(即原始信号)。

$$S(1) = [x_1 \quad x_2 \quad \sqrt{1/2}(x_1 + x_2) \quad \sqrt{1/2}(x_1 - x_2)] \quad (10)$$

$S(1)$ 的 4 个序列显然具有不同的 PAPR。值得注意的是, 本文舍弃了式(9)中其他一些可能构成的序列, 例如 $[-x_1 - x_2 \quad \sqrt{1/2}(x_2 - x_1) - \sqrt{1/2}(x_1 + x_2)]$ 等, 这些序列与前面给出的 4 个序列有相同的 PAPR。 $S(1)$ 中的 4 个序列两两组合可以得到 $C_4^2=6$ 组不同的组合情况, 分别计算出这 6 种组合的 PAPR, 选出 PAPR 最小的一组作为这个集合的备选传输序列, 其 PAPR 记为 $\text{PAPR}[S(1)]$, 同时这个选择情况作为边带信息 SI。图 3 给出了子载波数 $N=256$ 、过采样率 $L=1$ 时, 集合 $S(1)$ 中序列的幅度分布情况。

图 3 可知, 某次传输中原始序列 x_1 和 x_2 通过加减得到的新序列具有更小的峰值。因此, 选择新序

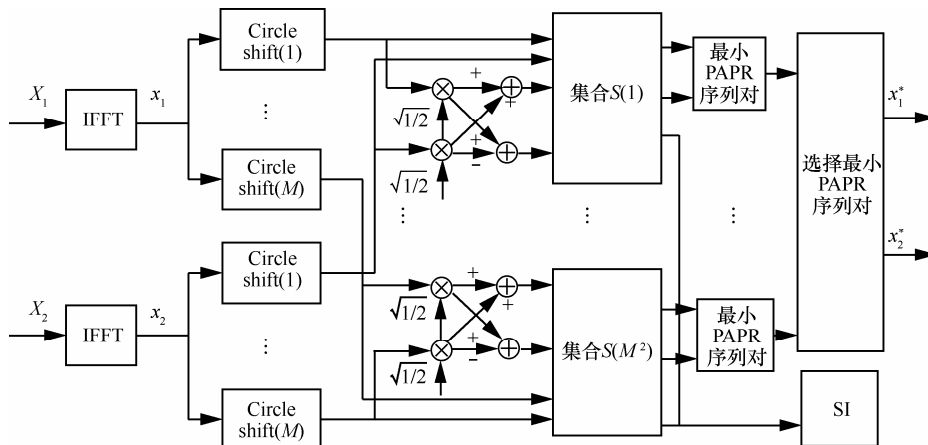


图 2 CSC-SLM 算法发射端

列能够有效降低系统的 PAPR，其具体 PAPR 性能及分析将在仿真部分给出。

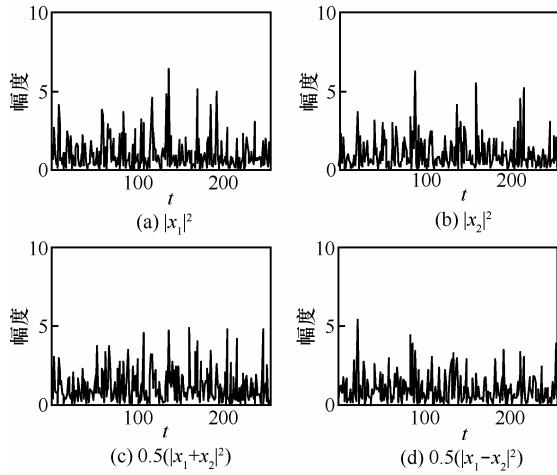


图 3 备选序列集合的幅度分布情况

为了得到更多具有不同 PAPR 的备选序列集合，将天线信号 x_i 进行更多不同长度的循环移位。对于第 1 根天线，假设某次循环移位长度为 u_{12} ，则移位后的信号表示为

$$x_1(u_{12}) = \text{circshift}(x_1, [0, u_{12}]) \quad (11)$$

移位信号 $x_1(u_{12})$ 和信号 x_2 运用式(9)得到另一个的备选序列集合

$$S(2) = [x_1(u_{12}) \ x_2 \ \sqrt{1/2}(x_1(u_{12}) + x_2) \ \sqrt{1/2}(x_1(u_{12}) - x_2)] \quad (12)$$

由于时域信号的循环移位并不能改变信号的 PAPR， $S(2)$ 中第 1 种序列组合 $[x_1(u_{12}) \ x_2]$ 与 $S(1)$ 中的序列组合 $[x_1 \ x_2]$ 具有相同的 PAPR，因此 $S(2)$ 中的序列组合与 $S(1)$ 中不同的只有 $C_4^2 - 1 = 5$ 种。同 $S(1)$ ，可得到 $S(2)$ 的 2 个具有最小 PAPR 的备选序列以及这个集合的最小 PAPR，记为 $\text{PAPR}[S(2)]$ 。假设第 i 根天线信号的循环移位长度向量为 $U_i = [u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iM}]$ ，其中， M 为循环移位次数，经过式(11)和式(12)，总共可以得到 M^2 种备选序列集合，其备选集合情况如表 1 所示。

分别计算出这 M^2 组集合的最小 PAPR，并选择最小的一个作为算法最优的 PAPR

$$\text{PAPR}(S) = \min\{\text{PAPR}[S(1)], \dots, \text{PAPR}[S(M^2)]\} \quad (13)$$

最小 PAPR 所在的集合中选择 PAPR 性能最好的 2 个序列进行 STBC 传输，记为 $[x_1^*, x_2^*]$ ，文献[13]给出了编码矩阵

$$G = \begin{bmatrix} x_1^* & x_2^* \\ -(x_1^*)^H & (x_2^*)^H \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中， $(\cdot)^H$ 表示取复共轭操作，第 1 个 OFDM 符号周期天线一、二分别发送 $[x_1^*, x_2^*]$ ，第 2 个 OFDM 周期分别发送 $[-(x_2^*)^H, (x_1^*)^H]$ 。

以上是 MIMO-OFDM 系统中当 $N_f=2$ 时的 PAPR 抑制处理。当 $N_f=3$ ，由式(9)可以得到 $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ \sqrt{1/3}(x_1+x_2+x_3) \ \sqrt{1/3}(x_1-x_2+x_3) \dots]$ 等多个不同的序列集合，每根天线的信号再经过不同长度的循环移位可以得到更多的备选序列集合。

对于 $N_f \geq 4$ 的 MIMO-OFDM 系统，可以将其分组，则运用 2 根或 3 根天线的 CSC-SLM 方法，通过降低天线组的 PAPR 来降低整个 MIMO-OFDM 系统的 PAPR，虽然这种拓展不是所有天线联合起来考虑，但本文提出的 CSC-SLM 方法充分利用信号的时域循环移位和天线间信号处理来产生更多的备选序列集合，因此每个天线组能得到很好的 PAPR 性能，从而整个系统的 PAPR 也能得到很的抑制。

3.2.2 CSC-SLM 算法的接收端

由表 1 可知，传输信号是某个集合 $S(m)$ 中选择出的 2 个 PAPR 最好的序列。假设某次传输序列为 $S(1)$ 中的第 2 种序列组合

$$[x_1^* \ x_2^*] = [x_1 \ \sqrt{1/2}(x_1 + x_2)] \quad (15)$$

传输信号和原始信号之间的关系为

$$[x_1^* \ x_2^*] = [x_1 \ x_2] h(2) \quad (16)$$

其中， $h(2) = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1/2} \\ 0 & \sqrt{1/2} \end{bmatrix}$ ，信号 $[x_1^*, x_2^*]$ 只需乘以

$[h(2)]^{-1}$ 就可以得到信号 $[x_1, x_2]$ 。由式(10)分析，除 $S(1)$ 有 6 种组合外，其他 $S(m)$ 只有 5 种组合。因此 $S(1)$: $[h(l) \ 1 \leq l \leq 6]$ ，其他 $S(m)$: $[h(l) \ 1 \leq l \leq 5]$ 。

表 1

备选序列集合

集合	集合元素			
$S(1)$	x_1	x_2	$\sqrt{1/2}(x_1+x_2)$	$\sqrt{1/2}(x_1-x_2)$
$S(2)$	$x_1(u_{11})$	x_2	$\sqrt{1/2}(x_1(u_{11})+x_2)$	$\sqrt{1/2}(x_1(u_{11})-x_2)$
$S(M^2)$	$x_1(u_{1M})$	$x_2(u_{2M})$	$\sqrt{1/2}(x_1(u_{1M})+x_2(u_{2M}))$	$\sqrt{1/2}(x_1(u_{1M})-x_2(u_{2M}))$

信号 $[x_1^*, x_2^*]$ 通过信道后,接收信号先通过 FFT 调制模块得到频域信号 $[R_1, R_2]$, 其接受信号的形式可以表示为

$$\begin{cases} R_1 = H_{11}X_1^* + H_{12}X_2^* + N_1 \\ R_2 = H_{21}(-X_2^*)^H + H_{22}(X_1^*)^H + N_2 \end{cases} \quad (17)$$

其中, $[X_1^*, X_2^*]$ 表示传输信号 $[x_1^*, x_2^*]$ 的频域形式, $H_{ij}(i, j=1, 2)$ 表式传输信道增益, $N_i(i=1, 2)$ 表示信道噪声。对与相邻 OFDM 符号周期的信号一般有: $H_{11}=H_{21}=H_1, H_{12}=H_{22}=H_2$, 由式(17)可以解得具有原始信息的信号 $[Y_1, Y_2]$ 。

如式(15)和式(16)分析, 解出的信号 $[Y_1, Y_2]$ 要乘以一个发射端天线备选信号集合的组合情况 $[h(l)]^{-1}$ 才能得到相应的发射信号形式

$$[X_1^* \ X_2^*] = [Y_1 \ Y_2]h(l)^{-1} \quad (18)$$

其中, $[X_1^*, X_2^*]$ 表示由原始频域信号 $[X_1, X_2]$ 经过相位旋转之后的信号。接收端的信号 $[X_1^*, X_2^*]$ 检测具体步骤如图 4 所示。其中, SI 表示发射端的边带信息 $[h(l)]^{-1}$ 。

为了恢复出原始信号, 必须知道使用了哪个循环移位因子 u_{ik} , 一般可以 u_{ik} 和 $h(l)$ 一起作为边带副信息传输, 接收端可以直接将信号 $[X_1^*, X_2^*]$ 进行反向旋转得到原始信号。而本文提出了一种盲检测的方法来得到移位因子 u_{ik} 。由 FFT 的性质: 信号的时域循环移位对应于频域相位旋转。如图 4 所示, 将频域信号 X_i^* 分别乘以不同的反向旋转因子

$$X'_{ik}(n) = X_i^*(n)e^{j2\pi u_{ik}(n-1)/LN} \quad (19)$$

其中, $X'_{ik}(n)$ 表示第 i 根天线信号 $X_i^*(n)$ 当移位因子 $u_{ik}(u_{ik} \in U_i)$ 反向旋转得到第 n 频点处的信号值。通过

频域信号的反向相位旋转可以得到 M 种反旋转序列, 其中必定存在一个反旋转序列, 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, 反旋转序列可能偏离了原始星座点, 但它的所有频点离其最近星座点的距离之和从概率上讲应该是最小的。因此, 先把反旋转序列的每个频点 $X'_{ik}(n)$ 判定为离它最近的星座点 $X^Q(n)$, 再计算所有频点到 $X^Q(n)$ 的距离之和, 并选择一个最小距离对应的 u_{ik} 作为发射端天线使用的移位因子, 记为 u'_i 。

$$u'_i = \arg \min_{1 \leq k \leq M} \sum_{n=1}^N |X'_{ik}(n) - X^Q(n)|^2 \quad (20)$$

其中, $X^Q(n) \in Q$ (Q 为所选调制方式的信号星座图)。移位因子 u'_i 对应的反向旋转信号 $X'_{ik}(n)$ 作为恢复出的原始信号。

4 复杂度分析

4.1 发射端的复杂度分析

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 $LN/2 \lg LN$ 和 $LN \lg LN$ 。当备选序列数为 K 时, C-SLM 算法每根天线需要 K 次 LN 点的 IFFT 运算得到 K 个时域备选序列, 所需要的复数乘法和复数加法分别为 $KLN/2 \lg LN$ 和 $KLN \lg LN$ 。本文提出 CSC-SLM 算法, 原始频域信号仅仅需要一次 IFFT 运算得到时域信号, 所需要的复数乘法和复数加法分别为 $LN/2 \lg LN$ 和 $LN \lg LN$, 再对时域信号进行不同长度的循环移位和加减操作得到多个备选序列集合, 需要的复数加法为 KLN (2 根天线需要 $2KLN$ 复数加法, 平均每根天线为 KLN), 总共的复数乘法

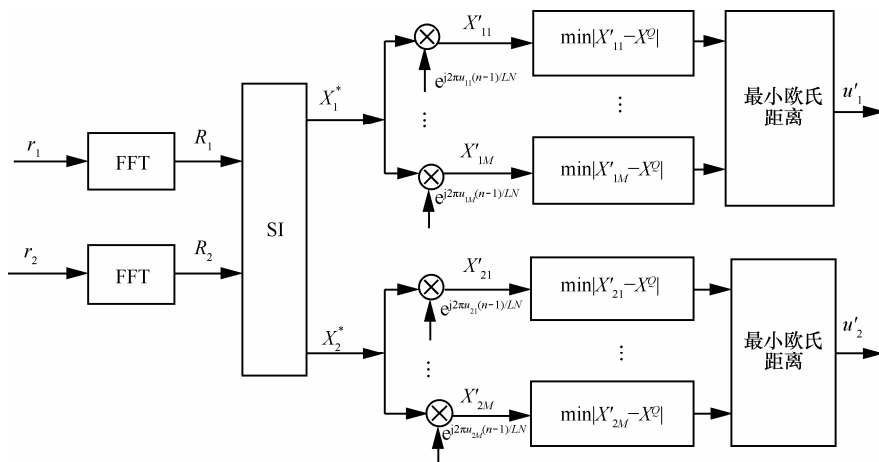


图 4 CSC-SLM 算法的接收端

和复数加法次数为 $LN/2 \lg LN$ 和 $LN(\lg LN + K)$ 。

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(CCRR, computational complexity reduction ratio), 其定义为

$$CCRR = \left(1 - \frac{\text{complexity of CSC-SLM}}{\text{complexity of C-SLM}} \right) \times 100\% \quad (21)$$

表 2 给出了当子载波数 $N=256$ 、过采样率 $L=4$, C-SLM 算法和 CSC-SLM 算法的备选集合数都为 K 时每根天线计算复杂度。

集合数	名称	C-SLM	CSC-SLM	CCRR
$K=9(M=3)$	复数乘	46 080	5 120	88.9%
	复数加	96 160	19 456	79.8%
$K=16(M=4)$	复数乘	81 920	5 120	93.8%
	复数加	163 840	26 624	83.8%

由表 2 可知, 与 C-SLM 算法相比, CSC-SLM 算法能大幅度降低算法的计算复杂度。当备选序列数为 9(循环移位次数 $M=3$), CSC-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 88.9%和 79.8%。值得注意的是, 随着备选序列数的增加, 本文算法降低复杂度的能力还将进一步增大。因此, 本文所提 CSC-SLM 算法在降低复杂度方面有较大的优势。

4.2 接收端的复杂度分析

当发射天线数 $N_T=2$ 、备选序列数为 K 时, C-SLM 算法需要传输的边带副信息为 $2\lg K$ bit; 本文提出的 CSC-SLM 算法, 根据式(18), 需要 $h(l)$ (3 bit)这一边带副信息来恢复得到旋转序列, 若发射端将移位因子 u_i ($\lg K$ bit)也作为边带副信息传输, 则可以直接通过式(19)恢复得到原始信号, 但本文 CSC-SLM 提出了一种盲检测方法恢复 u_i , 具体如图 4 所示。

C-SLM 算法, 接收信号需要一次 LN 点的 FFT 运算得到频域信号, 然后根据接收到的边带信息, 将频域信号直接乘以相应的相位因子恢复得到原始信号, 因此, C-SLM 方法需要的复数乘法和复数加法分别为 $LN/2\lg LN+N$ 和 $LN\lg LN$ 。

而本文提出的 CSC-SLM 算法, 接收信号同样需要一次 LN 点的 FFT 运算得到频域信号, 然后由边带信息按式(16)得到旋转信号。若 u_i 已知, 则直接根据式(19)乘以反向旋转因子得到原始信号, 这时, 接收端的复杂度与 C-SLM 算法相当; 若 u_i 未

知, 则需要 M 次 LN 点复数乘法实现信号的反相位旋转, MN 次复数加法和 MN 次复数乘法实现反转序列与对应的调制信号星座点的距离判断来恢复得到移位因子, 因此, 本文提出的 CSC-SLM 算法接收端总共需要的复数乘法和复数加法次数分别为 $LN/2\lg LN+MN(L+1)$ 和 $LN\lg LN+MN$ 。

从前面的分析可知, 相对于发射端备选序列集合数为 M^2 增长, 接收端的计算复杂度随 M 线性增加。例如, 当循环移位数 $M=3$ 和 $M=4$ 时, 备选序列集合数分别达到了 9 和 16。因此, 本文算法在发射端 PAPR 性能和接收机复杂度上可以实现动态选择, 在接收机复杂度要求较低时, 可以选择较小的 M 使得计算最小距离次数较少, 这时系统的 PAPR 性能有所下降; 反之, 可以选择较大的 M , 使得系统具有较好的 PAPR 性能。

5 仿真结果与分析

本节仿真给出了调制方式为四相相移键控(QPSK, quaternary phase shift keying)、子载波数为 256、4 倍过采样、仿真次数为 10^5 时, CSC-SLM 算法选择不同的循环移位因子对 PAPR 性能的影响及分析, 以及典型算法的 PAPR 和比特误码率(BER, bit error rate)性能及分析。

5.1 循环移位因子的选择及分析

由式(10)~式(12)可知, 当 2 根天线的移位因子相同时, 集合中的一些序列组合具有相同的 PAPR, 例如, 当 2 根天线的循环移位因子为 $[0, u_{12}]$ 时, 得到 2 个备选序列集合为

$$\begin{cases} [x_1 & x_2 \sqrt{1/2}(x_1+x_2) & \sqrt{1/2}(x_1-x_2)] & (22a) \\ [x_1(u_{12}) & x_2(u_{12}) \\ \sqrt{1/2}(x_1(u_{12})+x_2(u_{12})) & \sqrt{1/2}(x_1(u_{12})-x_2(u_{12}))] & (22b) \end{cases}$$

由式(22b)的 2 根天线信号的不同长度的循环移位再加减操作可以写成先进行信号的加减再进行循环移位

$$[x_1(u_{12}) \ x_2(u_{12}) \ \sqrt{1/2}(x_1+x_2)(u_{12}) \ \sqrt{1/2}(x_1-x_2)(u_{12})] \quad (23)$$

显然式(23)中的序列与式(22a)的序列具有相同的 PAPR。因此, 当 2 根天线的循环移位长度相同时, 组合得到的某些序列集合和原始序列集合具有相同的 PAPR, 选择这样的循环移位因子成了计算的重复, 图 5 给出了移位向量 U 相同和不同时的 PAPR 性能。

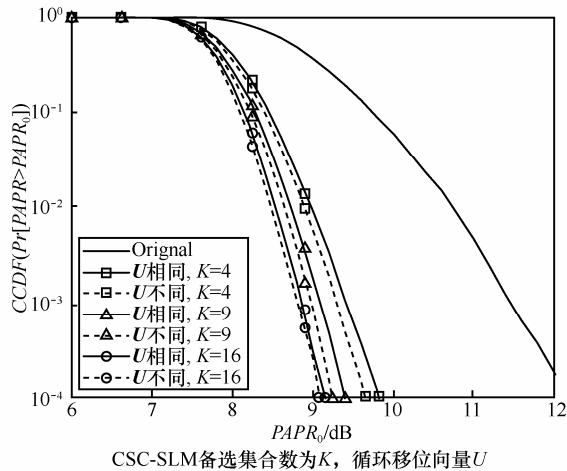
图5 U 不同和 U 相同PAPR性能

图5给出了不同的备选序列集合数且循环移位因子相同和不同时的PAPR性能。当备选集合数 $K=9$ (循环移位次数 $M=3$)时,在 $CCDF=0.1\%$ 处,CSC-SLM算法在循环移位向量 U 相同和不同时的PAPR分别达到了9.1 dB和9 dB,移位因子不同时的PAPR性能比移位因子相同时的好0.1 dB左右,这说明选择不同的 U 能有效地避免计算重复,提高算法的PAPR抑制性能。

5.2 CSS-SLM算法的PAPR性能及分析

图6给出了C-SLM算法和本文提出CSC-SLM算法的PAPR性能曲线。当备选序数 $K=9$ 时,C-SLM算法和CSC-SLM算法都能有效降低系统的PAPR,在 $CCDF=0.1\%$ 处,CSC-SLM算法和C-SLM算法的PAPR分别为9 dB和8.8 dB,CSC-SLM算法比C-SLM算法差0.2 dB。

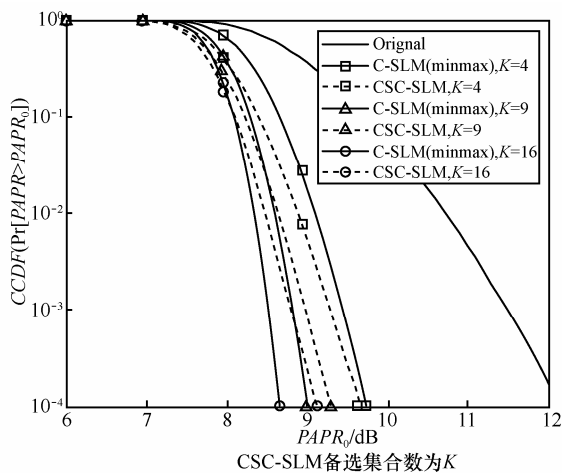


图6 C-SLM和CSC-SLM的PAPR曲线

产生上述性能差异原因在于:C-SLM算法先是在频域范围内进行操作,MIMO-OFDM信号先与不

同的相位旋转因子相乘再进行IFFT调制得到多个具有不同PAPR时域备选序列。C-SLM算法的相位因子之间一般是统计独立的,与原始信号序列相乘得到的新序列也是独立的,其PAPR抑制性能较好,但产生的时域备选序列都需要IFFT操作,系统的计算复杂度高。而本文CSC-SLM方法是一次IFFT运算将原始频域信号调制到时域,再利用信号不同长度的循环移位和天线之间信号的加减操作来得到更多备选信号集合,这些信号集合之间存在一定的相关性,因此在抑制PAPR性能上会稍差于C-SLM算法。但本方法的主要优点是只需要一次IFFT运算及时域信号加减操作,在产生相同数量的备选序列情况下,与C-SLM算法相比,大大降低了计算复杂度。

5.3 BER性能及分析

为了验证本文提出的CS-SLM算法的BER性能,本文仿真了2种信道模型下的BER性能。信道1:平坦瑞利信道,其中信道增益 $H_i(i=1,2)$ 为单位增益的复高斯过程;信道2:LTE中EVA70信道,其参数:抽头时延为0 ns、30 ns、150 ns、310 ns、370 ns、710 ns、1 090 ns、1 730 ns、2 510 ns,相应的抽头功率为0 dB、-1.5 dB、-1.4 dB、-3.6 dB、-0.6 dB、-9.1 dB、-7.0 dB、-12.0 dB、-16.9 dB。 $N_i(i=1,2)$ 为复高斯噪声。仿真结果如图7所示。

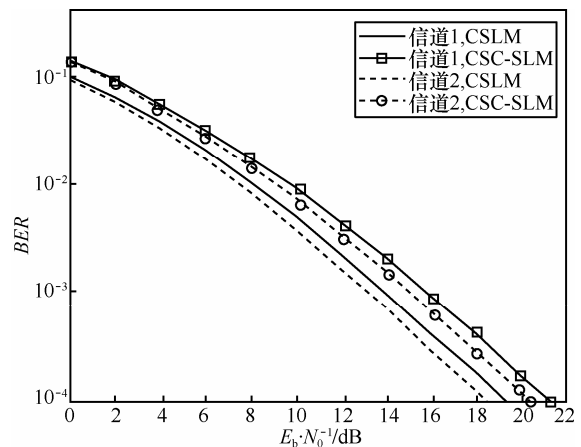


图7 C-SLM和CSC-SLM的BER曲线

由图7可以看出,本文提出的半盲检测方法的系统BER性能曲线与已知边带信息的C-SLM算法的BER性能曲线基本趋势是一致的。以信道1为例,本文提出的CSC-SLM算法的BER性能比C-SLM算法差2 dB。这是因为假设调制方式为QPSK,C-SLM方法的信号每个频点的功率都为1,

而本文提出的方法由于使用了信号的加减, 这样的操作使得传输信号的方差要大一些, 因此本文提出的半盲检测方法接收端的 BER 性能稍差, 但本文提出的半盲检测方法所需要边带信息一定, 不随备选序列集合数的增加而增加, 有效地提高了频谱利用效率。

6 结束语

本文提出的 CSC-SLM 算法核心思想是: 在发送端, 利用信号的时域循环移位得到多个信号序列, 再将 2 根天线的多个循环移位信号分别进行相加或相减运算得到更多具有不同 PAPR 的备选序列, 每次循环移位序列和加减操作得到的新序列组成了一个信号集合, 最后从多个信号集合中选择出 PAPR 最小的序列传输。每根天线只需一次 IFFT 运算及信号的加减操作就可得到多个具有不同 PAPR 的序列集合, 大大降低了计算复杂度。在接收端, 先由发送端集合中序列选择情况这一边带副信息来恢复得到每根天线的旋转信号, 再比较反向相位旋转信号与到最近星座点距离来恢复出原始信号。因此, 本方法只需少量的边带副信息就能恢复出原始信号, 节省了频谱资源。

参考文献:

- [1] 王革思, 朱润光, 周忠斌. 一种抑制 MIMO-OFDM 峰均比的联合算法[J]. 应用科技, 2011, 38(5):43-46.
WANG G S, ZHU R G, ZHOU Z B. A union algorithm for PAPR reduction in MIMO-OFDM systems[J]. Applied Science and Technology, 2011, 38(5):43-46.
- [2] SGHAIER M, ABDELKEFI F, SILALA M. Efficient embedded signaling through alamouti STBC precoders in MIMO-OFDM system[A]. IEEE Wireless Communication and Networking Conference[C]. Shanghai, 2013. 4053-4058.
- [3] LEE Y L, YOU Y H, PAIK J H. Peak to average power ratio in MIMO-OFDM systems using selective mapping [J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12): 575-577.
- [4] SUBAN A, BRINTHA R, GAYATHRI M. Comprehensive analysis of MIMO-OFDM with PAPR reduction using PTS[A]. 2012 IEEE Students Conference on Electrical, Electronics and Computer Science[C]. Bhopal, 2012.1-4.
- [5] ZORAN L, YEHESEKEL 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.

- [6] 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.
- [7] ARUNJEEVA L, ARUNMOZHI S. A novel complexity PAPR reduction scheme for MIMO-OFDM systems[A]. IEEE International Conference on Advances in Engineering, Science and Management, Nagapattinam[C]. 2012.88-93.
- [8] 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.
- [9] 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, China, 2012.197-202.
- [10] TAN M Z, LATINOVIC Z, YEHESEKEL B N. STBC MIMO-OFDM peak-to-average power ratio reduction by cross-antenna rotation and inversion[J]. Communications Letters, 2005, 9(7): 592-594.
- [11] 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.
- [12] KIM T M, SUN F, PAULRAJ A J. Low-complexity MMSE precoding for coordinated multipoint with per-antenna power constraint[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(4):395-398.
- [13] 邵朝. MIMO 系统与空时编码-分集的理论与实践[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013: 118-121.
SHAO Z. MIMO System and STC: The Theory and Practice of Diversity[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013. 118-121.

作者简介:



胡武君 (1989-), 男, 湖南益阳人, 电子科技大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 抑制。



杨霖 (1977-), 男, 四川珙县人, 电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线移动通信、现代通信中的信号处理。