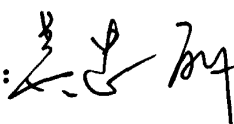




本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：
日期：2009 年 1 月 9 日

东华大学学位论文版权使用授权书

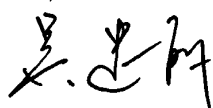
学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权东华大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 ____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

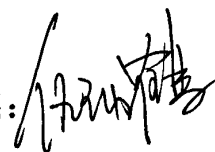
不保密 ☐。

学位论文作者签名：



日期：2009年1月9日

指导教师签名：



日期：2009年1月10日

MIMO-OFDM 系统中降低峰均比技术的研究

摘 要

多输入多输出(MIMO)技术充分开发空间资源,利用多个天线实现多发多收,在不增加频谱资源和天线发送功率的情况下,可以成倍地提高信道容量。正交频分复用(OFDM)技术是多载波窄带传输的一种,其子载波之间相互正交,可以高效地利用频谱资源。两者结合构成的 MIMO-OFDM 系统,技术上相互补充,可以充分利用时间、频率和空间三种分集技术,使无线系统对噪声、干扰、多径的容限大大增加, MIMO-OFDM 在提高无线链路的传输速率和可靠性方面具有巨大潜力,这些优点使 MIMO-OFDM 系统成为第四代移动通信系统的热点技术。

MIMO-OFDM 系统由于多载波调制,存在很高的峰值平均功率比(PAPR)。当信号通过功率放大器等非线性器件时,要求功放具有很大的动态范围,否则会产生非线性失真,造成子信道间的相互干扰和带外辐射,大大降低 MIMO-OFDM 系统的性能,限制了 MIMO-OFDM 系统的实际应用。因此有必要进行 MIMO-OFDM 系统 PAPR 降低技术的研究。

本文对降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的算法进行研究,主要工作如下:

1、分析了降低 MIMO-OFDM 系统峰均功率比中有代表性的算法,选择映射(SLM)法和部分传输序列(PTS)法;并针对独立的 SLM、PTS 算法计算复杂度大的问题,充分挖掘 MIMO-OFDM 系统本身的特性,利用 STBC MIMO-OFDM 系统中两根发射天线上的数据具有相同的 PAPR 这一特性,对独立的 SLM、PTS 算法进行改进,提出了改进的并行 SLM(Concurrent SLM, CSLM)、并行的 PTS(Concurrent PTS, CPTS)算法。MATLAB 仿真证明改进的 CSLM、CPTS 算法具有与独立的 SLM、PTS 近似的性能,但系统运算量降低了将近一半。

2、在充分挖掘天线和频域子块所能提供的附加自由度的基础上,提出了一种降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的新算法--空频旋转取反算法(SFPI);并在此基础上提出了三种次最优方案:逐次次最优空频旋转取反算法(SS-SFPI),级联随

机次最优空频旋转取反算法(SRS-SFPI), 以及随机次最优空频旋转算法(RS-SFPI), 进一步降低了系统复杂度; 同时证明了等幅零自相关序列(CAZAC)的特性, 利用 CAZAC 矩阵变换降低 PAPR, 提出了 SFPI-CAZAC 矩阵变换联合算法进一步降低 PAPR。MATLAB 仿真证明所提算法可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, 性能均优于天线旋转取反 (CARI) 算法, 且次优算法在有效降低 PAPR 的同时具有较低的系统复杂度。

3、以一个时隙内的多个符号为单位, 充分挖掘空间、时间和频率三维方向上的自由度, 提出了空时频旋转取反(STFPI) 算法降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。为降低系统的复杂度, 提出了一种次优算法即随机空时频旋转取反算法(RS-STFPI), 该算法可以大大减少边带信息的传输。通过仿真证明, 所提算法能有效降低系统的 PAPR, 同时兼具较低的系统复杂度。

关键词: 多输入多输出, 正交频分复用, 峰均功率比, 空频天线旋转取反, 空时频天线旋转取反

THE RESEARCH ON REDUCING PAPR OF MIMO-OFDM SYSTEM

ABSTRACT

Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) technology fully develops spatial resources by using multiple antennas to realize multiple input and multiple output. It can highly enhance the channel capacity without increasing spectral resources and the transmit power of antennas. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technology is a multi-carrier narrow-band transmission, whose subcarriers are orthogonal, can make use of frequency spectrum resources efficiently. Taking full advantage of time, frequency and space diversity, the combination of MIMO and OFDM can increase the tolerance of wireless communication systems to noise, interference and multipath. MIMO-OFDM has become a promising candidate for high performance 4G broadband wireless communications because of its potential for achieving higher data rate and providing more reliable reception performance.

There is a prohibitively large Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of MIMO-OFDM for its multi-carrier modulation. When signal through non-linear devices, such as power amplifiers, it requires the amplifier with a large dynamic range, or it will result in a nonlinear distortion and spectral growth of OFDM signals in the form of inter-channel interference and out-of-band radiation, greatly reduces the performance of MIMO-OFDM systems. High PAPR makes many restrictions to practical application of MIMO-OFDM. It is therefore necessary to research on PAPR reduction methods for MIMO-OFDM.

PAPR reduction algorithms for MIMO-OFDM systems are researched in this

paper, and the main innovations and contributions are as follows:

Firstly, the representative algorithms such as Selective Mapping (SLM) method and Partial Transmit Sequence (PTS) method are analysed, and the improved methods named concurrent SLM (CSLM) and concurrent PTS (CPTS) are proposed to reduce the high complexity of independent SLM (ISLM) and independent PTS (IPTS) by exploiting the characteristics of MIMO-OFDM systems and investigating the two antennas have the same PAPR of Space Time Block Code (STBC) MIMO-OFDM systems. MATLAB simulation proves that the proposed CSLM and CPTS have similar performance as ISLM and IPTS separately, but almost half of the computational complexity can be reduced.

Secondly, a novel method to reduce PAPR of MIMO-OFDM systems is proposed. This method applies space and frequency two-dimensional subblock permutation and inversion to MIMO-OFDM signals based on STBC, makes full use of additional freedom degrees provided by space and frequency dimension. Three suboptimal schemes, termed successive suboptimal SFPI (SS-SFPI), successive-random suboptimal SFPI (SRS-SFPI) and random suboptimal SFPI (RS-SFPI) are presented to reduce the complexity of the proposed scheme. Then the autocorrelation properties of Constant Amplitude Zero Auto Correlation (CAZAC) sequence is proofed, and CAZAC matrix transform is introduced to reduce PAPR. Joint SFPI and CAZAC algorithm is proposed to further reduce PAPR. Simulation results show that these proposed methods can provide better PAPR reduction performance than Cross-Antenna Rotation and Inversion (CARI), and the suboptimal schemes can significantly reduce PAPR on all transmit branches simultaneously with low complexity.

Finally, considering the time degrees of freedom in a practical system with multiple symbols in a timeslot structure are not extensively studied and used for reduction of PAPR, a new algorithm termed as Space-Time-Frequency Permutation and Inversion (STFPI) is proposed based on taking full advantages of three-dimensional degrees of freedom in space, time and frequency. And a suboptimal scheme, that is, random suboptimal Space-Time-Frequency Permutation and

Inversion (RS-STFPI), is introduced to decrease the system complexity with little side information. Simulation results show that the proposed schemes can significantly reduce PAPR for MIMO-OFDM systems with limited complexity.

Wu Zhongli (Telecommunication and Information system)

Supervised by _____

KEY WORDS: multiple-input multiple-output (MIMO), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), peak-to-average power ratio (PAPR), space-frequency permutation and inversion (SFPT), space-time-frequency permutation and inversion (STFPI)

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
目 录	- 1 -
第一章 绪论	1
1.1 MIMO OFDM 系统的技术背景	1
1.2 课题研究现状及主要任务	3
1.3 论文主要工作与章节安排	5
第二章 MIMO-OFDM 系统峰均比问题	7
2.1 MIMO OFDM 系统基本原理	7
2.2 MIMO OFDM 系统 PAPR 分析	13
2.3 本章小结	18
第三章 MIMO-OFDM 系统中 PAPR 降低算法	19
3.1 选择映射 (SLM) 法及改进算法	19
3.2 部分传输序列 (PTS) 法及改进算法	24
3.3 本章小结	28
第四章 SFPI 算法降低 MIMO-OFDM 系统的峰均比	29
4.1 空频旋转取反算法原理	29
4.2 三种次最优空频旋转取反算法	32
4.3 SFPI-CAZAC 联合算法	42
4.4 本章小结	48
第五章 基于 STFPI 算法降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR	49
5.1 基于 STFPI 降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR	49
5.2 仿真分析	53
5.3 本章小结	57
第六章 总结与展望	59
6.1 总结	59
6.2 进一步研究方向	60



附 录	61
攻读硕士学位期间发表论文.....	80
致 谢	81
参考文献.....	82

第一章 绪论

1.1 MIMO OFDM 系统的技术背景

新一代移动通信(B3G/4G)系统将提供高达100Mbit/s,甚至更高的数据传输速率,能够实现全球无缝漫游,支持的业务从语音扩展到数据、图像、视频等多媒体业务,包括实时的流媒体业务。因此,对服务质量和传输速率的要求越来越高,这对移动通信系统的性能提出了更高的要求。下一代移动通信的另一个特点是低成本,这样在有限的频谱资源上实现高速率和大容量,需要频谱效率极高的技术;同时克服高速数据在无线信道下的多径衰落,降低噪声和多径干扰,达到改善系统性能的目的。

多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)^{[1][2]}技术的基本思想是在发射端和接收端采用多个天线。这种技术最早是 Marconi 于 1908 年提出的,它利用多天线抑制信道衰落。MIMO 包括单入多出(SIMO: single-input multiple-output)系统和多入单出(MISO: multiple-input single-output)系统。MIMO 可以简单定义为:在一个任意的无线系统中,链路的发端和收端都使用多天线。每个发射天线上发射的内容不同,且若各发射天线间的信道相互独立,则 MIMO 系统就可以创造多个并行的空间信道,这样各接收天线接收到内容也会不同。MIMO 系统既可以提高数据传输速率,也可以用来提高传输性能。MIMO 的核心思想是:将发射端与接收端天线的信号合并,使每个 MIMO 用户的传输质量——误比特率(BER)或数据速率得到改进,增加运营商收入,提高网络服务质量(QoS)。

不同的天线发送的内容不同,这需要经过特殊的编解码,即空时信号处理。空时编码(Space Time Code)^{[3][4]}技术正是在此基础上发展起来的一种新的编码和信号处理技术,它将信道编码技术与阵列处理技术相结合,大大提高了无线通信系统的容量和传输速率,为解决无线信道的带宽问题提供了一条新的途径。典型的空时编码技术主要有空时分组编码(STBC)和空时网格编码(STTC)。

正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)^{[5][6]}是一种特殊的多载波传输方案。它既可以看作是一种调制方案,也可以被当作是一种复

用技术。其基本思想是将信道分成若干正交子信道，将高速串行数据信号转换成并行的低速子数据流，调制到在每个子信道上进行传输。在 OFDM 中各子载波相互正交，载波之间不会产生相互干扰，这样可以节省保护频带，提高频谱利用率，同时，通过子载波划分，OFDM 可以实现每个子载波上的信号带宽小于信道的相关带宽，这样每个子载波上可看成是平坦性衰落，若采用循环前缀（CP, Cyclic Preamble）作为保护间隔，甚至可以完全消除码间干扰。也就是说，在频域上，OFDM 将宽带频率选择性衰落转换为窄带平坦衰落信道，能有效解决多径衰落问题。由于 OFDM 技术具有频谱利用率高，抗多径干扰与频率选择性衰落能力强，基于离散傅立叶变换（DFT）的 OFDM 快速算法易于实现等特点，目前已成功被数字音频广播（DAB），数字视频广播（DVB），IEEE 802.11a 无线局域网和 IEEE 802.16a 等标准采纳。

理论上来说，作为高速无线局域网核心的 OFDM 技术，只要适当选择各载波的带宽和采用纠错编码技术，多径衰落对系统的影响可以完全被消除。因此如果没有功率和带宽的限制，我们可以用 OFDM 技术实现任何传输速率。而其它技术就不具备这种特性，因为采用其它技术时，当数据速率最终增加到某一数值时信道的频率选择性衰落会占据主导地位，此时无论怎样增加发射功率也无济于事，这正是 OFDM 技术适用于高速无线局域网的原因；但从实际上来说，为了进一步增加系统容量，提高系统传输速率，使用多载波调制技术的无线局域网需要增加载波的数量，而这种方法会造成系统复杂度的增加，并增大系统的带宽，这对今日带宽受限和功率受限的无线局域网系统就不太适合了。MIMO 系统虽然在一定程度上可以利用传播中的多径分量，也就是说 MIMO 可以抗多径衰落，但是对于频率选择性深衰落，MIMO 系统依然是无能为力。而 MIMO 和 OFDM 技术的结合可以很好的解决上述问题：利用 OFDM 技术可将频率选择性深衰落信道转变成多个并行的平坦衰落信道；利用 MIMO 技术在不增加带宽和天线发送功率的情况下，可以成倍地提高通信系统的频谱利用率。如果进一步将其与信道编码技术相结合，可以大大提高通信系统的容量。

研究表明^{[7][8][9]}，在衰落信道环境下，OFDM 系统非常适合使用 MIMO 技术来提高容量。MIMO-OFDM 技术通过在 OFDM 传输系统中采用阵列天线实现空间分集、提高信号质量。它利用了空间、时间和频率三种分集技术，使无线

系统对噪声、干扰、多径的容限大大增加。而且,当信道情况好的时候,可以使用空间复用的编码方式,成倍地提高传输速率。MIMO 和 OFDM 作为 LTE/4G 的核心技术,MIMO 和 OFDM 的结合在提高无线链路的传输速率和可靠性方面具有巨大潜力。目前世界各国都在积极对 MIMO-OFDM 技术展开研究,使之成为无线信道高速数据传输最具希望的解决方案之一,相信 MIMO-OFDM 技术会成为未来宽频领域的关键技术。

1.2 课题研究现状及主要任务

由于 MIMO-OFDM 系统使用 OFDM 调制方式,它在继承 OFDM 调制的诸多优点的同时,也不可避免的存在较高峰值平均功率比 (PAPR, peak-to-average power ratio) 问题,即相对单载波系统而言,发射机输出信号的瞬时值会有较大的波动。这就要求 OFDM 系统内的一些部件如 A/D、D/A 转换器和功率放大器具有很大的线性动态范围;反过来,当峰均比高的信号通过这些部件时会产生非线性失真,导致信号畸变,产生子载波间的互调干扰和带外辐射,破坏子载波的正交性,从而严重影响 MIMO-OFDM 系统的性能。随着 MIMO-OFDM 技术应用范围的扩大,未来对 MIMO-OFDM 系统 PAPR 控制技术的要求也会越来越高。因此我们有必要研究 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 降低算法。

在 MIMO-OFDM 系统中,一种降低 PAPR 的方法是直接将现有的降低 OFDM 系统 PAPR 的方法分别应用到 MIMO-OFDM 系统的每根发射天线上。目前,人们提出了很多降低 OFDM 系统降低峰均比的方法。大致可以分为三类:

- ◇ 第一类是信号预畸变技术,即在信号经过放大之前,首先对功率大于门限值的信号进行非线性畸变,包括限幅(clipping)^{[10][11]}、峰值加窗等操作;
- ◇ 第二类是编码类技术,即避免使用那些会生成大峰值功率信号的编码图样,如采用循环编码方法。这种方法的缺陷在于,可供使用的编码图样数量非常少,特别是当子载波数量较大时,编码效率会非常低;
- ◇ 第三类是信号扰码技术,利用不同的加扰序列对 OFDM 符号进行加权处理,从而选择 PAPR 较小的 OFDM 符号来传输,如选择映射 (SLM) 法^{[12][13][14][15]}和部分传输序列 (PTS)^{[16][17][18][19]}法。

此外,还有一些其他的降低 PAPR 的算法,如矩阵变换法^{[20][21]}, Myonghee

Park 提出的 Hadamard 矩阵变换^[21]法,其基本思想是在发射端 IFFT 变换前乘上 Hadamard 矩阵,降低 IFFT 输入序列的相关性,从而降低 OFDM 系统的峰均比;在接收端 IFFT 后乘上 Hadamard 矩阵的逆矩阵,用于恢复原始信号。但 Hadamard 矩阵变换对输入序列的相关性降低不大,因而对 PAPR 性能的改善有限;动态星座扩展 (Active Constellation Extension, ACE)^[22]、信号空间扩展 (ESPAR)^[23]等。

另外一种方法,是针对 MIMO-OFDM 系统本身的特性,采取更为可行的方法。如 Yung-Lyul Lee 提出的简化的 SLM 方法^[24],在每根天线上使用统一的随机相位序列矢量来进行调制,故每根天线携带有相同的边带信息,从而减少了辅助信息量,但它是损失一部分 PAPR 为代价的。M.Tan 提出的降低 STBC MIMO-OFDM 系统 PAPR 的 CARI (Cross-Antenna Rotation and Inversion) 方法^[25],利用了两天线的 MIMO-OFDM 系统提供的附加空间自由度,获得 PAPR 性能的改善;该算法与简化的 SLM 方法相比具有较好的峰均比性能,每次迭代没有复数乘法运算,但若将该方法直接延拓到更多发射天线的 MIMO-OFDM 系统,并不能充分利用增加天线提供的附加自由度,获得 PAPR 的进一步改善,且仍具有较高的复杂度。Zoran Latinovic 提出的 PII (Polyphase Interleaving and Inversion)^[26]算法,能较好的降低 SFBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR。Ui-Kun Kwon 提出的迭代幅度重构方法(IAR, Iterative Amplitude Reconstruction)^[27],利用限幅降低 STBC/SFBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR,通过在接收端进行迭代幅度重构,以一定的计算量高效的恢复原始信号。此外,还有 Zhefeng Li 提出的利用 Chu 序列降低空时频编码的 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的算法^[28]、SS (Spatial Shifting)^[29]、IASSI (Inter-Antenna and Subblock Shifting Inversion)^[30]等算法。

通过对现有的降低 PAPR 算法的研究可以看出,目前专门针对 MIMO-OFDM 系统中 PAPR 降低算法的研究还是比较少的,现有文献大都把降低 OFDM 系统中 PAPR 的算法直接搬移到 MIMO-OFDM 系统中,很少考虑 MIMO-OFDM 系统本身的特性,还处于非常初始的研究阶段。因此,相对而言,这个研究课题还是比较新颖的。通过对本课题研究状况的分析,可以归纳出在降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 方面的主要研究方向:

- 1) 如何将现有的降低 OFDM 系统峰均功率比的算法有效地运用到 MIMO-OFDM

系统中, 结合 MIMO-OFDM 系统本身特性提出相应的算法是降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的一个重要研究方向。

- 2) 充分挖掘 MIMO-OFDM 系统自身的特性, 研究新的 PAPR 降低算法, 进一步提高 PAPR 的降低效果仍是这个研究领域的一个主要方向, 可以提出全新的算法, 也可以在现有算法的基础上进行改进, 以提高 MIMO-OFDM 系统算法各方面的性能。

1.3 论文主要工作与章节安排

本文在深入研究当前国际上现有的降低峰均功率比算法的基础上, 主要就 MIMO-OFDM 系统中的 PAPR 降低算法进行研究。本论文共分为六章, 具体内容安排如下:

第一章阐述了 MIMO-OFDM 系统的技术背景, 本课题的研究现状和主要任务, 并介绍论文的结构。

第二章研究了 MIMO-OFDM 的 PAPR 问题。首先介绍了 MIMO-OFDM 系统的基本结构; 然后就 MIMO-OFDM 系统高峰均比产生的原因及其对系统性能的影响进行了分析, 给出了峰均比的计算公式; 介绍了降低峰均功率比的经典算法, 包括 OFDM 系统中降低 PAPR 的算法: 信号畸变技术、编码类技术、概率类技术, 两天线 MIMO-OFDM 系统峰均比的天线旋转取反(CARI)算法; 最后分析了两根发射天线的 STBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR 统计特性。

第三章分析了降低 MIMO-OFDM 系统峰均功率比中有代表性的算法, 选择映射法和部分传输序列法; 并针对独立的 SLM(ISLM)、独立的 PTS(IPTS)算法计算复杂度大的问题, 充分挖掘 MIMO-OFDM 系统本身的特性, 分别提出了改进的并行 SLM(CSLM)算法和并行 PTS(CPTS)算法。MATLAB 仿真证明, 改进的算法具有与独立的 SLM、PTS 近似的性能, 但系统运算量降低了将近一半。

第四章在充分挖掘天线和频域子块所能提供的附加自由度的基础上, 提出了一种性能较好的降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的新算法--空频旋转取反算法(SFPI); 并在此基础上提出了三种次最优方案: 逐次次最优空频旋转取反算法, 级联随机次最优空频旋转取反算法, 以及随机次最优空频旋转算法, 进一步降低了系统的复杂度; 同时提出了 SFPI-CAZAC 矩阵变换联合算法, 并对所提算法



进行 MATLAB 仿真，给出了仿真分析和性能比较。

第五章在深入研究 MIMO-OFDM 系统中一个时隙内多个 OFDM 符号所能提供的时间自由度，充分挖掘空间、时间和频率三维方向上的自由度，提出了空时频旋转取反(STFPI) 算法降低 PAPR。同时提出了一种次优算法即随机空时频旋转取反算法，降低系统的复杂度。仿真证明所提算法能有效降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR，同时大大减少了边带信息的发送，具有较低的复杂度。

第六章对论文内容进行了总结，针对论文存在的不足，提出了进一步研究方向。

第二章 MIMO-OFDM 系统峰均比问题

MIMO 技术充分开发空间资源, 在发送端和接收端利用多天线实现多发多收, 在不需要增加频谱资源和天线发射功率的情况下, 可以成倍地提高频谱利用率。MIMO 系统在一定程度上可以利用传播中的多径分量, 即能够抗多径衰落, 但是对于频率选择性深衰落, MIMO 系统依然无能为力。目前, 解决 MIMO 系统中的频率选择性深衰落的方案一般是利用均衡技术和 OFDM 技术。OFDM 可将频率选择性衰落信道等效成若干并行的平坦衰落信道, 不仅为 MIMO 技术在频率选择性衰落信道中的应用创造了条件, 而且极大的简化了信道均衡。OFDM 调制的 MIMO 系统, 即 MIMO-OFDM 系统, 综合了 MIMO 高频谱效率和 OFDM 简化接收机的特点, 受到了广泛的重视, 成为 4G 宽带无线通信系统的热门候选传输方案。但是, 与 OFDM 系统一样, MIMO-OFDM 系统本质上也是多载波结构, 存在高峰均功率比 (PAPR) 问题。

本章首先介绍了 MIMO-OFDM 系统基本原理, 介绍了采用 STBC 编码的 MIMO-OFDM 系统结构; 然后分析了高峰均比产生的原因及其对系统的影响, 并证明了 STBC MIMO-OFDM 系统中, 两根天线上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性。

2.1 MIMO OFDM 系统基本原理

MIMO-OFDM 系统的基本思想是在发射端使用多个发射天线, 将输入数据经过一定的空时/频编码, 经过调制后再从多个发射天线同时发送出去; 在接收端, 各个接收天线接收的信号送入信号检测器中, 经过一定的信号处理, 检测出原始信号。

图 2-1 所示为 N_T 根发射天线, N_R 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统框图。输入数据指的是原始的比特流通过编码映射之后的数据, 输入数据通过串并转换之后进入空时/频编码器, 空时编码之后的数据在各个天线上经过。OFDM 调制之后, 通过 N_T 根发射天线同时发送出去, 在接收端进行 OFDM 解调、空时解码、逆映射等一系列操作恢复原始信号; 也就是说, 在接收端进行相应的逆操作即可。

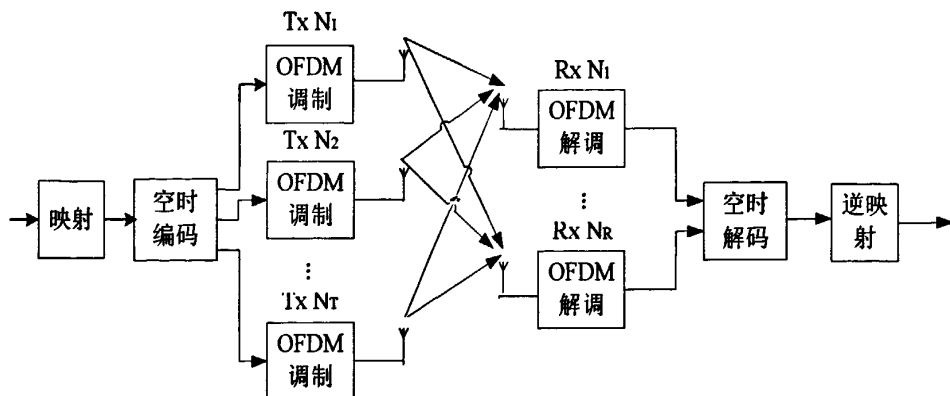


图 2-1 MIMO-OFDM 系统框图

2.1.1 空时编码

空时编码^{[31][32][33]}基本理论自 Tarokh、Seshadri 等人于 1998 年提出后, 空时编码技术和相关的 MIMO 信号处理技术在无线通信领域取得了广泛的应用和飞速的发展。从表面上看, 空时编码并不是直接利用并行信道来获得高频谱利用率的, 而是通过对多个发射天线进行空时联合编码, 然后在接收端利用特殊的信号处理手段获取空间增益和编码增益, 提高系统性能。

空时编码的最大特点是将编码技术和阵列技术有机的结合在一起, 实现了空分多址, 从而提高了系统的抗衰落性能。空时编码技术利用衰落信道的多径传播特点, 以发射分集和接收分集来提供高速率、高质量的数据传输。与不使用空时编码的编码系统相比, 空时编码可以在不牺牲带宽的情况下获得更高的编码增益, 提高了抗干扰和抗噪声的能力, 特别是在无线通信系统的下行 (基站到移动端) 传输中, 空时编码的应用将移动端的设计负担转移到了基站。

空时编码技术最初起源于对发射分集的研究, 现已经开发出许多种空时码, 一个方向是, 通过最大化空间分集提高功率的有效性, 如空时格形编码 (space-time trellis code, STTC)^[34]、空时分组编码 (space-time block code, STBC)^[3]; 另一个方向是, 利用分层的方法增加容量, 如分层空时编码 (Vertical-Bell Laboratories layered space-time, V-BLAST)^[35]。

STBC 利用码字的正交设计原理, 将输入信号编码成相互正交的码字, 在接收端, 利用最大似然检测算法解码出原始信号。由于码字之间的正交性, 接收端在检测信号时, 只需要做简单的线性运算即可。由于 STBC 的译码复杂度低, 并

且能获得最大分集增益，从而引起了通信界的广泛关注。

一般来说，将空时分组码定义为 $N_T \times p$ 的传输矩阵 G 。 N_T 代表发射天线数， p 代表一组编码符号的时间周期数。在每次编码操作中将 k 个符号输入，在 p 个传输周期通过 N_T 根发射天线发射，即每组 k 个符号，每根天线发射 p 个空时符号，则该通用的正交 STBC 原理框图如图 2-2 所示。传输矩阵的 G 元素 $g_{i,j}$ 为 $x_1, \dots, x_k$ 及其共轭 $x_1^*, \dots, x_k^*$ 的线性组合。空时分组码的速率为编码器输入的符号数与每根天线发射的空时编码符号数之间的比率，即 $Rate = k / p$ 。

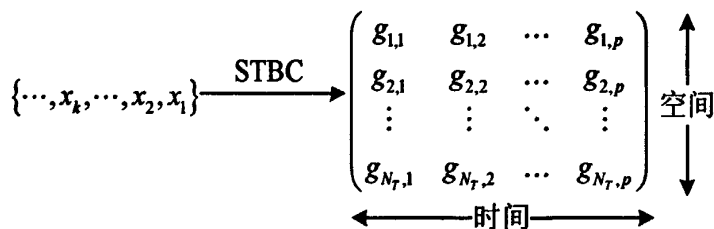


图 2-2 STBC 原理框图

传输矩阵的 G 的第 i 行表示在 p 个传输周期内从第 i 根天线发射的信号，第 j 列表示 j 时刻通过第 n_i 根天线发射的信号。 $g_{i,j} (i = 1, 2, \dots, N_T, j = 1, 2, \dots, p)$ 表示第 i 根天线在时刻 j 发射的信号。

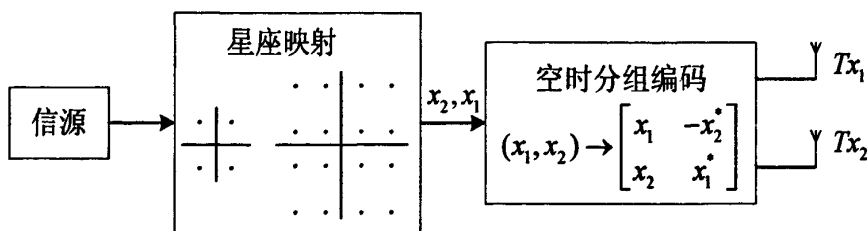


图 2-3 空时分组编码调制发射机框图

下面以两根发射天线，一根接收天线为例来介绍 STBC 的编译码过程。图 2-3 为两天线空时分组编码调制的发射机框图。空时分组编码矩阵 G_2 为

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中， $(\cdot)^*$ 表示共轭。输入序列经过星座映射，得到星座符号 x_1 和 x_2 ，星座符号



进入空时分组编码器编码后, 经由天线发射。即在第一个时隙, Tx_1 和 Tx_2 同时发射符号分别为 x_1 、 x_2 , 在下一时隙, Tx_1 和 Tx_2 上发射符号分别为 $-x_2^*$ 、 x_1^* ; 在接下来的两个时隙期间, x_3 和 x_4 以及它们的共轭以同样的方式传出, 依此类推。表 2-1 列出了符号序列 $\{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, \dots\}$ 在相应时隙上的传输模式。

表 2-1 STBC 信号的传输模式

时隙	1	2	3	4	5	6	...
Tx_1	x_1	$-x_2^*$	x_3	$-x_4^*$	x_5	$-x_6^*$	...
Tx_2	x_2	x_1^*	x_4	x_3^*	x_6	x_5^*	...

假设信道是平坦衰落信道, 令接收天线的信道 h_1 和 h_2 分别是 Tx_1 和 Tx_2 到达同一公共接收天线信道。假设在一帧的时间间隔内信道的复增益是准静态的, 即 h_1 和 h_2 满足

$$h_{i,j}(nT) = h_{i,j}((n+1)T), i=1,2 \quad (2-2)$$

则相邻时隙内的接收信号可写为

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_{11}x_2^* + h_{12}x_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (2-3)$$

式中, $\eta_i, i \in [1,2]$ 服从均值为 0, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

(2-3)式表示成矩阵形式为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (2-4)$$

其中, $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix}$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2]^T$ 。 $\mathbf{H}$ 为等效信道矩阵, 由于发送码元的正交性, 使得该矩阵也是正交的。

对 (2-4) 式两边同时左乘 $\mathbf{H}^{-1}$, 可得

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{r} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1}\boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

其中, $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1, \tilde{x}_2]^T$ 。

从式 (2-5) 可以看出, 由于 G_2 码的正交特性, 采用非常简单的线性变换就可实现发射符号的分离。同时, 系统获得了相当于最大比合并的空间分集, 分集阶数为 2。

上述只是以一根接收天线为例说明了 G_2 码的空间分集特性, 可以推广到一般情况。在发送天线 $N_T = 2$ 、接收天线为 N_R 时所得到的空间分集阶数为 $2N_T$ 。从正交 STBC 设计原则来看, G_2 码属于最优的 STBC, 同时具有满分集阶数、满码率和完全正交的特性, 因而具有非常强的实用性。

2.1.2 STBC MIMO-OFDM 系统结构

前面研究了在平坦衰落信道下的空时分组码性能, 而 MIMO-OFDM 系统利用正交频分技术将频率选择性衰落信道变为多个并行的平坦衰落信道。在频率选择性衰落信道下的空时编码, 利用 OFDM 消除码间干扰。信号经过频率选择性衰落信道, 其中发送端的编码采用空时分组编码器, 而接收端的译码采用空时分组译码器。STBC 与 OFDM 结合不仅可以获得发射和接收分集增益, 而且还可以获得信道的频率选择性带来的分集增益, 具有很好的性能。

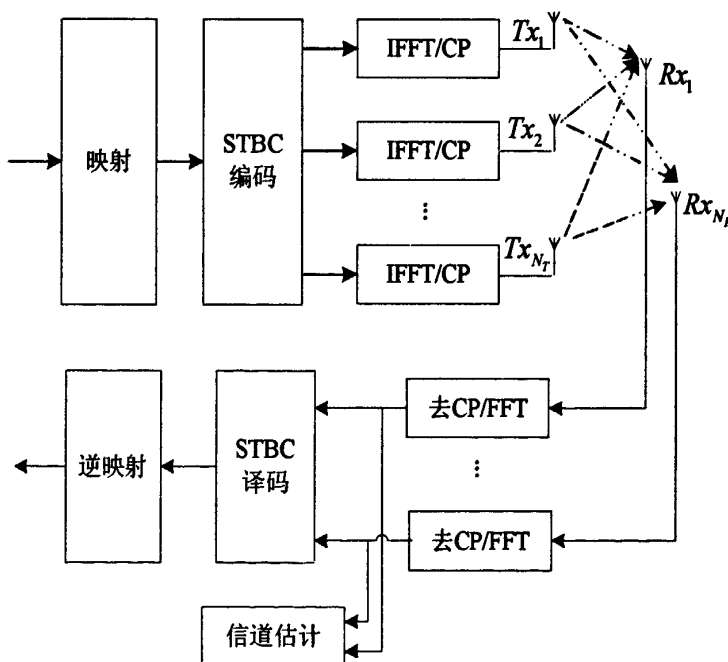


图 2-4 STBC MIMO-OFDM 系统框图



图 2-4 为 N_T 根发射天线, N_R 根接收天线的 STBC MIMO-OFDM 系统^[36]框图。信号经过频率选择性衰落信道, 系统总带宽被划分为 N 个相互重叠的子信道。同时假设空时分组码的码字长度等于 OFDM 的子载波数 N , 每个 STBC 码字包含有 $N_T N$ 个码符号, 在一个 OFDM 码字持续时间内同时发送, 每个码符号用某一天线在某一 OFDM 的子载波上发送。假定衰落是准静态的, 即在 OFDM 的一帧内衰落保持不变, 而且不同的发射天线和接收天线对之间的衰落是不相关的。

在时刻 t , 空时分组编码器对输入的信息序列进行编码输出码字, 即

$$\mathbf{c}' = c'_{10}, c'_{20}, \dots, c'_{N_T, 0}, c'_{11}, c'_{21}, \dots, c'_{N_T, 1}, \dots, c'_{1(N-1)}, c'_{2(N-1)}, \dots, c'_{N_T(N-1)} \quad (2-6)$$

式中, c'_{in} 为 t 时刻在第 i 根发射天线的第 n 个子载波上传输的数据, 是调制星座中的星座点信号。

然后分别对信号点序列 $c'_{10}, c'_{11}, \dots, c'_{i(N-1)}$ 进行 OFDM 调制, 并映射到第 i 根发射天线上, 最后将这些调制信号由第 i 根发射天线在 t 时刻同时发射出去。

为了消除由于信道时延扩展而引起的码间干扰, OFDM 系统中通常引入循环前缀 (CP)。假定 CP 长度大于信道最大时延扩展即 $L_p \geq L$, 且系统收发端完全同步。那么接收天线 j 上的接收信号经信号速率采样、去 CP 及 FFT 解调后的输出为

$$r'_{jn} = \sum_{i=1}^{N_T} H'_{jin} c'_{in} + \eta'_{jn} \quad (2-7)$$

其中, H'_{jin} 为 t 时刻在第 i 根发射天线到第 j 根接收天线之间的信道在第 n 个子载波频率处的频率响应; η'_{jn} 为接收端噪声和干扰构成的复高斯随机变量。

假设接收端已知信道状态信息, 则接收端译码器运用最大似然译码检测算法, 衡量值为

$$\sum_{j=1}^{N_R} \left| r'_{jn} - \sum_{i=1}^{N_T} H'_{jin} c'_{in} \right|^2 \quad (2-8)$$

寻找使衡量值最小的码字 $\mathbf{c}'$ 作为译码器的输出:

$$\hat{c}' = \hat{c}'_{10}, \hat{c}'_{20}, \dots, \hat{c}'_{N_T, 0}, \hat{c}'_{11}, \hat{c}'_{21}, \dots, \hat{c}'_{N_T, 1}, \dots, \hat{c}'_{1(N-1)}, \hat{c}'_{2(N-1)}, \dots, \hat{c}'_{N_T(N-1)} \quad (2-9)$$

下面讨论第 i 根发射天线到第 j 根接收天线之间的信道响应。将时域中的信道脉冲响应模型转化为抽头延迟线:

$$H_{ji}(t, r) = \sum_{l=1}^L H_{ji}^l \delta(r - r_l) \quad (2-10)$$

其中, L 为路径数; r_l 为第 l 条路径的时间延迟; H_{ji}^l 为第 l 条路径的复幅度。

令 T_f 表示每个 OFDM 帧的持续时间, Δf 为 OFDM 子载波之间的间隔, 则有

$$\begin{aligned} T_f &= NT_s \\ T_s &= \frac{1}{W} = \frac{1}{N\Delta f} \end{aligned} \quad (2-11)$$

于是, 第 l 条路径的延迟可以表示为

$$r_l = n_l T_s, n_l \text{ 为整数} \quad (2-12)$$

对信道脉冲响应进行 FFT, 可以得到 t 时刻的信道频率响应为

$$H'_{jm} = \sum_{l=1}^L h_{ji}(t, n_l) \exp(-j2\pi n_l / N) \quad (2-13)$$

(2-13)式表示成矩阵形式为

$$\mathbf{H}'_{jm} = \mathbf{h}'_{ji} \mathbf{w}_k \quad (2-14)$$

其中, $\mathbf{h}'_{ji} = [h_{ji}^1, h_{ji}^2, \dots, h_{ji}^L]_{1 \times L}$; $\mathbf{w}_k = [\exp(-j2\pi n_1 / N), \exp(-j2\pi n_2 / N), \dots, \exp(-j2\pi n_L / N)]_{L \times 1}^T$ 。由式(2-14)可以看到, 信道频率响应 $\mathbf{H}'_{jm}$ 是信道脉冲响应 $\mathbf{h}'_{ji}$ 的傅立叶变换, 由 $\mathbf{w}_k$ 指定该变换针对第 k 个 OFDM 子载波。

2.2 MIMO OFDM 系统 PAPR 分析

MIMO-OFDM 系统与 OFDM 系统一样是多载波调制, 存在较高的峰值平均功率比(Peak-to-average power ratio, PAPR)问题, 这对系统高功率放大器和 A/D、D/A 变换器的线性度提出了很高的要求。如果信号进入功率放大器的非线性区,



就会产生子载波间的交调干扰和带外辐射,从而大大降低的系统性能。

2.2.1 MIMO-OFDM 系统中 PAPR 的定义与分布

设 MIMO-OFDM 系统有 N_T 根发射天线,其 OFDM 系统的子载波数为 N , 则第 i 根天线上的 MIMO-OFDM 的复基带信号可表述为

$$x_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \quad (2-15)$$

其中, f_n 是第 i 根天线上的第 n 个子载波的频率, $f_n = n\Delta f$, $\Delta f = 1/NT$, T 为符号周期, X_n 为第 i 根天线上的第 n 个子载波上的调制符号。

(2-15)式 MIMO-OFDM 信号的 PAPR 定义为: MIMO-OFDM 符号峰值功率与平均功率的比值,其数学表达式为

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} (|x_i(t)|^2)}{E[|x_i(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} (|x_i(t)|^2)}{\frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x_i(t)|^2 dt} \quad (2-16)$$

式中, $E[\cdot]$ 表示均值, $i \in [1, N_T]$ 。

根据中心极限定理,只要子载波个数 N 足够大,就可以认为 $x_i(t)$ 的实部和虚部都服从高斯分布^[5],其均值为零,方差为 $1/2$ (实部和虚部各占整个信号功率的一半)。因此, OFDM 符号的幅值 r 服从瑞利分布,其概率密度函数为 $p_a(r) = 2re^{-r^2}$; 其功率分布则要服从两个自由度的中心 χ^2 分布,其均值为零,方差为 1,因此可以计算得到其累积分布函数 (CDF) 为

$$P(\text{Power} \leq z) = F_{\text{Power}}(z) = \int_0^z \exp(-y) dy = 1 - \exp(-z) \quad (2-17)$$

假设 OFDM 符号周期内每个采样值之间都是不相关的,在没有过采样的时候,这一定比较容易实现的,则 OFDM 符号周期内的 N 个采样值中每个采样值的 PAPR (由于平均功率的归一化,所以也就是其功率值)都小于门限值 z 的概率分布应该为

$$P(PAPR \leq z) = F_{\text{Power}}(z)^N = (1 - e^{-z})^N \quad (2-18)$$

由于大多数实际系统中最后送到放大器中的应该是经过 D/A 变换的连续信

号, 因此, 对 MIMO-OFDM 符号实施过采样是非常必要的, 这样有助于更加准确的反应符号的变化情况, 有助于收集到较大的峰值功率, 从而可以更加准确的衡量 MIMO-OFDM 系统内 PAPR 的分布情况。但是实施过采样会使得采样符号之间的非相关性遭到破坏, 也就是说, 使采样符号之间存在一定的相关性。但是如果基于符号之间的相关性来考虑峰值功率的准确表达式就比较困难, 可以假设利用对 LN 个子载波进行非过采样来近似描述对 N 个载波的过采样, 其中 $L > 1$ 。因此对 MIMO-OFDM 符号实施过采样, 就可以看作添加一定数量的相互独立的样本值。PAPR 的概率分布可以表示为

$$P(PAPR \leq z) = (1 - e^{-z})^{LN} \quad (2-19)$$

通常还从另一个角度来衡量 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 分布, 即计算峰均比超过某一门限值 z 的概率, 得到互补累积分布函数 (CCDF):

$$P(PAPR > z) = 1 - P(PAPR \leq z) = 1 - (1 - e^{-z})^{LN} \quad (2-20)$$

文献^[37]已经证明 $L = 4$ 时, 已经足够捕获连续信号的峰值功率, $L = 1$ 时即为奈奎斯特采样。在本文随后的讨论中, 如无特别说明, 均采用过采样率 $L = 4$; 且一般都采用 CCDF 来衡量 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 分布。

2.2.2 STBC MIMO-OFDM 系统中 PAPR 的统计特性

现以两个发射天线的情况为例来分析 STBC MIMO-OFDM 系统中不同天线上数据的 PAPR 统计特性。

$N_T = 2$ 时, 发射矩阵表示为

$$G = \begin{bmatrix} X_1 & -X_2^* \\ X_2 & X_1^* \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示共轭。则经过空时分组编码后, 在第一个符号周期内, T_{x_1} 和 T_{x_2} 上发射符号分别为 X_1 、 X_2 ; 在第二个符号周期内, T_{x_1} 和 T_{x_2} 上发射符号分别为 $-X_2^*$ 、 X_1^* 。STBC MIMO-OFDM 系统中两根发射天线上数据在前后两个符号之间存在很强的相关性, 即 T_{x_1} 上的奇数符号数据和 T_{x_2} 上的偶数符号数据是共轭的, T_{x_1} 上的偶数符号数据和 T_{x_2} 上的奇数符号数据是负共轭的。因此, 正交空时



分组编码情况下, 只需要降低奇数符号数据的PAPR。 X_i 与 $\pm X_i^*$ 具有相同的PAPR特性。证明过程如下:

假设 $X(k)$ 的 IDFT 变换为 $x(n)$, 可得

$$x(n) = \text{IDFT}[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (2-22)$$

$X(k)$ 可以表示为由共轭对称分量 $X_{ep}(k)$ 与共轭反对称分量 $X_{op}(k)$ 的和组成, 即

$$X(k) = X_{ep}(k) + X_{op}(k) \quad (2-23)$$

其中

$$\begin{aligned} X_{ep}(k) &= \frac{1}{2} [X(k) + X^*(N-k)] \\ X_{op}(k) &= \frac{1}{2} [X(k) - X^*(N-k)] \end{aligned} \quad (2-24)$$

那么, $X(k)$ 的 IDFT 变换可以表示为

$$\text{IDFT}[X(k)] = \text{IDFT}[X_{ep}(k) + X_{op}(k)] = \text{IDFT}[X_{ep}(k)] + \text{IDFT}[X_{op}(k)] \quad (2-25)$$

根据(2-22)式可知 $X_{ep}(k)$ 与 $X_{op}(k)$ 的 IDFT 变换为

$$\begin{aligned} \text{IDFT}[X_{ep}(k)] &= \text{IDFT}\left[\frac{1}{2} [X(k) + X^*(N-k)]\right] = \frac{1}{2} [x(n) + x^*(n)] = \text{Re}[x(n)] \\ \text{IDFT}[X_{op}(k)] &= \text{IDFT}\left[\frac{1}{2} [X(k) - X^*(N-k)]\right] = \frac{1}{2} [x(n) - x^*(n)] = j \text{Im}[x(n)] \end{aligned} \quad (2-26)$$

因此

$$\text{IDFT}[X(k)] = \text{Re}[x(n)] + j \text{Im}[x(n)] \quad (2-27)$$

同理, $X^*(k)$ 可以表示为

$$X^*(k) = X_{ep}^*(k) + X_{op}^*(k) \quad (2-28)$$

根据 $X_{ep}^*(k)$ 和 $X_{op}^*(k)$ 的性质^[38], $X^*(k)$ 的 IDFT 序列可表示为

$$\begin{aligned}
 IDFT[X^*(k)] &= IDFT[X_{ep}^*(k) + X_{op}^*(k)] \\
 &= IDFT[X_{ep}^*(k)] + IDFT[X_{op}^*(k)] \\
 &= IDFT[X_{ep}(N-k)] + IDFT[-X_{op}(N-k)] \\
 &= IDFT\left[\frac{1}{2}[X(N-k) + X(k)]\right] + IDFT\left[-\frac{1}{2}[X(N-k) + X(k)]\right] \\
 &= \frac{1}{2}[x(-n) + x^*(-n)] - \frac{1}{2}[x(-n) - x^*(-n)] \\
 &= \text{Re}[x(-n)] - j\text{Im}[x(-n)]
 \end{aligned} \tag{2-29}$$

由(2-27) 和(2-29)式可知，对 $X(k)$ 与 $X^*(k)$ 进行 IDFT 变换后的时域信号具有相同的峰值功率和平均功率，因此具有相同的 PAPR。类似的， $X(k)$ 与 $-X^*(k)$ 也具有相同的 PAPR。因此，天线 1 上的数据流和天线 2 上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性。图 2-5 给出了 STBC MIMO-OFDM 系统中两根天线上数据流的 PAPR 统计特性仿真曲线，与理论分析一致。

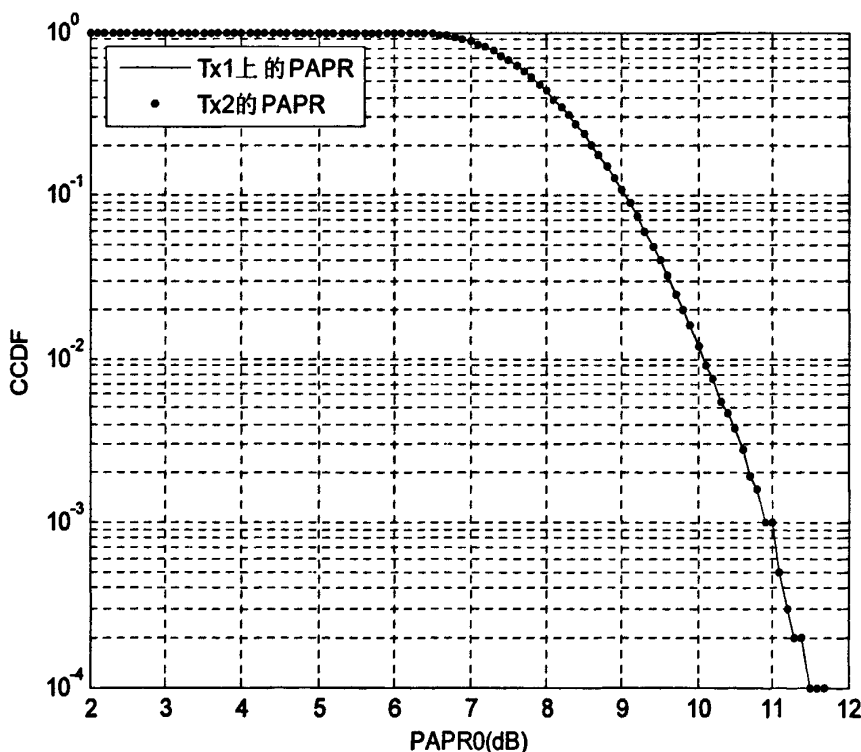


图 2-5 两根天线上数据流的 PAPR 特性

对于发射天线 $N_T > 2$ 的正交空时编码(Orthogonal STBC, OSTBC) 编码的 MIMO-OFDM 系统，需要在几个连续符号周期内降低 PAPR。以的 $N_T = 3$ 为例，

正交 STBC 编码码字为

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

从码字 G_3 中可以看出, 虽然第一到第四个符号周期各发射天线上的 PAPR 不同, 但根据 $X(k)$ 与 $\pm X^*(k)$ 具有相同的 PAPR 的性质可知, 第一个符号周期与第五个符号周期上的 PAPR 相同, 第二个符号周期与第六个符号周期上的 PAPR 相同, 依此类推。因此, 可以利用这种类型的两个符号周期上 PAPR 的关系降低系统的复杂度。

2.3 本章小结

本章首先介绍了 MIMO-OFDM 系统的基本原理, 并介绍了采用 STBC 编码的 MIMO-OFDM 系统的基本结构; 然后分析了 MIMO-OFDM 系统高峰均比产生的原因, 及其对系统性能的影响; 最后着重分析了 STBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR 问题。依据 STBC MIMO-OFDM 系统中两根天线上的数据在相邻两个符号之间的强相关性, 证明了天线 1 上的数据流和天线 2 上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性。

第三章 MIMO-OFDM 系统中 PAPR 降低算法

MIMO-OFDM 系统与 OFDM 系统一样是多载波调制,存在较高的峰值平均功率比(Peak-to-average power ratio, PAPR)问题,一种直接的解决办法是将 OFDM 系统中降低 PAPR 的算法直接用于 MIMO-OFDM 系统的各个天线,如文献^[39]提出的选择性映射(SLM)和文献^[40]提出的部分传输序列(PTS),其核心是降低高峰均比出现概率。另一种方法是充分挖掘 MIMO-OFDM 系统本身具有的特性,来获得更好的 PAPR 性能改善。

本章对现有的几种主要算法,包括 SLM 和 PTS,进行了详细讨论,并针对其主要存在的问题进行了相应的改进,使其成为比较实用的算法。

3.1 选择映射 (SLM) 法及改进算法

选择映射法^{[12][39][41]}是一种无失真降低 PAPR 的方法,原理框图如图 3-1 所示。具体实现方法是:在发送端通过相应的算法产生 M 个统计独立的向量 $X^{(\mu)} = [X_0^{(\mu)}, X_1^{(\mu)}, \dots, X_{N-1}^{(\mu)}], \mu = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 来表示同一个输入信息,选择其对应时域序列 $x^{(\mu)}$ 中具有最小 PAPR 的一路进行传输。

在接收端为了能够正确的对接收信号进行解调,就必须清楚在 M 个序列中哪一个发送序列,而且要严格确保接收机可以正确的接收到该信息。因此,发送端必须发送边带信息,每根发送天线需要 $SI = \lceil \log_2 M \rceil$ 个比特的边带信息,这里的 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。在 SLM 算法中,边带信息的发送是一个难点,由于它对接收机的正确解调至关重要,因此必须要对边带信息进行特殊处理,以便实现可靠传输。

采用上述 SLM 方法,由于需要从 M 个信息序列中找出 PAPR 最小的序列,因此在发送端需要进行 M 次 IFFT 运算。具体实现时,我们可以设定门限值 $PAPR_0$,当所得的 PAPR 的低于门限值 $PAPR_0$,就作为发送序列。因此,单天线、 N 个子载波的 SISO-OFDM 系统, M 个相互独立的信息序列的 PAPR 都超过门限值的概率,即 PAPR 的互补累积分布函数(CCDF)为:

$$[P_r(PAPR > PAPR_0)]^M = [1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^N]^M \quad (3-1)$$

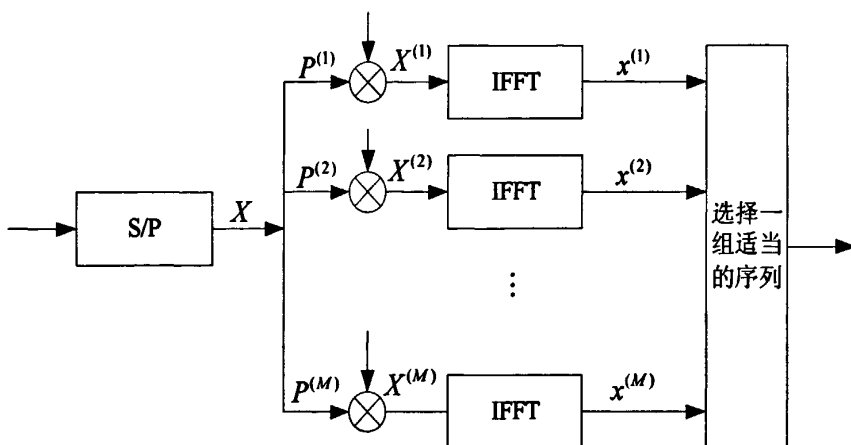


图 3-1 选择映射法原理框图

将 SLM 算法独立的应用于 MIMO-OFDM 系统的每一根天线，称为独立的 SLM 算法^[42](Individual SLM, ISLM)。即对于含有 N_T 根发射天线的 MIMO-OFDM 系统，依次对每一根发射天线进行类似的独立操作，分别选择具有最小 PAPR 的向量。这样，需要 $N_T M$ 次 IFFT 运算和 $N_T \lceil \log_2 M \rceil$ 比特的边带信息。最差的情况下，PAPR 的定义为：

$$[P_r(PAPR > PAPR_0)]^M = (1 - (1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^N)^M)^{N_T} \quad (3-2)$$

ISLM 算法所选择的随机向量也要作为边带信息发射出去，因此这种方法牺牲了部分发送带宽。这对于 MIMO 多天线系统来说是很繁杂的，而且代价过高。因此，下文研究并行的 SLM 算法。

3.1.1 并行 SLM (CSLM) 算法

并行 SLM 算法的基本思想是将 MIMO-OFDM 系统的 N_T 根发射天线看作一个统一的整体，对每根发射天线选择同样的随机向量 $X^{(u)}$ ，使其满足

$$[P_r(PAPR > PAPR_0)]^M = [1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{N_T N}]^M \quad (3-3)$$

该方案不需要对每一根发射天线都进行独立的向量选择，因此，仅需要 $SI = \lceil \log_2 M \rceil$ 个比特的边带信息；然而，复杂度并没有降低，仍需要计算 $N_T M$ 次 IFFT。

假定 MIMO-OFDM 系统的发射天线数 $N_T = 2^i$ 根，其中 i 为正整数。将 N_T 根发射天线上相同的边带信息分配到第 n_i 根发射天线的第 $k(0 \leq k \leq N-1)$ 个子载波，第 k 个子载波计算如下：

$$k = \begin{cases} (n_i - 1)N / N_T, & n_i \leq N_T / 2 \\ N - SI / \log_2 Q - (N_T - n_i)N / N_T, & n_i > N_T / 2 \end{cases} \tag{3-4}$$

其中， Q 为调制阶数，如采用 QPSK 调制的 MIMO-OFDM 系统，令 $N_T = 2$, $M = 4, Q = 4$ ，则边带信息 $SI = \lceil \log_2 M \rceil = 2\text{bit}$ ，由发射天线 1 的第 0 个子载波和发射天线 2 的第 $N-1$ 个子载波同时独立传输。

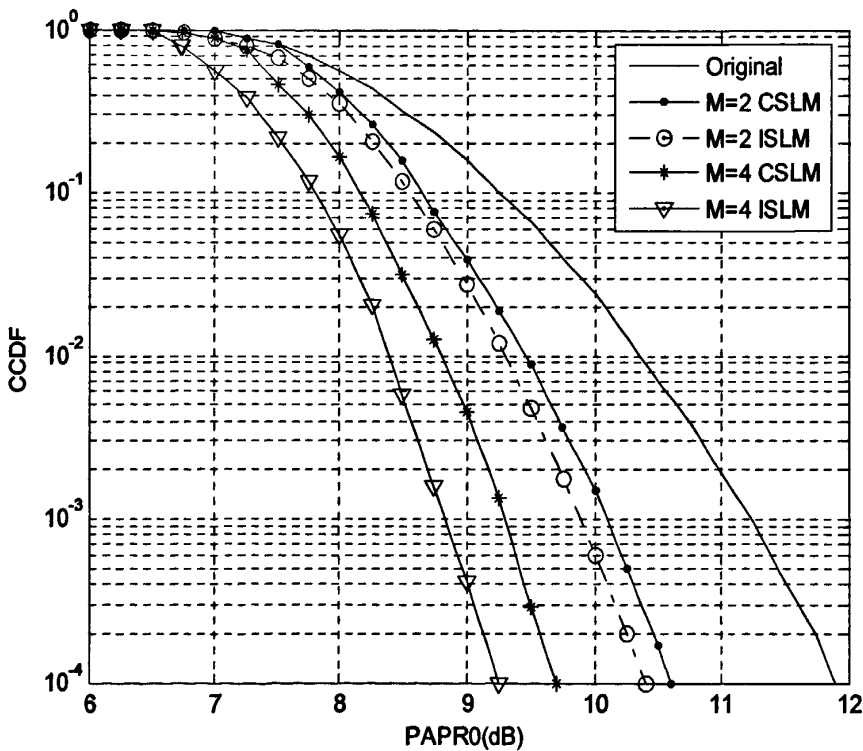


图 3-2 独立的 SLM 与并行 SLM 降低两天线 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能

表 3-1 仿真参数

发射天线数	空时码类型	子载波数	调制方式	过采样率
2	正交 STBC	128	QPSK	4

独立的 SLM 与并行 SLM 算法降低两天线 STBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能如图 3-2 所示。与原始的 MIMO-OFDM 系统相比，并行 SLM 算法能较好的

改善的 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能；且 CSLM 方案在降低 PAPR 性能方面只是稍逊于 ISLM，在 $CCDF = 10^{-4}$ 处， $M = 2$ 和 $M = 4$ 的 CSLM 算法分别比独立的 SLM 算法的性能差 0.25dB、0.4dB，但 CSLM 方案提高了边带信息传输的可靠性。

3.1.2 改进的 CSLM 算法

为了降低 CSLM^[43]应用于 STBC MIMO-OFDM 系统的复杂度，本节给出了一种改进的 CSLM 算法。为简单起见，采用 STBC MIMO-OFDM 系统 Alamouti 方案。在第一个符号周期内， Tx_1 和 Tx_2 上发射符号分别为 X_1 、 X_2 ；在第二个符号周期内， Tx_1 和 Tx_2 上发射符号分别为 $-X_2^*$ 、 X_1^* 。根据本文 2.2.2 节 PAPR 统计特性的证明可知，STBC MIMO-OFDM 系统中两根发射天线上的数据具有相同的峰均功率比。因此，在正交空时分组编码情况下，只需要降低奇数符号数据的 PAPR。

序列 $x(n)$ 和它的共轭复序列 $x^*(n)$ 在 IFFT 变换后的时域上具有相同的 PAPR。为保持 $a+bi$ 和 $a-bi$ 的共轭关系，与 $a+bi$ 和 $a-bi$ 相乘的系数必须满足的共轭对应关系如下： $1 \rightarrow 1$ ， $-1 \rightarrow -1$ ， $i \rightarrow -i$ ， $-i \rightarrow i$ ；为保持 $a+bi$ 和 $-a+bi$ 的共轭关系，与 $a+bi$ 和 $a-bi$ 相乘的系数必须满足的共轭对应关系如下： $1 \rightarrow 1$ ， $-1 \rightarrow -1$ ， $i \rightarrow -i$ ， $-i \rightarrow i$ 。

在改进的 CSLM 算法中， X_i 与 $\pm X_i^*$ 在乘以相位序列后仍然保持共轭。因此，相位序列 X_i 与 $\pm X_i^*$ 应满足表 3-2 所示的对应关系。

表 3-2 相位序列 X_i 与 $\pm X_i^*$ 的对应关系

符号	相位序列			
X_i	1	-1	j	-j
$\pm X_i^*$	1	-1	-j	j

在第一个符号周期内， Tx_1 和 Tx_2 上发射符号分别为 X_1 、 X_2 ，在 X_1 和 X_2 上

应用并行 SLM，我们得到两个具有最小 PAPR 性能的调制序列 $\tilde{X}_1$ 和 $\tilde{X}_2$ ，同时选择其相位序列 $P^{(\mu)}$ 。根据表 3-2，相位序列 $P^{(\mu)}$ 可以转变为在下一周期具有最小 PAPR 的相位序列 $P^{(\mu)}$ 。因此， $-\tilde{X}_2^*$ 和 $\tilde{X}_1^*$ 可以通过直接乘以相位序列 $P^{(\mu)}$ 得到，且 $-\tilde{X}_2^*$ 和 $\tilde{X}_1^*$ 具有与 $\tilde{X}_1$ 和 $\tilde{X}_2$ 相同的 PAPR 性能。于是，在第二个符号周期内不进行降低 PAPR 的操作，改进的 CSLM 算法可以获得同样优良的 PAPR 降低性能，而仅需要传统的并行 SLM 算法一半的计算复杂度。

3.1.3 仿真结果与性能分析

本节对基于选择映射法降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 的算法进行仿真。参数设置如表 3-1 所示，信道为准静态瑞利衰落信道，即假设在一个符号传输期间，随机信道矩阵元素保持不变，但在传输下一个符号时，信道矩阵元素要发生随机变化。

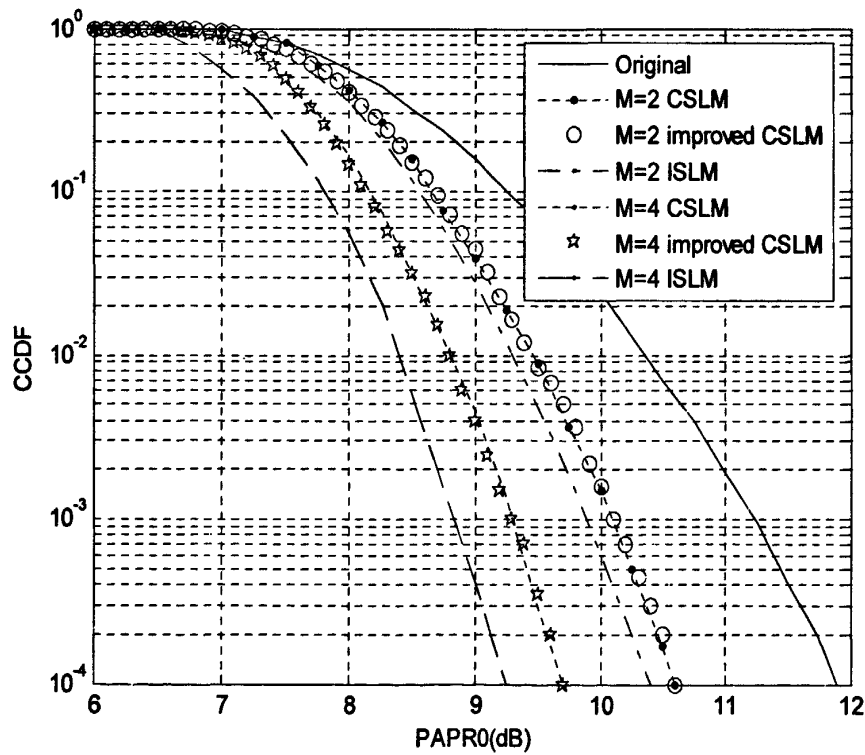


图 3-3 改进的 CSLM 算法的 PAPR 性能

改进的 CSLM 算法的 MIMO-OFDM 系统 PAPR 性能如图 3-3 所示，为便于比较，同时给出了独立的 SLM 算法和 CSLM 算法的仿真性能。从图中可以看出，

改进的 CSLM 算法能有效的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, 具有与并行 SLM 算法基本相同的 PAPR 性能; 且随机相位序列个数 M 不同时, 基于改进的 CSLM 算法的 MIMO-OFDM 系统随着独立的随机相位序列数的增加, 改善峰均比的性能愈加显著。

图 3-3 中, 在 10^{-4} 处, $M = 4$ 时改进的 CSLM 算法的 PAPR 性能优于原始系统 2.2dB, 与 CSLM 算法性能相同。但改进的 CSLM 算法仅需要对第一个符号周期(奇数符号周期)进行 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的降低操作, 这样只需要做 50% 的 IFFT 运算就可以达到相同的峰均比性能, 大大降低了传统 CSLM 算法的复杂度。

3.2 部分传输序列 (PTS) 法及改进算法

3.2.1 独立的 PTS (IPTS) 算法

部分传输序列(PTS)^{[16][17][18][19][44]}法的基本框图如图 3-4, 其基本思想为: 将输入的数据分为若干个长度相同的子数据块的组合, 选择 PAPR 最小的一路传输。

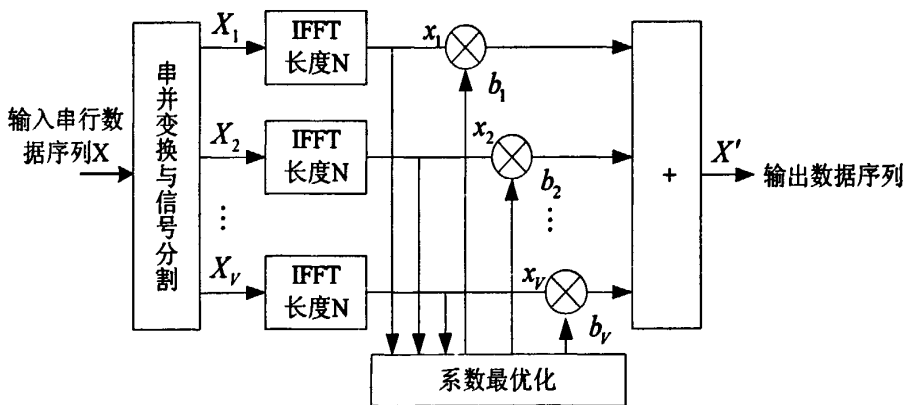


图 3-4 部分传输序列原理框图

首先利用向量来定义输入数据序列为 $X = [X_0 X_1 \cdots X_{N-1}]^T$, 然后把向量 X 分割为 V 组, 分别由 $\{X_v, v=1, \cdots, V\}$ 来表示。这 V 组向量两两不相交, 即 $X = \sum_{v=1}^V X_v$ 。其分割方法有 3 种方式: 相邻分割、交织分割和随机分割。然后将这 V 个分组按

如下方式组合起来:

$$X' = \sum_{v=0}^V b_v X_v \quad (3-5)$$

其中 $\{b_v, v=1, \dots, V\}$ 是加权系数, 而且满足 $b_v = \exp(j\varphi_v)$ 以及 $\varphi_v \in [0, 2\pi]$, 这被称作边带信息(side information, SI)。

然后对 X 进行 IFFT 变换, 得到 $x' = \text{IFFT}\{X'\}$ 。又根据式(3-5) 以及 IFFT 变换的线性性质, 可以利用 V 个单独的 IFFT 变换, 对各个分组进行计算, 得到:

$$\begin{aligned} x' &= \text{IFFT}\left\{\sum_{v=0}^{V-1} b_v X^{(v)}\right\} = \sum_{v=0}^{V-1} \text{IFFT}\{b_v \cdot X^{(v)}\} \\ &= \sum_{v=0}^{V-1} b_v \cdot \text{IFFT}\{X^{(v)}\} = \sum_{v=0}^{V-1} b_v x_v \end{aligned} \quad (3-6)$$

其中引入了 V 个部分发送序列 $x' = \text{IFFT}\{X_v\}$ 。通过适当的选择辅助加权信息 $\{b_v, v=1, \dots, V\}$, 使得式(3-6)的峰值信号达到最优。式(3-6) 的推导利用了 IFFT 的线性性质, 这也显示了这种方法的优越性: V 个时域向量 b_v 可以在 IFFT 操作以后进行构造, 从而每次迭代就不需要再进行 IFFT 操作。

在 MIMO-OFDM 系统中, 显然也可以利用 PTS 算法来降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。最简单的方法就是对每根天线上的发射数据分别应用 PTS 算法来降低每根天线上数据的 PAPR, 称为独立的 PTS 算法(Individual Partial Transmit Sequences, IPTS)。这种方法是可行的, 然而 IPTS 并未考虑空时分组码的正交特性所带来的好处, 计算量比较大。

3.2.2 并行 PTS (CPTS) 算法

在 2.2.2 节中, 根据 STBC MIMO-OFDM 系统中两根天线上的数据在相邻两个符号之间的强相关性, 我们证明了天线 1 和天线 2 上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性。因此应用 PTS 算法时可以利用空时分组码的正交性来降低基于 PTS 的 MIMO-OFDM 系统的计算复杂度。

利用 STBC MIMO-OFDM 系统的特性, 本节对现有算法进行了改进, 给出了并行 PTS 算法^[45](Concurrent Partial Transmit Sequences, CPTS)。CPTS 算法的



原理框图如图 3-5 所示，其基本思想是将两路数据协同调用 PTS 算法，天线 1 上待发射的数据利用 PTS 算法的迭代搜索方式来获得使 PAPR 最低时的加权系数 $A:a_v(v=1,2,\dots,V)$ 。经过合理的变换，将加权系数 A 转换成 $B:b_v(v=1,2,\dots,V)$ ，使 B 为天线 2 上待发射数据的 PAPR 最低的加权系数，然后直接应用加权系数 B 对天线 2 上的数据进行变换。这样天线 2 上的数据就省略了搜索加权系数的过程和应用 PTS 的 IFFT 运算过程，因此，CPTS 算法的运算量将近降低为 IPTS 算法的一半。

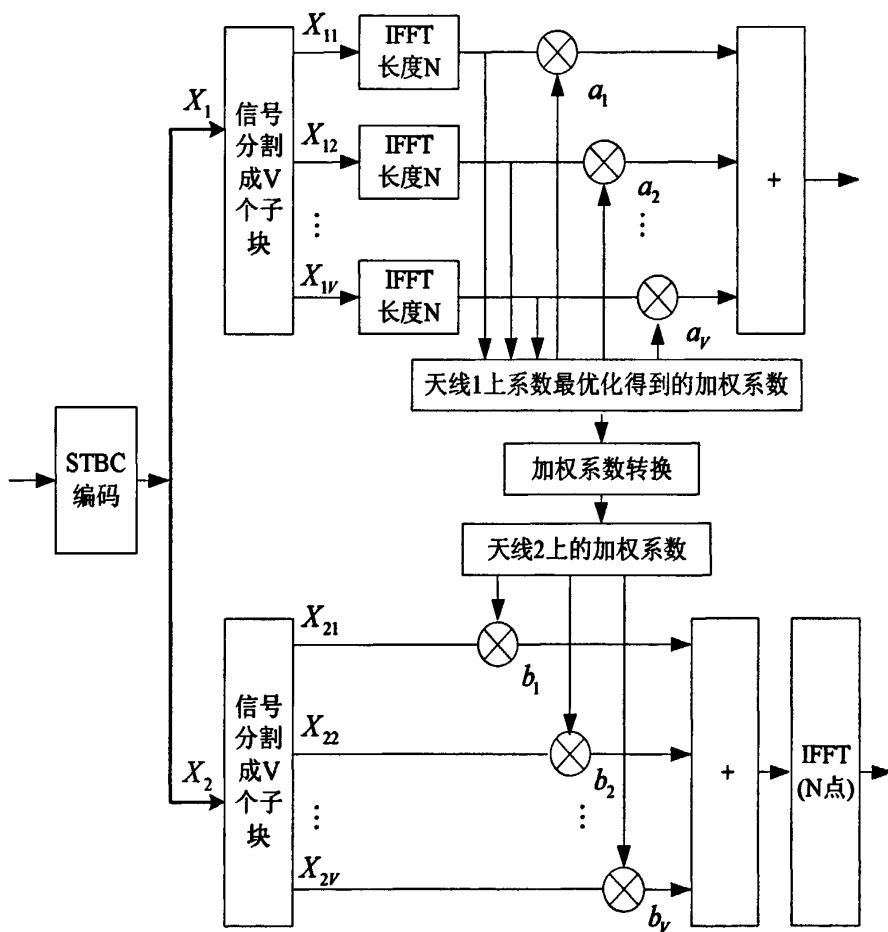


图 3-5 并行 PTS 算法(CPTS)原理框图

当权值系数仅从 $\{1, -1, i, -i\}$ 中选择时，我们得到权值向量中的权值系统必须满足成共轭关系的转换规则如下：

- ◇ 权值向量 A 中为 1 或者 -1 的权值系数，转换到权值向量 B 时权值系统也分别为 1 或者 -1，保持 A 中的值不变。
- ◇ 权值向量 A 中为 i 的权值系数，转换到权值向量 B 时权值系数为 $-i$ 。

◇ 权值向量 A 中为 $-i$ 的权值系数，转换到权值向量 B 时权值系数为 i 。

CPTS 的 MIMO-OFDM 系统，天线 1 和天线 2 上的奇数符号同时调用 PTS 算法，完成 PAPR 的降低操作，同时生出使其 PAPR 最小的权值向量 A ，通过各自的权值向量转换模块转换成使天线 2 上的偶数符号具有最小 PAPR 的权值向量 B ，然后天线 1 和天线 2 上的偶数符号同时进行直接数据转换，完成数据的转换操作。这样，两根天线上的数据可以保持同步。

3.2.3 仿真分析

为了验证并行 PTS 算法的有效性，本节对 CPTS 算法进行 MATLAB 仿真，为便于比较，同时也给出了独立的 PTS 算法的仿真结果，参数设置如表 3-1 所示。不同分组数 V 的 CPTS 算法的 CCDF 仿真曲线如图 3-6 所示。

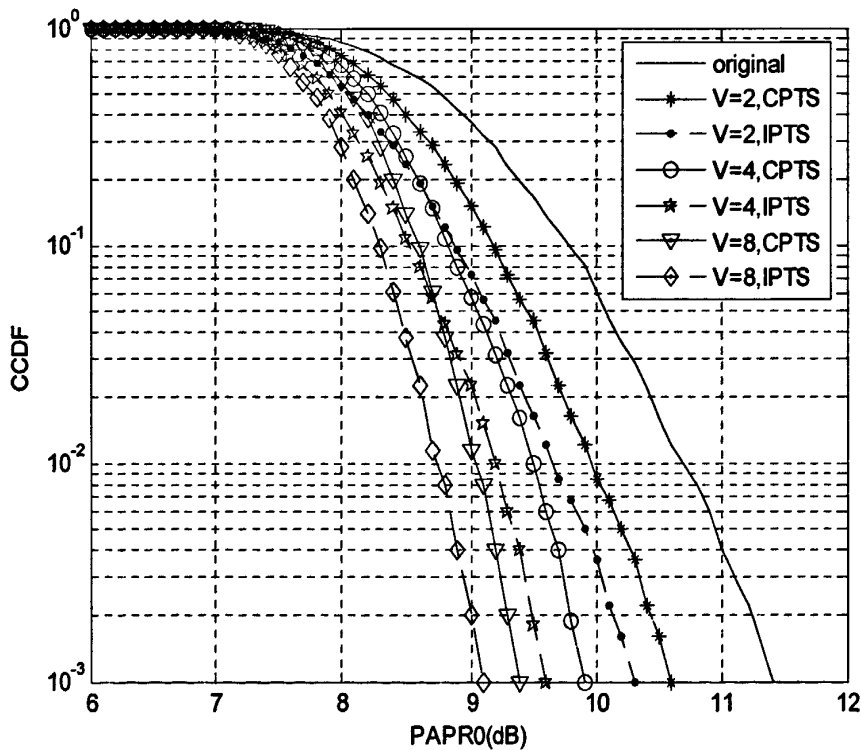


图 3-6 不同分组数 V 的 CPTS 算法的 CCDF 仿真曲线

由图 3-6 可知，CPTS 能较好的改善 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能；且具有与 IPTS 近似的 PAPR 性能，在 10^{-3} 处比 IPTS 算法约差 0.3 dB。因此，在达到相同 PAPR 降低效果时，CPTS 算法约为 IPTS 的运算量的一半。在 CCDF 为 10^{-3}

处, PTS 分组数目 $V = 2, 4, 8$ 时, 并行 PTS 的 PAPR 性能改善分别为 0.8dB、1.5 dB、2dB。这说明: 当其它参数不变, 并行 PTS 降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 的性能随着分组数 V 的增加而增强。

3.3 本章小结

本章介绍了降低 MIMO-OFDM 系统峰均功率比中有代表性的算法, 选择映射法和部分传输序列法。重点针对独立的 SLM (ISLM)、PTS (IPTS) 算法计算复杂度大的问题, 充分挖掘 MIMO-OFDM 系统本身的特性, 对 ISLM、IPTS 算法进行改进, 分别提出了改进算法 CSLM、CPTS 算法。

根据第二章的结论: STBC MIMO-OFDM 系统中天线 1 和天线 2 上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性, 利用空时分组码的正交性来降低基于 SLM、PTS 的 MIMO-OFDM 系统的计算复杂度, 将 SLM、PTS 算法高效的应用于 MIMO-OFDM 系统中。仿真证明改进的 CSLM 算法和 CPTS 算法具有与独立的 SLM、PTS 近似的性能, 但系统运算量降低了将近一半。

第四章 SFPI 算法降低 MIMO-OFDM 系统的峰均比

本章在充分挖掘天线和频域子块所能提供的附加自由度的基础上,提出了一种降低 MIMO-OFDM 系统峰均比 (PAPR) 的新算法——空频旋转取反算法 (Space-Frequency Permutation and Inversion, SFPI)。为降低系统的复杂度,在 SFPI 的基础上提出了三种次最优方案:逐次次最优空频旋转取反算法 (Successive Suboptimal SFPI, SS-SFPI), 级联随机次最优空频旋转取反算法 (Successive-Random Suboptimal SFPI, SRS-SFPI), 以及随机次最优空频旋转取反算法 (Random Suboptimal SFPI, RS-SFPI)。最后提出了 SFPI 与 CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto Correlation Sequence) 矩阵变换联合算法,利用 CAZAC 序列的等幅零自相关特性进一步降低系统的 PAPR。性能分析表明,所提算法可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR,具有比天线旋转取反算法 (Cross-Antenna Rotation and Inversion, CARI) 更好的峰均比性能,而且复杂度较低。

4.1 空频旋转取反算法原理

假定 MIMO-OFDM 系统有 N_T 根发射天线,串行的高速数据流经串/并变换、映射编码等空时预处理后,成为 N_T 个子数据流。这些子数据流分别进行 OFDM 调制,最后由从 N_T 根天线同时发送出去。设 OFDM 系统的载波数为 N ,将空时编码后每根天线上的数据分成 M 个长度相等的频域子块,则第 i 根天线上的发送数据可表示为 $X_i = [X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{iM}]$, 其中 $i = 1, 2, \dots, N_T$ 。然后,对每一个子块做 SFPI 变换,即按一定的规则依次将不同天线上对应的子数据块进行置换和取反操作,同时将同一天线上的不同子块进行旋转和取反,按一定的规则重新排列,从而获得多组发送数据,并从中选择 PAPR 性能最优的一组数据进行传输,有效地降低系统的 PAPR。空频旋转取反算法的原理框图如图 4-1 所示。

现以 $N_T = 2$ 根发射天线的 STBC MIMO-OFDM 系统为例,详细分析 SFPI 方案的实现过程。设经过正交空时分组编码后,第一个 OFDM 符号时间内,将所有天线上的符号等分为 M 个子块,得

$$X = \begin{Bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} [X_{11}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ [X_{21}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{Bmatrix}. \quad (4-1)$$

如对第一个子块作空间旋转取反 (Space Permutation and Inversion, SPI) 变换, 得到 4 个不同的序列。即原序列

$$\begin{cases} X_1 = [X_{11}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [X_{21}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases}, \quad (4-2)$$

对每根天线上的第一个子数据块同时进行取反操作, 即得第二组数据

$$\begin{cases} X_1 = [-X_{11}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [-X_{21}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases}, \quad (4-3)$$

将两根天线上的第一个子数据块进行置换, 即得第三组数据

$$\begin{cases} X_1 = [X_{21}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [X_{11}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases}, \quad (4-4)$$

然后, 再进行一次取反运算, 即得最后一组数据

$$\begin{cases} X_1 = [-X_{21}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [-X_{11}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases}. \quad (4-5)$$

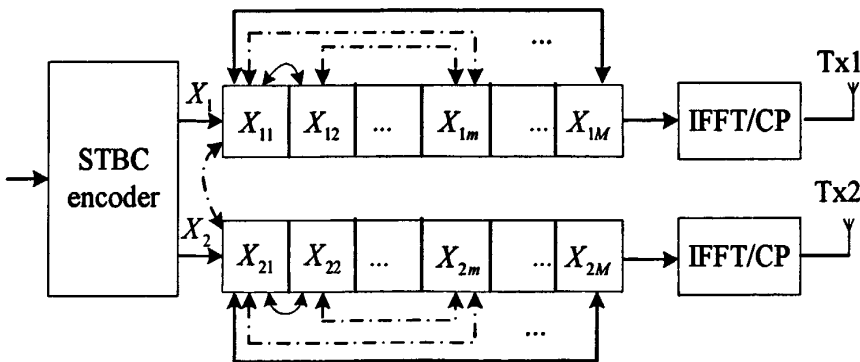


图 4-1 空频旋转取反算法原理框图

如分别对每根天线上的第一个子块作频域旋转取反 (Frequency Permutation and Inversion, FPI) 变换, 采用两个子块同时取反的方式。即第一个子块与其它 (M-1) 个子块分别作取反和置换操作, 可以得到 (3M-2) 个不同的序列。即原序列

$$\begin{cases} X_1 = [X_{11}, X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [X_{21}, X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases}, \quad (4-6)$$

对每根天线上的第一个子块与第二个子块同时进行取反操作, 即得第二组数据

$$\begin{cases} X_1 = [-X_{11}, -X_{12}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [-X_{21}, -X_{22}, \dots, X_{2M}] \end{cases} \quad (4-7)$$

对每根天线上的第一个子块与第二个子块进行置换, 即得第三组数据

$$\begin{cases} X_1 = [X_{12}, X_{11}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [X_{22}, X_{21}, \dots, X_{2M}] \end{cases} \quad (4-8)$$

将每根天线上的第一个子块与第二个子块进行置换后的数据再取反, 即得第四组数据

$$\begin{cases} X_1 = [-X_{12}, -X_{11}, \dots, X_{1M}] \\ X_2 = [-X_{22}, -X_{21}, \dots, X_{2M}] \end{cases} \quad (4-9)$$

同理, 对第一个子块与同一天线上的其它子块作取反和置换操作, 每作一次 FPI, 可得到三组不同的序列; 第一个子块可以与其它 $(M-1)$ 个子块进行旋转取反, 则可以得到 $3(M-1)$ 个不同的序列; 加上原始序列, 共形成 $(3M-2)$ 个不同的序列。

SFPI 是在进行空间旋转取反的同时进行频域旋转取反。对第一个子块进行 SFPI, 可获得 $4(3M-2)$ 个不同的序列; 按照此法对其它子块作 SFPI 变换, 当 $N_t = 2$ 时, 对每一个数据块进行运算操作, 均可产生 $4(3M-2)$ 组新的数据。因此, 当原数据流均匀分成 M 个频域子块时, 通过反复的取反和置换运算, 共可获得 $(4 \cdot (3M-2))^M$ 组数据。

SFPI 后, 第 i 根发射天线上的数据序列可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{X}_i &= [\tilde{X}_{i,1}, \tilde{X}_{i,2}, \dots, \tilde{X}_{i,M}] \\ &= [f_1 \cdot X_{p_{i,1}, q_{i,1}}, f_2 \cdot X_{p_{i,2}, q_{i,2}}, \dots, f_m \cdot X_{p_{i,M}, q_{i,M}}] \end{aligned} \quad (4-10)$$

其中, $p_i = [p_{i,1}, p_{i,2}, \dots, p_{i,M}]$, $p_{i,M} \in [1, 2]$; $q_i = [q_{i,1}, q_{i,2}, \dots, q_{i,M}]$, $q_{i,M} \in [1, 2, \dots, M]$ 分别是 M 维空间和频域旋转向量, $f = [f_1, f_2, \dots, f_M]$, $f_m \in [1, -1]$ 是取反向量, 且任意天线具有相同的取反向量 f 。

在获得的 $(4 \cdot (3M-2))^M$ 组数据中, 依据最小最大标准(minimum maximum criterion)^[25], 选择一组 PAPR 性能最好的序列 $\{\tilde{X}_1, \tilde{X}_2\}$ 进行传输。



$$X_{optimal} = \arg \min_{p,q,f} \{ \max_{i=1,2} (PAPR(\tilde{X}_i)) \}. \quad (4-11)$$

由于 SFPI 是在 $(4 \cdot (3M-2))^M$ 组数据中进行选择, 在接收端, 为了解调出原始数据, 每根天线所需的边带信息

$$SI = \log_2((4 \cdot (3M-2))^M) = M(2 + \log_2(3M-2)) \quad (4-12)$$

为了找到这个最佳序列, 所需迭代次数非常大, 因此我们需要寻找更为可行的次最优方法, 既可获得较好的性能, 又具有较小的复杂度。

4.2 三种次最优空频旋转取反算法

本节在空频旋转取反算法的基础上, 为了降低复杂度, 提出了三种次最优方法: 逐次次最优空频旋转取反算法 (Successive Suboptimal SFPI, SS-SFPI), 级联随机次最优空频旋转取反算法 (Successive - Random Suboptimal SFPI, SRS-SFPI) 以及随机次最优空频旋转取反算法 (Random Suboptimal SFPI, RS-SFPI)。

4.2.1 逐次空频旋转取反算法

在 SFPI 方案中, 为了寻找 PAPR 性能最佳的一组数据, 需要进行 $(4 \cdot (3M-2))^M$ 次取反和置换运算, 排列数目很大。因此, 提出了逐次次最优空频旋转取反算法 (Successive Suboptimal SFPI, SS-SFPI) 更为实际。

SS-SFPI 原理框图如图4-2 所示。在 SS-SFPI 方案中, 首先, 对第一子块 X_{11}, X_{21} 作 SPI 变换, 保持其它子数据块不变, 从而产生4组数据, 并从这四组数据中选择 $PAPR_{\max}$ 最小的一组数据 $\{X'_1, X'_2\}$ 用于传输; 然后, 对所选取的这组数据的第二子块作 SPI 变换, 其它子数据块同样不变, 再次产生4组新的数据, 从中获得 $PAPR_{\max}$ 最小的一组数据 $\{X'_1, X'_2\}$; 再分别对每根天线上的第二个子块与第一个子块进行 FPI 变换, 保持其它子块不变, 从而产生4组数据, 按照最小最大标准选择 PAPR 性能最好的一组序列 $\{\tilde{X}_1, \tilde{X}_2\}$ 进行传输。然后再依次对其它子块作 SFPI 变换, 即对第 m 个子块, 先作 SPI 变换, 从产生的4组数据中选择 $PAPR_{\max}$ 最小的一组进行传输; 然后作相应的 FPI 变换, 将第 m 个子块与其前

端的 $1, 2, \dots, m-1$ 共 $(m-1)$ 个子块分别进行子块置换和取反操作, 从产生的 $(3m-2)$ 组数据中选择 $PAPR_{\max}$ 最小的一组用于传输。依次运算, 最终获得 PAPR 性能最好的一组序列 $\{\tilde{X}_1, \tilde{X}_2\}$ 。

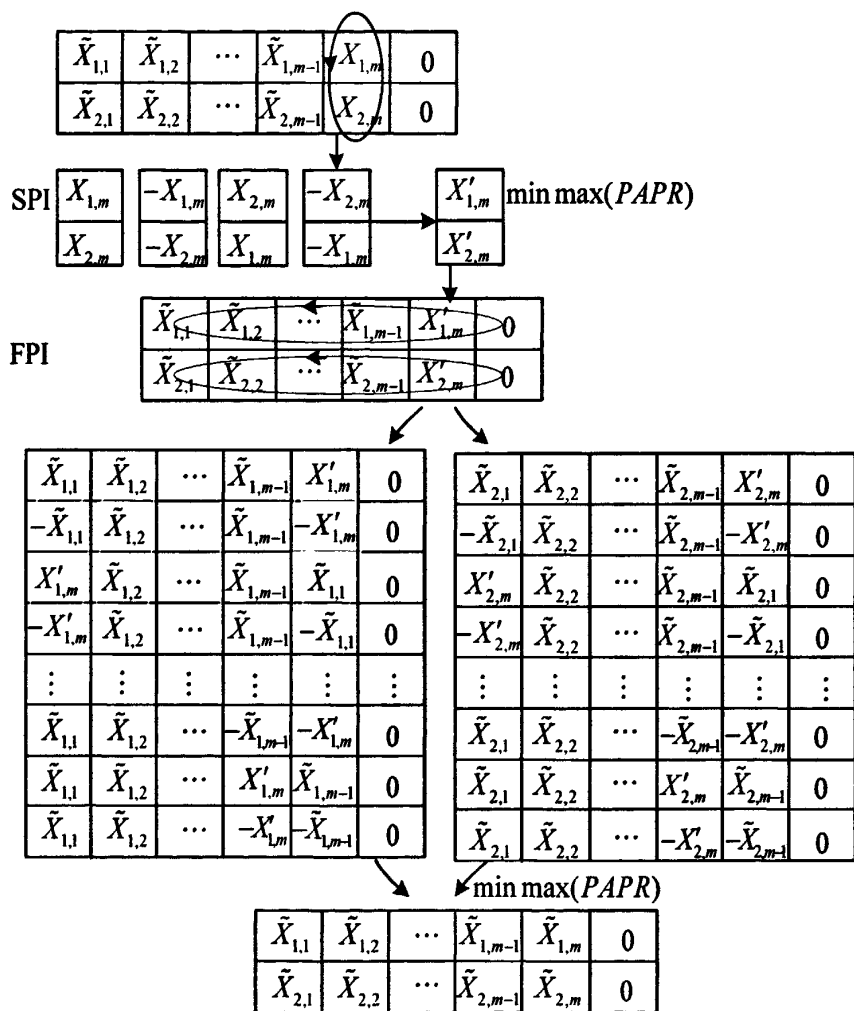


图 4-2 逐次最优空频旋转取反算法原理框图

SS-SFPI 算法通过分块逐次比较的方法, 每次都只需从新产生的 $4(3m-2)$ 数据中进行选取, 即仅需进行 $4 \cdot M + (1 + 4 + \dots + (3M-2)) = (3M^2 + 7M)/2$ 次排列重组, 大大简化了运算。M 个子块需要的边带信息量为 $SI = 2M + \log_2(1 \cdot 4 \cdot 7 \cdot \dots \cdot (3M-2))$ 。

采用不同分块数目 M 时的 SS-SFPI 方案 MIMO-OFDM 系统的仿真结果如

图4-3所示，表4-1为仿真参数。从图中可以看出，与原始的MIMO-OFDM系统相比，SS-SFPI 方案能较好的改善MIMO-OFDM系统的PAPR性能，且随着分块数目M的增加，PAPR性能改善越来越明显；在 $\Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ 处， $M = 4, 8, 16$ 的 SS-SFPI 变换的 MIMO-OFDM 系统可以分别获得3.8 dB、4.3 dB和 4.9 dB的 PAPR 性能改善。同时，由图可以看出，本文提出的空间旋转取反变换与天线旋转取反相比，由于在利用天线旋转取反提供的空间自由度的同时，SFPI还充分利用了不同频域子块旋转取反提供的频域自由度，可以获得更多的信息表现形式，因此峰均比性能有所改进。在 $\Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ 处，与 CARI方案相比，大约可以获得的1.1dB性能改善。

表 4-1 仿真参数

发射天线数	空时码类型	子载波数	调制方式	过采样率 L
2	正交 STBC	128	QPSK	4

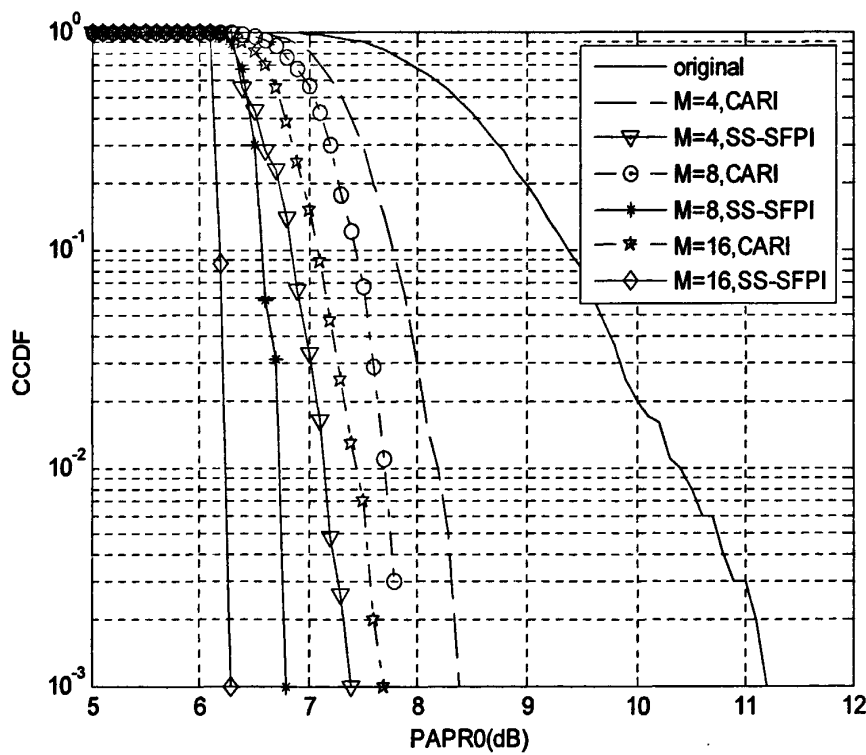


图 4-3 不同子块数 M 的 SS-SFPI 性能比较

4.2.2 级联随机空频旋转取反算法

SS-SFPI 算法极大地简化了运算,但是其所需的边带信息量仍然较大。为了减少边带信息量,提出了一种新的次最优 SFPI 算法,即级联随机次最优空频旋转取反算法 (SRS-SFPI)。

在 SRS-SFPI 方案中,首先产生一个 $V \times M$ 维的随机矩阵 R 和一个 $U \times M$ 维的随机矩阵 T ,表示为

$$R = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,M} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \cdots & r_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{V,1} & r_{V,2} & \cdots & r_{V,M} \end{bmatrix} \quad T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ t_{2,1} & t_{2,2} & \cdots & t_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{U,1} & t_{U,2} & \cdots & t_{U,M} \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

其中, V 和 U 分别为新产生的空间和频域数据组数目。随机矩阵 R 中的任意一个元素均为整数且 $r_{i,j}$, $i \in [1, V]$, $j \in [1, M]$ 在 $[1, 4]$ 上服从均匀分布。行向量

$r_i = [r_{i,1}, r_{i,2}, \dots, r_{i,M}]$ 表示对天线 Tx_1 和 Tx_2 上对应的第 j 个子块作相应的操作:

- ◇ 当 $r_{i,j} = 1$ 时, 保持每根天线上的数据不变;
- ◇ 当 $r_{i,j} = 2$ 时, 将每根天线上第 j 个子块上的数据同时取反;
- ◇ 当 $r_{i,j} = 3$ 时, 将天线 Tx_1 和 Tx_2 上对应的第 j 个子块的数据进行置换;
- ◇ 当 $r_{i,j} = 4$ 时, 将天线 Tx_1 和 Tx_2 上对应的第 j 个子块的数据进行置换后再取反。

随机矩阵 T 中的任意一个元素均为整数且第 j 列列向量 $t_j = [t_{1,j}, t_{2,j}, \dots, t_{U,j}]^T$, $j \in [1, M]$ 在 $[1, 3j-2]$ 上服从均匀分布^[46]。 T 的行向量 $t_1 = [1, 1, \dots, 1]$ 表示保留经过随机 SPI 变换后产生的具有最小 $PAPR_{\max}$ 的一组新数据 $\{X'_1, X'_2\}$, 定义 $q = \lceil (t_{u,j} + 1) / 3 \rceil$, 行向量 $t_u = [t_{u,1}, t_{u,2}, \dots, t_{u,M}]$, $u \in [1, U]$ 表示对天线 Tx_1 和 Tx_2 上对应的第 j 个子块与第 q 个子块作相应的操作:

- ◇ 当 $t_{u,j} = 1$ 时, 保持每根天线上的数据不变;
- ◇ 当 $t_{u,j} \% 3 = 2$ 时, 对每根天线上第 j 个子块与第 q 个子块上的数据同时取反;
- ◇ 当 $t_{u,j} \% 3 = 1$ 时, 对每根天线上第 j 个子块与第 q 个子块上的数据进行置换;
- ◇ 当 $t_{u,j} \% 3 = 0$ 时, 对每根天线上第 j 个子块与第 q 个子块上的数据进行置换后

再同时取反。

首先根据随机矩阵 R 的每个元素的数值对原始数据序列进行变换,即进行随机空间旋转取反变换,就可以得到 V 组新的数据,从中选择具有最小 $PAPR_{\max}$ 的一组新数据 $\{X_1',X_2'\}$ 。然后,根据随机矩阵 T 的每个元素的数值对经随机空间旋转取反变换产生的新数据 $\{X_1',X_2'\}$ 进行变换,即进行随机频域旋转取反变换,可以获得 U 组新的数据,并从中选出PAPR性能最好的一组数据 $\{\tilde{X}_1,\tilde{X}_2\}$ 进行传输。假设接收端已知矩阵 R 和 T , 所需的边带信息降低为 $SI = \log_2 VU$ 。

表4-2 仿真参数

发射天线数	空时码类型	子载波数	调制方式	过采样率 L	子块数M
2	正交 STBC	128	QPSK	4	4

在表4-2所示的仿真参数下,运用MATLAB^[47]仿真了MIMO-OFDM系统采用SRS-FRPI方案的PAPR分布特性,如图4-4, 4-5所示。

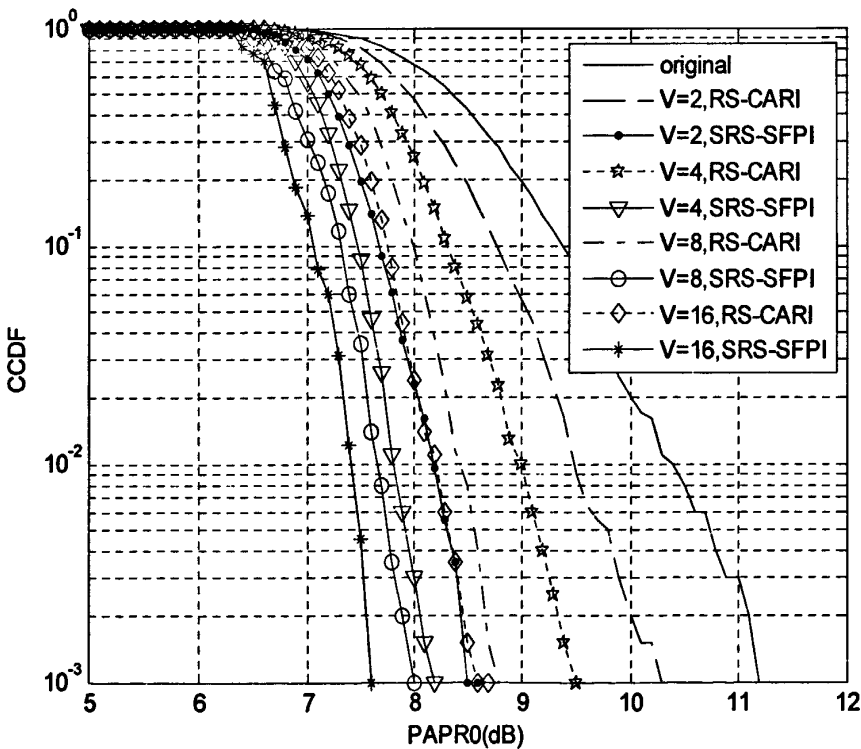


图 4-4 不同数据组数 V 的 SRS-SFPI 性能比较 ($U=16$)

采用不同数据组数 V 时 SRS-SFPI 的 PAPR 分布如图4-4所示,随机矩阵 T

的行向量数目 $U=16$ ，随机矩阵 R 的行向量数目分别为 $V=2,4,8,16$ 。SRS-SFPI 采用不同数据组数 U 时的 PAPR 分布如图4-5所示，随机矩阵 R 的行向量数目分别为 $V=16$ ，随机矩阵 T 的行向量数目 $U=2,4,8,16$ 。从图4-5、4-5中可以看出，与原始的MIMO-OFDM系统相比，SRS-SFPI 方案能较好的改善MIMO-OFDM系统的PAPR性能，且随着 V 的增加，PAPR性能改善越来越明显，而随着 U 的增加，PAPR变化不大， $U=2$ 时可以兼具较好的PAPR性能和较低的复杂度；在 $\Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ 处， $V=16$ 的 SRS-SFPI 变换的MIMO-OFDM系统可以获得3.6 dB的PAPR性能改善。与CARI方案相比，大约可以获得的1dB性能改善。

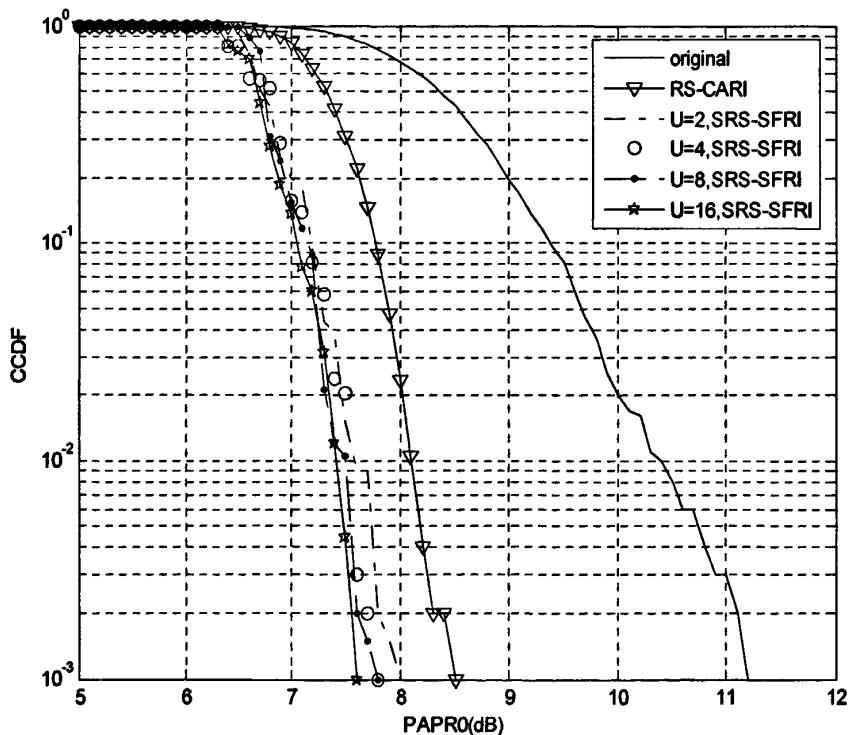


图 4-5 不同数据组数 U 的 SRS-SFPI 性能比较 ($V=16$)

4.2.3 随机空频旋转算法

为了进一步降低系统的复杂度，并减少边带信息量，提出了一种新的次最优 SFPI 算法，不考虑各子块之间的取反变换，即随机次最优空频旋转算法 (Random Suboptimal Space Frequency Permutation, RS-SFP)，该算法适用于降低任意天线MIMO-OFDM系统的PAPR。



具有 N_T 根发射天线的 MIMO-OFDM 系统, 设 OFDM 系统的载波数为 N , 将 STBC 编码后每根天线上的数据分成 M 个长度相等的频域子块, 则发送数据可表示为

$$X = \begin{bmatrix} X_{1,1} & X_{1,2} & \cdots & X_{1,M} \\ X_{2,1} & X_{2,2} & \cdots & X_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N_T,1} & X_{N_T,2} & \cdots & X_{N_T,M} \end{bmatrix}_{N_T \times M} \quad (4-14)$$

其中, $X_i = [X_{i,1} \ X_{i,2} \ \cdots \ X_{i,M}]$, $i \in [1, N_T]$ 表示第 i 根发射天线上传输的数据, $X_{i,j}$ 为第 i 根发射天线上第 j 个子数据块。

对 MIMO-OFDM 系统的每一个子块作空频旋转变换, 得到新的发送数据

$$X' = \begin{bmatrix} X'_{1,1} & X'_{1,2} & \cdots & X'_{1,M} \\ X'_{2,1} & X'_{2,2} & \cdots & X'_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X'_{N_T,1} & X'_{N_T,2} & \cdots & X'_{N_T,M} \end{bmatrix}_{N_T \times M} \quad (4-15)$$

其中, $X'_{i,m}$ 可以从 $\{X_{i,j}, i=1, \dots, N_T, m=1, \dots, M\}$ 中选择。对第一根天线的第一个子块 $X'_{1,1}$, 可以与任意天线上的任意子块置换, 即从 $N_T M$ 个子块中选择一个; 对第一根天线的第二个子块 $X'_{1,2}$, 可以与剩余的 $(N_T M - 1)$ 个子块中的选择一个子块置换; 依此类推, 对第 N_T 根天线的第 M 个子块 $X'_{N_T,M}$, 只能选择与仅剩的一个子块进行置换。因此共存在 $(N_T M)!$ 种置换可能。对所有子块作空频旋转变换, 从而得到第 i 根发射天线上发射的数据 $X'_i = \sum_{m=1}^M X'_{i,m}$ 。考虑到系统的复杂度, 仅从这 $(N_T M)!$ 组中选择 V 组作空频旋转变换, 即 RS-SFP 方案。

在 RS-SFP 方案中, 首先产生一个 $V \times N_T M$ 维的随机矩阵 R , 表示为

$$R = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,M} & \cdots & r_{1,M(N_T-1)+1} & r_{1,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{1,N_T M} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \cdots & r_{2,M} & \cdots & r_{2,M(N_T-1)+1} & r_{2,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{2,N_T M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{V,1} & r_{V,2} & \cdots & r_{V,M} & \cdots & r_{V,M(N_T-1)+1} & r_{V,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{V,N_T M} \end{bmatrix}_{V \times N_T M} \quad (4-16)$$

其中, V 为新产生的随机空频序列组数。随机矩阵 R 中的任意一个元素 $r_{v,j}$, $v \in [1, V]$, $j \in [1, N_T M]$ 均为整数, 且对于随机矩阵 R 中任意行向量 $r_v = [r_{v,1} \ r_{v,2} \ \cdots \ r_{v,M} \ \cdots \ r_{v,M(N_T-1)+1} \ r_{v,M(N_T-1)+2} \ \cdots \ r_{v,N_T M}]$, 其 $r_v \in [1, N_T M]$, 且为 $[1, 2, \dots, N_T M]$ 的随机排列。随机空频旋转变换后, 第 i 根发射天线上的第 m 个子块 $X'_{i,m}$ 选择的是 $r_{v,M(n_i-1)+u}$ 对应的第 n_i 根天线上的第 u 个子块 $X_{n_i,u}$ 。若 $j = M(i-1) + m, i \in [1, N_T], m \in [1, M]$, $r_{v,j} = M(n_i-1) + u, n_i \in [1, N_T], u \in [1, M]$, 则表示随机空频旋转变换后, 第 i 根发射天线上的第 m 个子块 $X'_{i,m}$ 选择的是第 n_i 根天线上的第 u 个子块 $X_{n_i,u}$ 。其中

$$n_i = \left\lceil (r_{v,j} - 1) / M + 1 \right\rceil \quad (4-17)$$

$$u = r_{v,j} \% M, u = 0 \text{ 表示第 } M \text{ 个子块}$$

RS-SFP 方案具体实现过程如下: 根据随机矩阵 R 中每个元素的数值, 对经过 STBC 编码后的原始数据序列进行随机空频旋转变换, 从而得到 V 组新的数据序列, 根据最小最大准则, 计算每组数据的最大 PAPR ($PAPR_{\max}$), 从中选择 $PAPR_{\max}$ 最小的一组数据 $\{\tilde{X}_1, \tilde{X}_2\}$ 进行传输。假设接收端已知矩阵 R , 所需的边带信息为 $SI = (\log_2 V) / N_T$, 仅是 RS-CARI 算法的 $1/N_T$ 。

图4-6为采用不同随机数据组数 V 时随机空频旋转算法的 PAPR 仿真曲线, 仿真参数如表4-2所示, 随机矩阵 R 的行向量数目分别为 $V = 4, 16, 64$ 。从图4-6中可以看出, 与原始的 MIMO-OFDM 系统相比, RS-SFP 方案能较好的改善 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能, 且随着 V 的增加, PAPR 性能改善越来越明显。在 $\Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ 处, $V = 4, 16, 64$ 时, 基于 RS-SFP 算法的两天线 MIMO-OFDM 系统分别可以获得 1.7 dB、2.7 dB、3.2 dB 的 PAPR 性能改善; 在同一 V 取值条件下, RS-SFP 方案具有与 CARI 算法基本相同的 PAPR 性能, 但 RS-SFP 方案的边带信息量降为 CARI 算法的 $1/N_T$, 从而可以有效的减少边带信息的发送, 提高了系统效率。

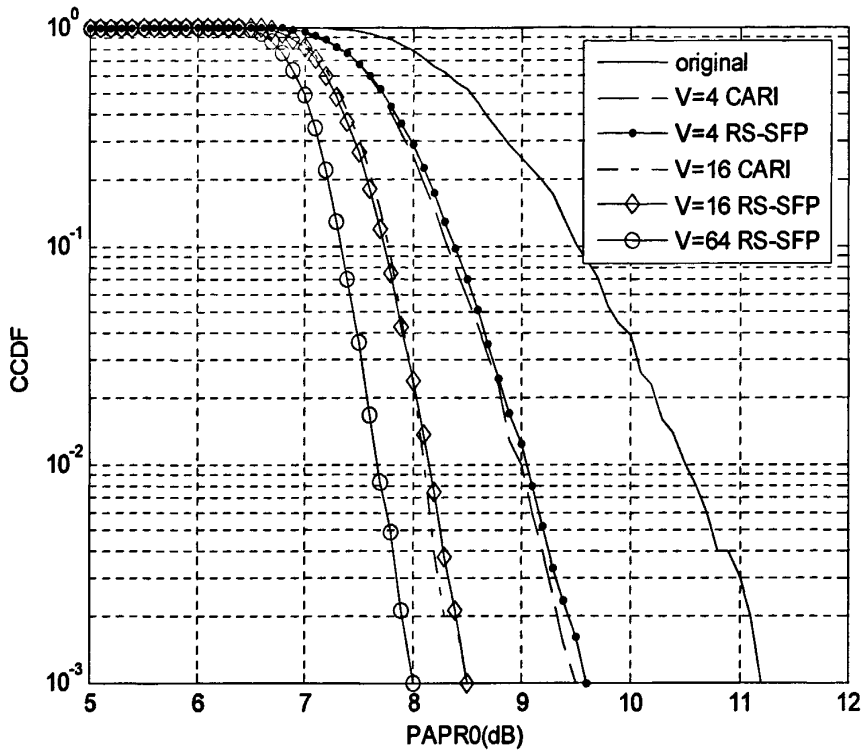


图 4-6 不同 V 取值条件下的 RS-SFP 的 PAPR 性能

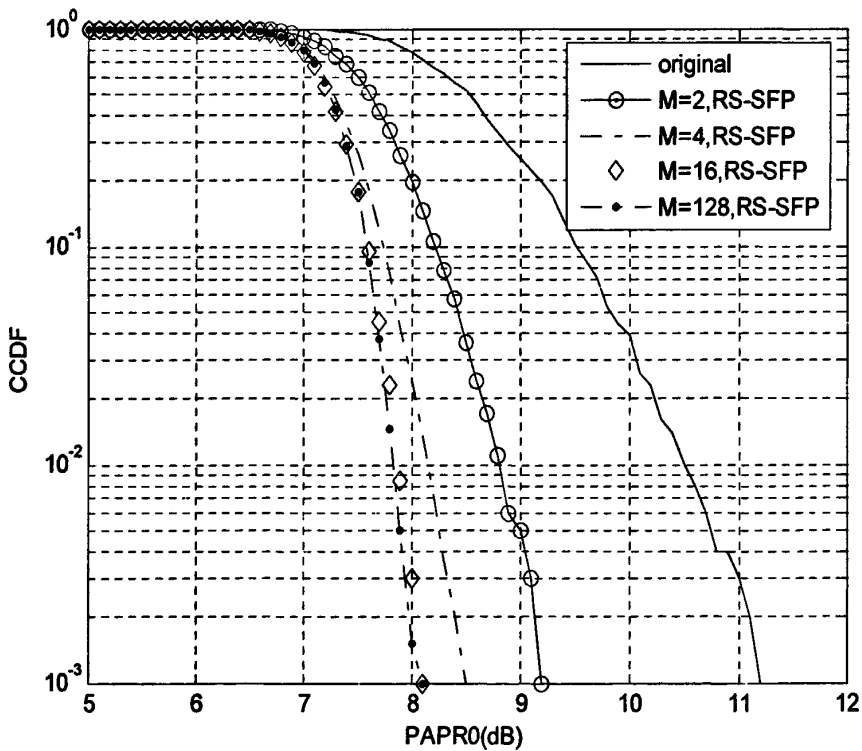


图 4-7 不同 M 取值条件下的 RS-SFPI 的 PAPR 性能

采用不同分块数 M 时 RS-SFP 的 PAPR 分布如图4-7所示, 仿真参数与表

4-1相同， $V=16$ ，随机矩阵 R 的行向量数目分别为 $M=2,4,16,128$ 。从图4-7中可以看出，与原始的 MIMO-OFDM 系统相比，RS-SFP 方案能很好的改善 MIMO-OFDM 系统的PAPR性能， 10^{-3} 处 $M=2,4,16,128$ 分别可以获得2dB、2.7 dB、3.1 dB、3.1 dB的PAPR性能改善；且从 $M=16$ 起，不同分块数基本不影响 MIMO-OFDM 系统的PAPR。

4.2.4 算法代价比较

虽然 SFPI 方案省略了 SLM 算法繁琐的点乘运算过程，仅通过取反和置换的操作来获得新的数据流，但无论是 SLM 方案还是 SFPI 方案，对于一个 OFDM子载波数为 N 的MIMO-OFDM系统，都需要对新产生的数据流分别进行 N 点IFFT变换，并计算其PAPR值以选择最佳的信号进行传输。因此，两种方案的计算复杂度都是很大的。

表4-3 MIMO-OFDM系统中采用不同PAPR降低方案的比较

	边带信息量 (bit)	计算复杂度
CSLM	$\lceil \log_2 V \rceil$	$2V$ 次 LN 点IFFT运算； $2V$ 次 LN 点点乘
SS-CARI	$2M$	$8M$ 次 LN 点IFFT运算；无 点乘运算
RS-CARI	$\lceil \log_2 V \rceil$	V 次 LN 点IFFT运算；无点 乘运算
SS-SFPI	$2M + \lceil \log_2 (1 \cdot 4 \cdot 7 \cdot \dots \cdot (3M - 2)) \rceil$	$2M^2$ 次 LN 点IFFT运算； 无点乘运算
SRS-SFPI	$\lceil \log_2 VU \rceil$	$2(V + U)$ 次 LN 点IFFT运 算；无点乘运算
RS-SFP	$\lceil \log_2 V \rceil / N_T$	$2V$ 次 LN 点IFFT运算；无 点乘运算

当发射天线数 $N_T=2$ 时，表4-3给出了 MIMO-OFDM 系统中采用不同PAPR

降低方案的比较情况。在实际系统中，通常要从PAPR的降低性能、边带信息量、计算复杂度等方面全面考虑，从而选择最佳方案。

表4-4 MIMO-OFDM系统中采用不同PAPR降低方案的比较

$\Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ 处PAPR降低效果	
$V = 16$ 的CSLM	2dB
$M = 16$ 的SS-CARI	3.5dB
$V = 16, M = 4$ 的RS-CARI	2.7dB
$M = 16$ 的SS-SFPI	4.9dB
$V = 8, U = 2, M = 4$ 的SRS-SFPI	2.7dB
$V = 16, M = 4$ 的RS-SFP	2.7dB

在 RS-SFP 方案中，对于恒定的子数据块数 M ，当行向量数目 V 与 CSLM 方案中所采用的相位序列数目 D 相同时，两者都只需进行从 $N_T V = N_T D$ 次 N 点 IFFT 变换。因此，虽然 RS-SFP 方案的 PAPR 降低效果略低于 CSLM 方案，但是 RS-SFP 方案中省去了 SLM 算法中的点乘运算过程，计算复杂度降低了，且 RS-SFP 的边带信息量降为 CSLM 算法的 $1/N_T$ 。

4.3 SFPI-CAZAC 联合算法

4.3.1 CAZAC 序列降低系统 PAPR 的原理

CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto Correlation Sequence) 序列，具有良好的自相关和互相关特性，因而在信道估计和时间同步方面应用较多。下文给出了 CAZAC 序列自相关性的证明，并提出将 CAZAC 序列应用于降低系统的 PAPR，其基本思想是将原始数据序列与 CAZAC 变换矩阵相乘，产生新的数据序列，使该数据序列具有更低的非周期自相关性，从而降低系统的 PAPR 值。

1、CAZAC 序列及其变换矩阵



长度为 L 的 CAZAC^{[48][49][50]} 序列 $C = \{C_0, C_1, \dots, C_{L-1}\}$ 可以构造如下:

$$C_k = \begin{cases} \exp(j\pi k(k+1)p/L), & L \text{ is odd} \\ \exp(j\pi k^2 p/L), & L \text{ is even} \end{cases} \quad (4-18)$$

其中, $k = 0, 1, \dots, L-1, p$ 与 L 互质。

L 为偶数时, 序列 C 的周期自相关函数为

$$\begin{aligned} \rho(m) &= \sum_{n=0}^{L-1} c_n c_{(n-m) \bmod L}^* \\ &= \sum_{n=0}^{m-1} c_n c_{n-m+L}^* + \sum_{n=m}^{L-1} c_n c_{n-m}^* \\ &= \sum_{n=0}^{m-1} \exp\left[\frac{j\pi p n^2}{L}\right] \exp\left[-\frac{j\pi p(n-m+L)^2}{L}\right] + \sum_{n=m}^{L-1} \exp\left[\frac{j\pi p n^2}{L}\right] \exp\left[-\frac{j\pi p(n-m)^2}{L}\right] \\ &= \sum_{n=0}^{m-1} \exp\left[\frac{j\pi p(2n-m+L)(m-L)}{L}\right] + \sum_{n=m}^{L-1} \exp\left[\frac{j\pi p(2mn-m^2)}{L}\right] \end{aligned} \quad (4-19)$$

其中

$$\begin{aligned} \exp\left[\frac{j\pi p(2n-m+L)(m-L)}{L}\right] &= \exp\left[\frac{j\pi p(2mn-2nL-m^2+2mL-L^2)}{L}\right] \\ &= \exp\left[\frac{j\pi p(2mn-m^2)}{L}\right] \exp\left[\frac{j\pi p(2mL-2nL-L^2)}{L}\right] \\ &= \exp\left[\frac{j\pi p(2mn-m^2)}{L}\right] \exp[j\pi p(2m-2n-L)] \end{aligned} \quad (4-20)$$

由于 L 为偶数, 则 $2m-2n-L$ 为偶数, 于是 (4-20) 式可写为

$\exp\left[\frac{j\pi p(2mn-m^2)}{L}\right]$, 因此

$$\rho(m) = \sum_{n=0}^{L-1} \exp\left[\frac{j\pi p(2mn-m^2)}{L}\right] = \exp\left[-\frac{j\pi p m^2}{L}\right] \sum_{n=0}^{L-1} \exp\left[\frac{j2\pi p mn}{L}\right] \quad (4-21)$$

取 $p=1$, 当 $m=0$ 时, 显然 $\rho(m)=L$ 。当 $m=1, 2, \dots, L$ 时, 因为 m 与 L 互质,

$\exp[j2\pi m/L]$ 是 L 阶单位根。根据

$$\sum_{n=0}^{L-1} r^n = \begin{cases} L & r=1 \\ 0 & r \text{ 为 } L \text{ 阶单位根, } r \neq 1 \end{cases} \quad (4-22)$$

可知 $|\rho(m)|=0, m=1, 2, \dots, L$ 。



若长度 $L = N^2$, $p = 1$, CAZAC 序列按列重排成 $N \times N$ 的复正交变换矩阵 A 如下:

$$A = \begin{bmatrix} C_0 & C_N & \cdots & C_{N(N-1)} \\ C_1 & C_{N+1} & & C_{N(N-1)+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N-1} & C_{2N-1} & \cdots & C_{N^2-1} \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

其中, $c_k = \exp[j\pi k^2 / N^2]$, $A_{mn} = c_{m+Nn} = \exp[j\pi(m+Nn)^2 / N^2]$, $A^H A = I$, $(.)^H$ 代表共轭转置。

2、采用 CAZAC 变换的 OFDM 系统模型

利用 CAZAC 变换的 OFDM 系统原理框图如图 4-8 所示, 输入的高速串行数据首先进行映射、串并变换, 形成数据向量 $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$, 然后将该向量与 CAZAC 变换矩阵 A 相乘得到处理后的数据向量 $X_A = [X_{A0}, X_{A1}, \dots, X_{A(N-1)}]$, X_{Ai} 为经过变换矩阵 A 后的第 i 个子载波上调制的数据, 然后将数据向量进行 IFFT 变换。

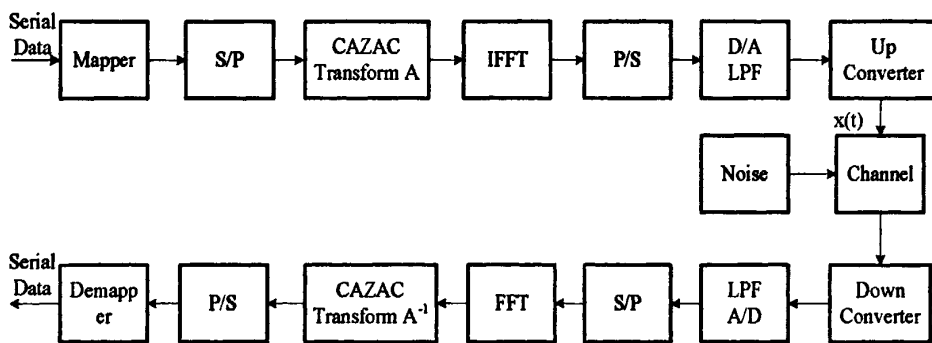


图 4-8 CAZAC 变换 OFDM 系统框图

3、PAPR 及序列相关性分析

由图 4-8 所示的 OFDM 系统模型可知 OFDM 基带信号如下:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X_{Ai} e^{j2\pi i t} \quad (4-24)$$

其中, $j = \sqrt{-1}$, $X_{Ai} = \sum_{n=0}^{N-1} A_{in} X_n$, N 为子载波数。

OFDM 每符号的 PAPR 定义为



$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max(|x(t)|^2)}{E\{|x(t)|^2\}} \quad (4-25)$$

由文献^[19]可知, 如果对所有子载波的幅度进行归一化, 那么 $E\{|x(t)|^2\} = N$ 。

因此

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max(|x(t)|^2)}{N} \quad (4-26)$$

信号 $s(t)$ 的瞬时功率为:

$$\begin{aligned} P_c(t) &= |x(t)|^2 = x(t) \cdot x^*(t) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_{Ai} X_{Ak}^* \exp[j2\pi(i-k)t] \\ &= \frac{1}{N} \left\{ N + 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-2} \sum_{k=i+1}^{N-1} X_{Ai} X_{Ak}^* \exp[j2\pi(i-k)t] \right\} \right\} \\ &= 1 + \frac{2}{N} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^{N-1} \exp[j2\pi t] \sum_{i=0}^{N-1-m} X_{Ai} X_{A(i+m)}^* \right\} \end{aligned} \quad (4-27)$$

对于任意复数 z , $\operatorname{Re}(z) \leq |z|$, $|\sum z_n| \leq \sum |z_n|$, 因此

$$P_c(t) \leq 1 + \frac{2}{N} \sum_{m=1}^{N-1} |\rho(m)| \quad (4-28)$$

其中, $\rho(m) = \sum_{i=0}^{N-1-m} X_{Ai} X_{A(i+m)}^*$, $m=0,1,\dots,N-1$ 表示非周期自相关函数。以上不等

式表明若 $IFFT$ 前输入序列 X_A 的非周期自相关函数的模比较小 (即 $m \geq 1$ 时,

$|\rho(m)|$ 较小), 则经过多载波组合之后所得到的信号的最大功率值也会较小^[51],

自相关函数的峰值为输入序列的平均功率。若系统子载波数 N 不变, 改峰值仅取决于输入序列。若一个序列非周期自相关函数的旁瓣值大于另一个序列, 则前一个序列比后者具有更大的非周期自相关性。 $IFFT$ 运算可以看作是输入序列乘以一组正弦函数, 然后相加并采样。因此, $IFFT$ 输入序列自相关性越大, 越有可能造成该组正弦函数同相相加, 从而越有可能从而产生大的峰值功率。

对采用 CAZAC 变换与采用 Hadamard 变换^[19]和不采用矩阵变换的 OFDM 系统的 $IFFT$ 输入序列的非周期自相关函数进行比较。如图 4-9 所示, 子载波数 $N=64$, 随机产生 QPSK 序列, 一个 OFDM 符号的 $IFFT$ 输入序列输入序列的非

周期自相关函数 $\rho(m)$ ，图中对其进行了归一化，最大值 1 表示改序列的平均功率。由图 4-9 可以看出，采用 CAZAC 变换的系统，其 $\rho(m)$ 的旁瓣远小于传统的 OFDM 系统，同时也小于采用 Hadamard 变换的系统。这表明采用 CAZAC 变换能很好的降低输入序列的相关性，根据方程 (4-28) 可知，采用 CAZAC 变换比采用 Hadamard 变换更能降低系统出现较大 PAPR 的概率，这也是采用该变换降低 PAPR 的内在原因。

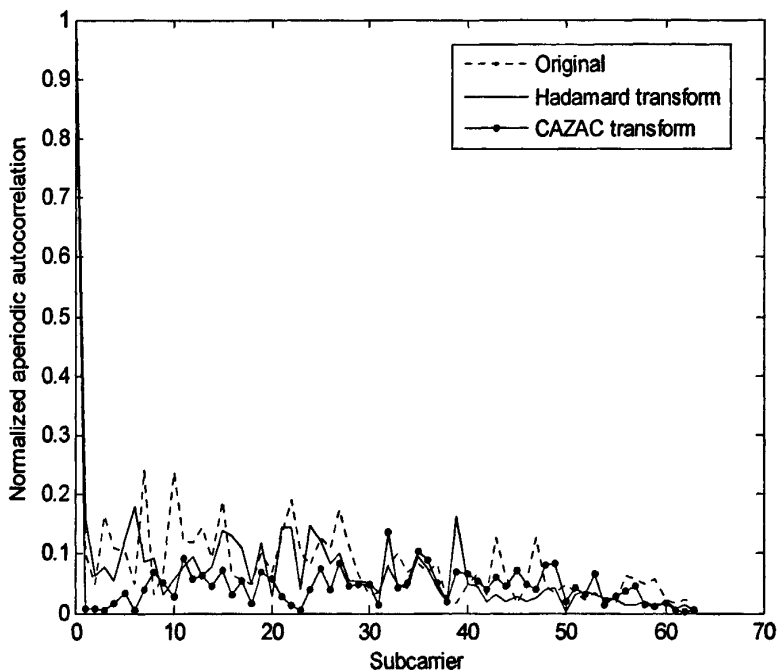


图 4-9 归一化非周期自相关函数比较

4.3.2 SFPI-CAZAC 联合算法及仿真分析

现有的算法对 PAPR 的降低效果不同且各有自己的优缺点，在很多情况下，仅使用一种算法并不能够达到理想的降低效果，因此我们很自然的想到可以利用多种算法的联合来处理。空频旋转取反算法能有效的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR，矩阵变换算法编解码简单，易于实现；本节提出了一种新的降低 PAPR 的算法，即 CAZAC 矩阵变换算法，并将 SFPI-CAZAC 联合算法应用到 MIMO-OFDM 系统中。

SFPI-CAZAC 联合算法的原理为：在 MIMO-OFDM 系统发射端，输入的高

速串行数据首先进行映射、串并变换，空时编码，先进行空频旋转取反算法，对每一个子块做 SFPI 变换，并从中选择 PAPR 性能最优的一组数据进行传输，然后将该组数据进行 CAZAC 矩阵变换。

为了验证联合算法的性能和正确性,本文主要从对 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的降低效果进行了 MATLAB 仿真。该 MIMO-OFDM 系统仿真参数如表 4-5 所示，空频旋转取反算法是采用随机空频旋转算法(RS-SFP)，其中子块数 $M=4$ ，随机空频序列组数 $V=16, 64$ 。

表 4-5 SFPI-CAZAC 联合算法仿真参数

发射天线数	空时码类型	子载波数	调制方式	过采样率
2	正交 STBC	512	QPSK	4

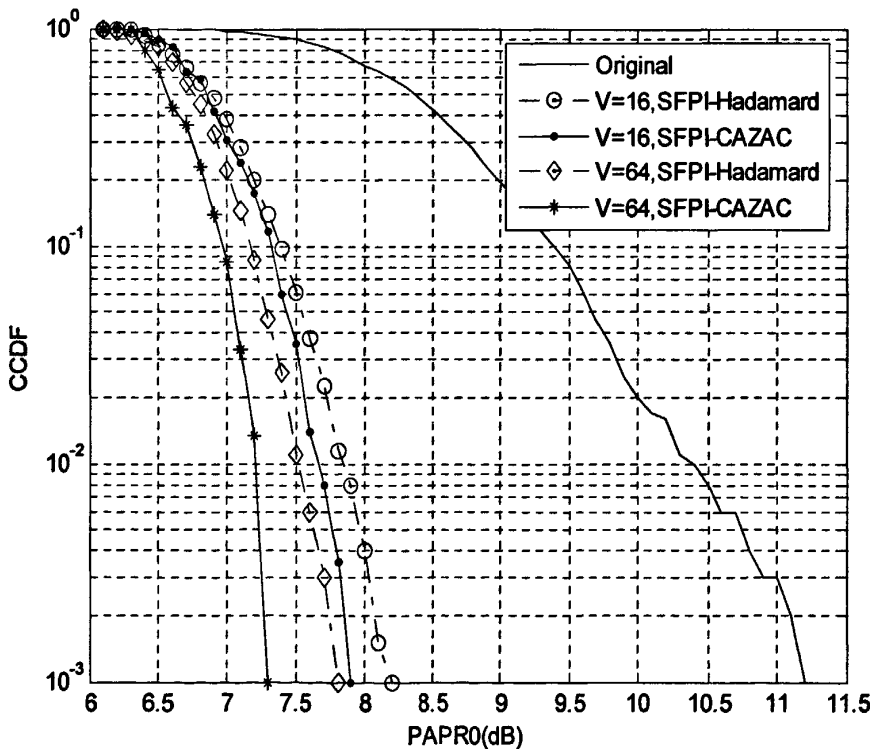


图4-10 RS-SFP与CAZAC矩阵变换联合算法对PAPR的降低效果

采用随机空频旋转取反算法的 SFPI-CAZAC 联合算法的 PAPR 性能如图 4-10 所示,该算法在能显著降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。与图 4-6 所示的 RS-SFPI 相比, SFPI-CAZAC 联合算法 $V=16, 64$ 时在 10^{-3} 处峰均比约有 0.7dB 的性能改善；从图中也可以看出，SFPI 与 CAZAC 矩阵变换联合算法的性能明显优于 SFPI-Hadamard 联合算法，这也验证了图 4-9 得出的序列旁瓣越小 PAPR 越低的

结论。

4.4 本章小结

在本章中, 首先提出了一种降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的新算法——空频旋转取反算法(SFPI), 在天线信号旋转取反的同时, 对子块进行变换, 充分挖掘天线和频域子块所能提供的自由度, 降低系统的 PAPR。为降低系统的复杂度, 在 SFPI 算法的基础上, 提出了三种次最优方案: 逐次次最优空频旋转取反算法(SS-SFPI), 级联随机次最优空频旋转取反算法(SRS-SFPI), 以及随机次最优空频旋转取反算法(RS-SFPI), 分别通过逐次天线和频域子块旋转取反、随机天线和频域子块实现。最后提出了 SFPI-CAZAC 矩阵变换联合算法, 利用 CAZAC 序列的等幅零自相关特性降低 IFFT 输入序列的相关性, 从而降低系统的峰均比。

对所提算法进行 MATLAB 仿真。仿真结果表明, 所提算法不仅可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, SS-SFPI 和 RS-SFPI 的性能均优于 CARI, 且具有较低的系统复杂度, SFPI-CAZAC 联合算法能进一步降低系统的 PAPR。

第五章 基于 STFPI 算法降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR

在第四章讲到,空频旋转取反(SFPI)算法利用空间和频率二维方向上的自由度,能够有效的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。本章在第四章研究的基础上,深入研究 MIMO-OFDM 系统在时间方向上的自由度,提出了一种采用空时频旋转取反(Space-Time-Frequency Permutation and Inversion, STFPI)算法降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的新算法,充分利用 MIMO-OFDM 系统空间、时间和频率三维方向上的自由度,该方法适用于任意天线的 MIMO-OFDM 系统。

为了降低 MIMO-OFDM 系统的复杂度,本章同时提出了一种次优的空时频旋转取反算法,即 RS-STFPI (Random Suboptimal Space-Time-Frequency Permutation and Inversion)算法,并对所提算法进行 MATLAB 仿真分析,验证算法的正确性与有效性。

5.1 基于 STFPI 降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR

目前,现有文献对 MIMO-OFDM 系统的在时间方向上的自由度没有进行深入的研究,并将其用于降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。考虑一个实际的具有时隙结构的 MIMO-OFDM 系统,一个时隙内在不同传输时刻传输的多个 OFDM 符号,相当于不同发送天线上的多个 OFDM 符号。与空间旋转取反相同,时间旋转取反同样可以获得性能增益,从而降低 MIMO-OFDM 系统的峰均比。因此,本章通过对 MIMO-OFDM 符号进行空间、时间、频率三个维度上的变换降低系统的 PAPR。

5.1.1 空时频旋转取反算法原理

在实际的 MIMO-OFDM 通信系统中,如 IEEE 802.16e^[52],一个时隙内有多个 OFDM 符号,逐个符号进行传输。因此可以考虑在时域上对 OFDM 符号进行变换。基于此,本文提出了空时频旋转取反(STFPI)算法,以每根天线上一个时隙内的 K 个符号为单位,即 N_T 根发射天线上的 KN_T 个 OFDM 符号进行旋转取反



变换, 从而降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。

设 MIMO-OFDM 系统载波数为 N , 对一个时隙内的 K 个符号进行 STFPI 变换, 即将 STBC 编码后第 μ ($\mu=1, \dots, N_T$) 根天线上的第 k ($k=1, \dots, K$) 个符号在频域上的数据 $X_{k,\mu}$ ($k=1, \dots, K; \mu=1, \dots, N_T$) 分为 M 个长度相等的频域子块 $X_{k,\mu,m}$ ($1 \leq m \leq M$), 每个子块包含 N/M 个子载波。这样, 具有 N_T 根发射天线、每根天线一个时隙内的 K 个 OFDM 符号的 MIMO-OFDM 系统, 共有 KN_T 个 OFDM 符号, 因而形成 KN_TM 个频域子块。一个时隙内的 K 个符号的发射数据表示为 $X = [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_K]$, 其中第 k 个符号 ($k=1, \dots, K$) 上的子块集合可以表示成:

$$X_k = \begin{bmatrix} X_{k,1,1} & X_{k,1,2} & \dots & X_{k,1,M} \\ X_{k,2,1} & X_{k,2,2} & \dots & X_{k,2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{k,N_T,1} & X_{k,N_T,2} & \dots & X_{k,N_T,M} \end{bmatrix}_{N_T \times M} \quad (5-1)$$

其中, $X_{k,\mu} = [X_{k,\mu,1} \ X_{k,\mu,2} \ \dots \ X_{k,\mu,M}]$, $\mu \in [1, N_T]$ 为第 k 个符号在第 μ 根发射天线上传输的数据, $X_{k,\mu,m}$ 为第 k 个符号在第 μ 根发射天线上的第 m 个子数据块。

STFPI 算法作用于任意天线上任意时隙的 K 个符号之间的任意子块, 将各个子块在空间、时域、频域上进行旋转取反, 即按一定的规则依次将不同天线上、不同时隙内 K 个符号之间、不同 MIMO-OFDM 符号之间的频域子块进行旋转和取反操作, 根据一定的规则重新构造 MIMO-OFDM 符号, 得到多组发送数据, 并从中选择 PAPR 性能最优的一组数据进行传输, 从而有效地降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, 且每次迭代没有复数乘法运算, 系统的复杂度较低。应用 STFPI 算法降低基于 STBC 编码的 MIMO-OFDM 系统的原理框图如图 5-1 所示。

空时频旋转取反变换后, 第 k 个符号上传输的数据可以表示为:

$$X'_k = \begin{bmatrix} X'_{k,1,1} & X'_{k,1,2} & \dots & X'_{k,1,M} \\ X'_{k,2,1} & X'_{k,2,2} & \dots & X'_{k,2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X'_{k,N_T,1} & X'_{k,N_T,2} & \dots & X'_{k,N_T,M} \end{bmatrix}_{N_T \times M} \quad (5-2)$$

其中, $X'_{k,\mu,m}$ 可以在 $\{\pm X_{k,\mu,m} : k=1,\dots,K, \mu=1,\dots,N_T, m=1,\dots,M\}$ 中选择。即 STFPI 变换时, 第一根天线上第 k 个 OFDM 符号的第 1 个子块 $X'_{k,1,1}$, 可以在 $2KN_TM$ 个子块范围内选择; 对第 k 个符号第二个子块 $X'_{k,2,1}$, 可以在其它的 $2(KN_TM-1)$ 个子块中选择一个; 依此类推, 可以选出余下的子块; 最后一个子块 $X'_{K,N_T,M}$ 只能在剩下的那个子块或其取反子块中选择。因此, 具有 KN_T 个 OFDM 符号且每个符号分为 M 个频域子块的 MIMO-OFDM 信号, 在一个时隙的 K 个符号内共有 $2^{KN_TM} \cdot (KN_TM)!$ 种不同的符号组合。在此符号集中, 按照最小最大标准^[25], 选择性能最好的一组进行传输。

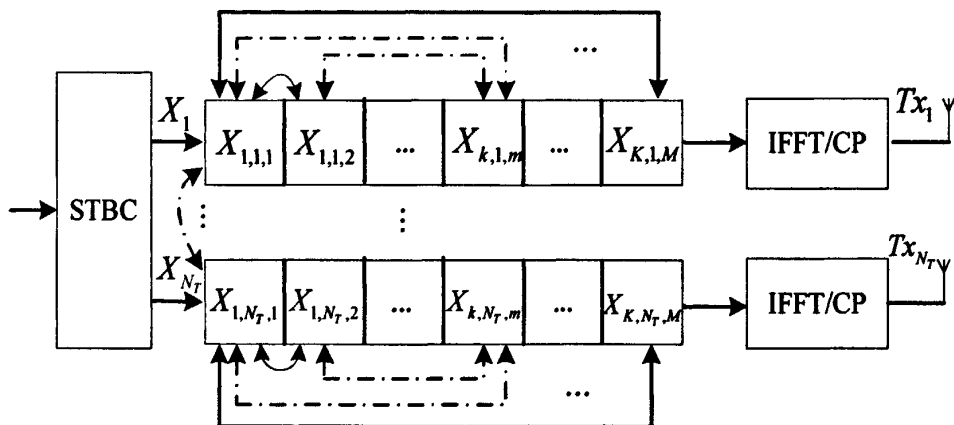


图 5-1 空时频旋转取反算法原理框图

5.1.2 随机空时频旋转取反算法

对具有 N_T 根发射天线、每根天线一个时隙内的 K 个符号的 MIMO-OFDM 系统的所有 KN_TM 个频域子块作空时频旋转取反变换, 共产生 $2^{KN_TM} \cdot (KN_TM)!$ 种排列组合, 这样选择性能最好的一组进行传输时, 计算量较大。为了降低 STFPI 算法的复杂度, 本文提出了一种次优的 STFPI 算法, 即随机空时频旋转取反 (RS-STFPI) 算法。其基本思想为: 仅从空时频旋转取反变换产生的这 $2^{KN_TM} \cdot (KN_TM)!$ 组中, 随机选择 V 组数据, 然后根据最小最大标准, 从 V 组数据中选择性能最好的一组进行传输。



在 RS-STFPI 方案中, 首先产生一个 $V \times KN_T M$ 维的随机矩阵 R , 表示为

$$R = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,M} & \cdots & r_{1,M(N_T-1)+1} & r_{1,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{1,KN_T M} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \cdots & r_{2,M} & \cdots & r_{2,M(N_T-1)+1} & r_{2,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{2,KN_T M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{V,1} & r_{V,2} & \cdots & r_{V,M} & \cdots & r_{V,M(N_T-1)+1} & r_{V,M(N_T-1)+2} & \cdots & r_{V,KN_T M} \\ \cdots r_{1,(K-1)N_T M+1} & \cdots & r_{1,(K-1)N_T M+M} & \cdots & r_{1,KN_T M} & \cdots & r_{1,KN_T M} \\ \cdots r_{2,(K-1)N_T M+1} & \cdots & r_{2,(K-1)N_T M+M} & \cdots & r_{2,KN_T M} & \cdots & r_{2,KN_T M} \\ \cdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cdots r_{V,(K-1)N_T M+1} & \cdots & r_{V,(K-1)N_T M+M} & \cdots & r_{V,KN_T M} \end{bmatrix}_{V,KN_T M} \quad (5-3)$$

其中, V 为新产生的随机空时频序列组数。随机矩阵 R 中的任意一个元素 $r_{v,j}$, $v \in [1, V]$, $j \in [1, KN_T M]$ 均为整数; 且对于随机矩阵 R 中任意行向量 $r_v = [r_{v,1} \ r_{v,2} \ \cdots \ r_{v,M} \ \cdots \ r_{v,(K-1)N_T M+1} \ \cdots \ r_{v,KN_T M}]$, 其值为 $[1, 2, \dots, KN_T M]$ 子块的随机取反排列。若 $j = (k-1)N_T M + M(\mu-1) + m$, $k \in [1, K]$, $\mu \in [1, N_T]$, $m \in [1, M]$, $r_{v,j} = (a-1)N_T M + M(b-1) + c$, $a \in [1, K]$, $b \in [1, N_T]$, $c \in [1, M]$, 则表示随机空时频旋转取反变换后, 在第 μ 根发射天线上的一个时隙内的第 k 个符号的第 m 个子块 $X'_{k,\mu,m}$ 选择的是第 b 根天线上的第 a 个符号的第 c 个子块 $X_{a,b,c}$ 。其中

$$\begin{aligned} a &= \lceil (r_{v,j} - 1) / 2M + 1 \rceil \% K, a = 0 \text{ 表示第 } K \text{ 个符号} \\ b &= \lceil (r_{v,j} - 1) / (KN_T M) + 1 \rceil \\ c &= \lceil (r_{v,j} + 1) / 2 \rceil \% M, c = 0 \text{ 表示第 } M \text{ 个子块} \end{aligned} \quad (5-4)$$

若 $r_{v,j} / 2 = 0$, 则表示所选择的子块为 $-X_{a,b,c}$, 即对第 b 根天线上的第 a 个符号的第 c 个子块 $X_{a,b,c}$ 的进行取反。

RS-STFPI 算法实现过程如下: 根据随机矩阵 R 的每个元素的数值对原始数据序列进行变换, 即进行随机空时频旋转取反变换, 从而得到 V 组新的数据序列, 根据最小最大准则, 从中选择具有最小 $PAPR_{\max}$ 的一组数据 $\{\tilde{X}_1, \tilde{X}_2\}$ 进行传输。

为了正确恢复原始数据, RS-STFPI 算法需要发射边带信息, 以告知接收端



$X'_{k,\mu,m}$ 最终选择的子块。假设接收端已知随机矩阵, 随机空时频旋转取反算法每
天线每符号所需的边带信息仅为 $SI = (\log_2 V)/(KN_T)$ 。

5.2 仿真分析

为了验证空时频旋转取反算法的正确性和有效性, 采用 MATLAB 对具有时隙结构的 MIMO-OFDM 系统进行 PAPR 性能仿真, 并就不同分块数 M 、随机选择组数 V 、一个时隙内选择的符号数 K 对 STFPI 算法性能的影响分别进行仿真分析, 为简单起见, 空时频旋转取反算法仿真采用 RS-STFPI 算法。

子块数 M 取值不同的条件下空时频旋转取反算法的 PAPR 性能如图 5-2 所示, 其中仿真参数如表 5-1 所示。为简单起见, 取 RS-STFPI 算法仿真的过采样率 $L=1$ 。过采样率 $L=4$ 时, RS-STFPI 具有相似的 PAPR 性能。从图 5-2 中可以看出, 与原始的 MIMO-OFDM 系统相比, 随机空时频旋转取反方案能很好的改善 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 性能。在 10^{-3} 处, 采用 $M=4$ 的 RS-STFPI 算法的 MIMO-OFDM 系统比原始系统的 PAPR 约改善 2.7dB; 比 $M=2$ 时 RS-STFPI 算法的 PAPR 性能略佳。

表 5-1 RS-STFPI 算法仿真参数

发射天线	空时码类型	子载波数	调制方式	K	V	过采样率
2	正交 STBC	128	QPSK	3	32	1

根据图 5-2 中可知, 当 $M=4,16,128$ 时, RS-STFPI 算法降低 MIMO-OFDM 系统的峰均比性能基本相同。即当 $M>4$ 时, 增加 M 对降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR 基本上无影响。因此, 在以下的随机空时频旋转取反算法仿真分析中, 均采用子块数 $M=4$ 。

不同 V 取值条件下 RS-STFPI 算法的 PAPR 性能如图 5-3 所示, 其中仿真参数如表 5-2 所示。由图 5-3 可以看出, 随机空时频旋转取反算法能显著的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, 在 10^{-3} 处 $V=8,16,32,64,128$ 分别约改善 2.1dB 、 2.5dB 、 2.7dB 、 2.8dB 、 3.1dB。

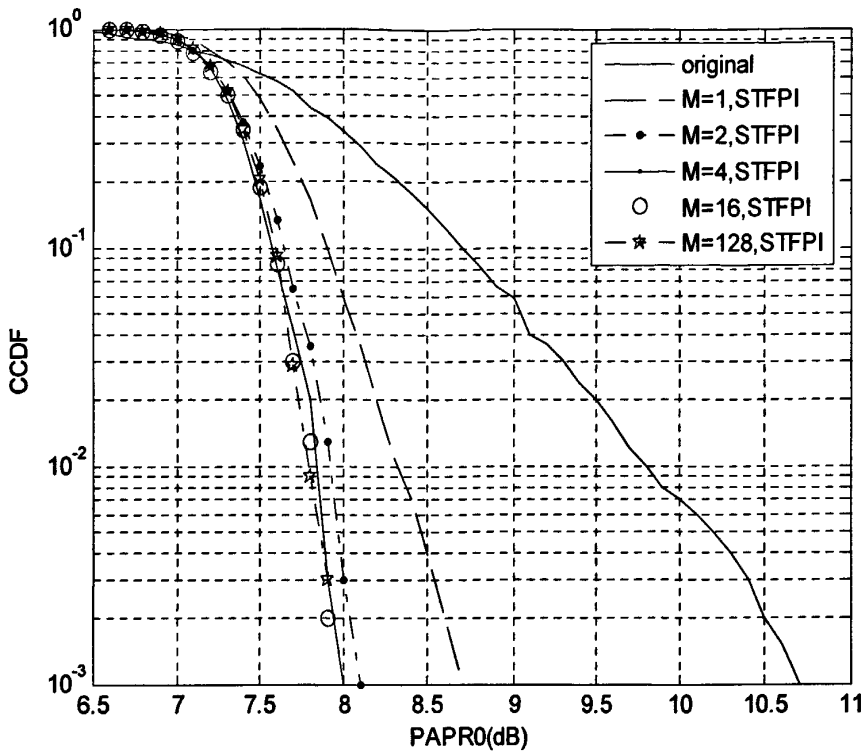


图 5-2 不同 M 取值条件下 STFPI 的 PAPR 性能

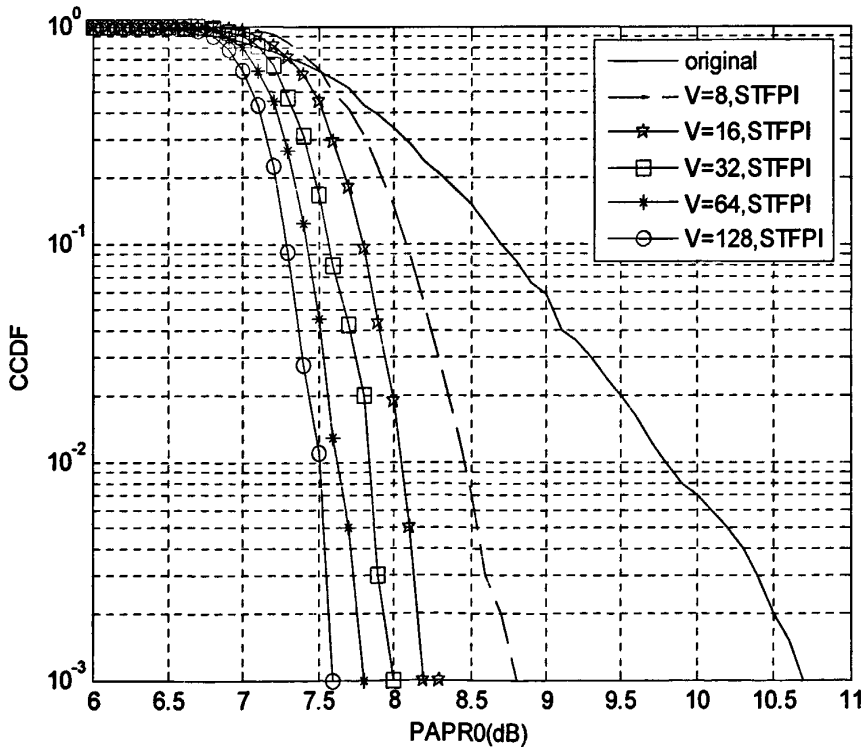


图 5-3 不同 V 取值条件下 RS-STFPI 的 PAPR 性能

表 5-2 RS-STFPI 算法仿真参数

发射天线	空时码类型	子载波数	调制方式	K	子块数 M	过采样率
2	正交 STBC	128	QPSK	3	4	1

为便于比较，图 5-4 给出了 RS-STFPI 算法与经典 PAPR 降低算法的仿真性能，RS-STFPI 算法采用表 5-2 所示的仿真参数。其中 SLM 采用随机相位矢量 $M=4$ 的独立的 SLM 算法 (ISLM)；PTS 分别采用分组数目 $V=4、8$ 的独立的 PTS 算法 (IPTS)。由图 5-4 可以看出，与 ISLM、IPTS 算法相比，随机序列组数 $V=16$ 的 RS-STFPI 算法比随机相位矢量 $M=4$ 的 ISLM、分组数目 $V=8$ 的 IPTS 算法的性能均约好 0.2dB；且 $M=4$ 的 ISLM 需要进行 $2\times 4^4=512\{\pm 1,\pm j\}$ 次 IFFT 运算， $V=8$ 的 IPTS 需要进行 $2\times 2^8=512\{\pm 1\}$ 次 IFFT 运算， $V=16$ 的 RS-STFPI 算法仅需要计算 $2\times 16=32$ 次 IFFT，大大减少了系统的计算量。

表 5-3 RS-STFPI 算法仿真参数

发射天线	空时码类型	子载波数	调制方式	子块数 M	过采样率
2	正交 STBC	64	QPSK	4	1

图 5-5 给出了随机选择序列组数 $V=16、32、128$ 时 RS-STFPI 算法与 CARI 算法的性能比较，其中 CARI 采用随机天线旋转取反简化算法 (RS-CARI)，RS-STFPI 算法采用表 5-3 所示的仿真参数。从图 5-5 中可以看出，RS-STFPI 与 RS-CARI 算法具有近似的 PAPR 性能，在 $CCDF=10^{-4}$ 处， $V=16、32、128$ 的 RS-STFPI 算法分别取得 3.1dB、3.4dB、3.8dB 的 PAPR 性能改善，比 RS-CARI 的性能略差；但根据图 5-5，RS-STFPI 算法比 RS-CARI 算法降低 PAPR 的曲线收敛速度快，可以推断在 $CCDF=10^{-6}、10^{-7}$ 处，RS-STFPI 算法将获得与 RS-CARI 算法基本一致的 PAPR 性能改善，甚至优于 RS-CARI 算法；且 RS-STFPI 的边带信息仅为 CARI 算法的 $1/KN_T$ ，极大的减少了边带信息量，因而用于传输边带信息所占用的频谱资源大大减少，提高了频谱利用率；同时因为 RS-STFPI 需要传输的边带信息很少，因传输边带信息而引起的 PAPR 增加也可以忽略不计，而 CARI 算法则需要妥善处理边带信息的发送，以防止峰值功率的再增长。由此也可以看出，空时频旋转取反算法具有较好的 PAPR 降低性能，同时边带信息量少，



复杂度较低。

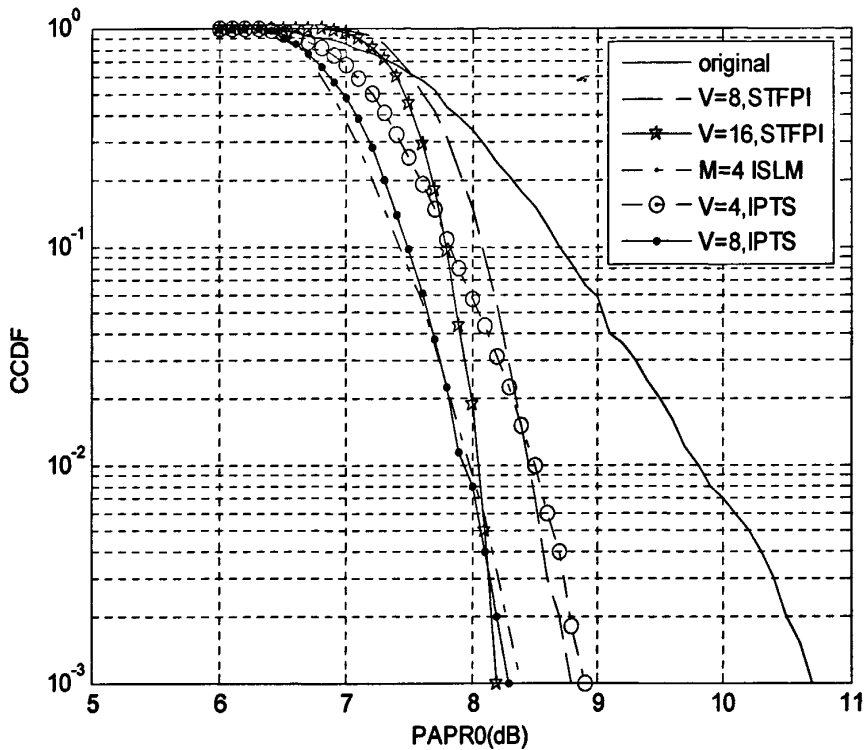


图 5-4 RS-STFPI 与经典 PAPR 降低算法的性能比较

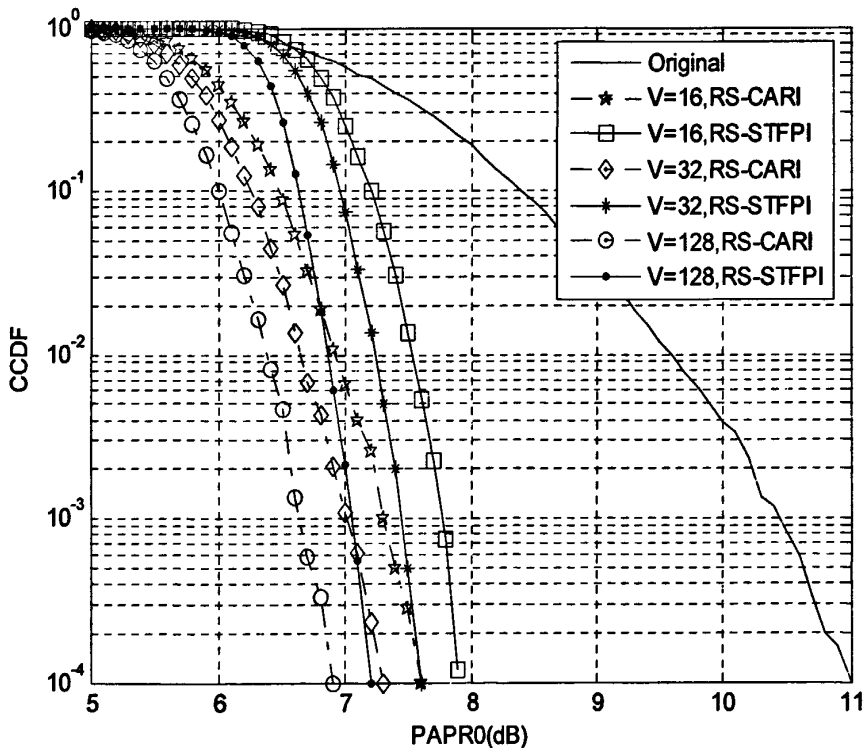


图 5-5 RS-STFPI 与 RS-CARI 算法的性能比较

图 5-6 为一个时隙内符号数 K 取值不同的条件下 RS-STFPI 算法的 PAPR 性能，仿真参数如表 5-4 所示。从图 5-6 中可以看出，在 V 相同的情况下，随机空时频旋转取反算法降低 PAPR 的性能随一个时隙内符号数 K 的增大而降低，如在 10^{-3} 处， $V=32$ 时， $K=3、6$ 分别约改善 2.7dB、2.5dB；因为相同的随机选择数据组数 V 取值条件下，符号数 K 越大，平均每个符号的随机选择组数 (K/V) 越小，因而性能降低。图 5-6 也表明，在 K 相同的情况下， V 越大，RS-STFPI 降低 PAPR 的性能越好。

表 5-4 RS-STFPI 算法仿真参数

发射天线	空时码类型	子载波数	调制方式	子块数 M	过采样率
2	正交 STBC	128	QPSK	4	1

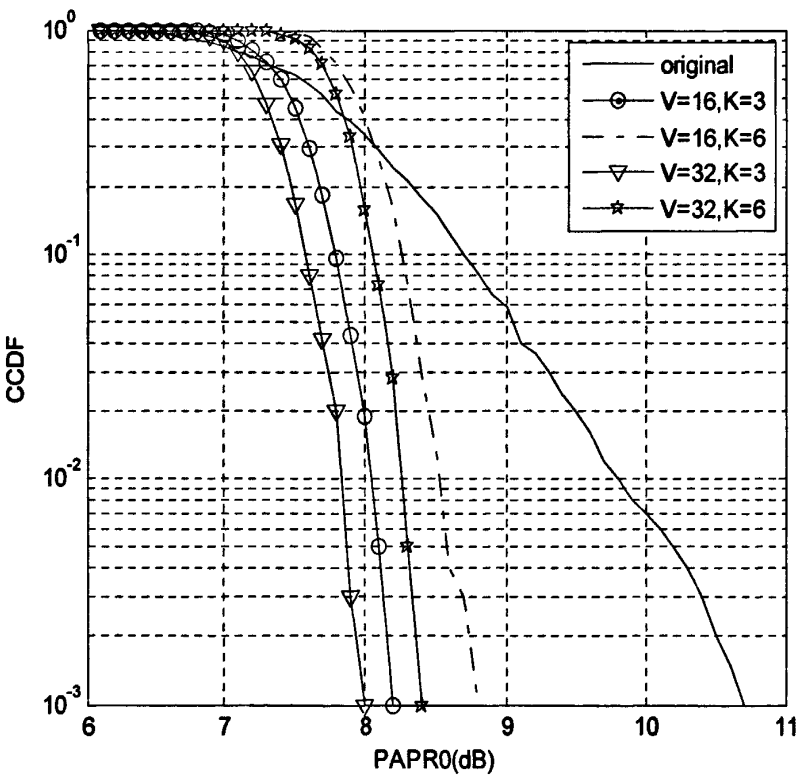


图 5-6 不同 K 取值条件下 RS-STFPI 的 PAPR 性能

5.3 本章小结

在第四章 SFPI 算法充分挖掘空间和频率二维方向上的自由度的基础上，本

章进一步挖掘 MIMO-OFDM 系统的时间自由度, 以一个时隙内的多个 OFDM 符号为单位, 提出了降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的空时频旋转取反(STFPI)算法, 将不同符号不同天线上的不同频域子块进行旋转和取反操作, 充分利用 MIMO-OFDM 系统在空间、时间和频率三维方向上的自由度, 从而降低系统的 PAPR。

为降低 MIMO-OFDM 系统的复杂度, 本章在 STFPI 算法的基础上, 提出了随机空时频旋转取反(RS-STFPI)算法, 并对此算法进行了 MATLAB 仿真分析。仿真结果表明, 所提算法可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, 具有与 CARI 算法基本相同的 PAPR 性能; 且极大的降低了系统复杂度, 达到相同 PAPR 性能所发送的边带信息量仅为 CARI 算法的 $1/(KN_T)$ 。

第六章 总结与展望

6.1 总结

本论文主要从两个方面来研究 MIMO-OFDM 系统中降低峰均功率比的算法。一是将现有的 PAPR 降低算法迁徙至 MIMO-OFDM 系统时, 如何利用 MIMO-OFDM 系统本身固有的特性来降低现有算法的计算量; 二是如何充分挖掘 MIMO-OFDM 系统的特性, 提出新的降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的算法。主要集中在以下几个方面:

1、对 MIMO-OFDM 系统的基本原理进行阐述, 介绍了采用 STBC 编码的 MIMO-OFDM 系统结构; 然后分析了高峰均比产生的原因及其对 MIMO-OFDM 系统的影响, 着重分析并证明了 STBC MIMO-OFDM 系统中, 两根天线上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性; 为以后的研究奠定了理论基础。

2、只有站在巨人的肩膀上, 我们才可以看得更远。本文的研究也是建立在前人研究的基础上的。本文对现有的降低 PAPR 的算法进行进一步的探讨, 重点研究了选择映射法和部分传输序列法。根据 STBC MIMO-OFDM 系统中天线 1 和天线 2 上的数据流具有相同的 PAPR 统计特性, 利用空时分组码的正交性来降低基于 SLM、PTS 的 MIMO-OFDM 系统的计算复杂度, 提出了改进的 CSLM 算法和 CPTS 算法, 将 SLM、PTS 算法高效的应用于 MIMO-OFDM 系统中。通过 MATLAB 仿真证明, 改进的算法具有与独立的 SLM、PTS 近似的性能, 但系统运算量降低了将近一半。

3、提出了空频旋转取反算法(SFPI)。它将空时编码后每根天线上的数据分成 M 个长度相等的频域子块, 在天线信号旋转取反的同时, 对子块进行变换, 充分挖掘天线和频域子块所能提供的自由度, 降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。为降低系统的复杂度, 在 SFPI 算法的基础上, 提出了三种次最优方案: 逐次次最优空频旋转取反算法 (SS-SFPI), 级联随机次最优空频旋转取反算法 (SRS-SFPI), 以及随机次最优空频旋转取反算法 (RS-SFPI)。MATLAB 仿真验证所提算法不仅可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR, SS-SFPI 和 RS-SFPI 的性能均优于 CARI, 而且复杂度较低。

4、提出了 SFPI-CAZAC 矩阵变换联合算法降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。利用 CAZAC 序列的等幅零自相关特性，将 CAZAC 序列构成变换矩阵，用于降低系统的峰均比；并将空频旋转取反算法与 CAZAC 矩阵变换算法相结合，进一步降低 MIMO-OFDM 系统的峰均比。通过 MATLAB 仿真证明，SFPI-CAZAC 联合算法能进一步降低系统的 PAPR。

5、提出了空时频旋转取反算法，充分利用 MIMO-OFDM 系统空间、时间、频率三维方向上的自由度，降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR。为降低系统的复杂度，在 STFPI 算法的基础上，提出了随机空时频旋转取反(RS-STFPI)算法，并进行了 MATLAB 仿真验证。所提算法可以很好的降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR，具有与 CARI 算法基本相同的 PAPR 性能；且达到相同 PAPR 性能所需的边带信息量仅为 CARI 算法的 $1/(KN_T)$ ，大大降低了边带信息量。

6.2 进一步研究方向

本文虽然对降低 MIMO-OFDM 系统峰均比的算法做了一些较为深入的研究，但受时间和作者水平的限制，在这一领域仍有很多问题值得进一步探讨。在以后的工作中将主要对以下几个方面进行研究：

1、尝试 SFBC /STFBC 编码的 MIMO-OFDM 系统降低峰均比的方法。本文提出的算法都是基于 STBC MIMO-OFDM 系统，若将 STBC MIMO-OFDM 系统的 PAPR 降低算法直接应用于 SFBC/STFBC MIMO-OFDM 系统，可能会影响 SFBC /STFBC 编码的正交性。因此，有必要对 SFBC/STFBC MIMO-OFDM 系统峰均比降低问题进行深入的研究。

2、对 MIMO-OFDM 的其它技术如编码技术、同步技术、信道估计技术等进行研究。如将信道估计技术与降低 PAPR 联合考虑，在进行信道估计的同时降低 MIMO-OFDM 系统的 PAPR，从而实现整个系统资源的整合。



附录

附录一 级联空频旋转取反算法源程序 RS_SFPI.m

```
%----- SS_SFPI.m -----
% PAPR Reduction for MIMO-OFDM system
% Successive-Selection Space-Frequency Permutation Method
% Nt: the number of transmit antennas
% M: the number of frequency blocks in each OFDM symbol
% L: oversample rate
%-----
clear all;
close all;
%-----
% set simulation para
N=128;
M=4;
Nt=2;
L=4;
IFFT_bin_length=N;
carrier_count=N;
bits_per_symbol=1;
symbols_per_carrier=1000;
N_number=carrier_count*symbols_per_carrier*bits_per_symbol;
NN=5:1:12;

%-----
% vector initialization
Xa=zeros(1,N_number);

X1=[];
X2=[];
X3=[];
X4=[];

ccdf0=zeros(1,71);
ccdf1=ccdf0;
ccdf2=ccdf0;
ccdf3=ccdf0;

Xa=randsrc(1,N_number,[0:3]);% binary sequence (0 or 1)
```



```
%-----
% QPSK Modulation
X1a=pskmod(Xa,4);
%-----
% Serial/Parrel Transformation
X2a=reshape(X1a,carrier_count,symbols_per_carrier);
%-----
% STBC
s1=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s2=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s1(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,1:2:symbols_per_carrier);
s1(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,2:2:symbols_per_carrier));
s2(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,2:2:symbols_per_carrier);
s2(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,1:2:symbols_per_carrier));

%-----
% oversample L=4
X3a=[s1(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s1(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
X3b=[s2(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s2(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
%-----
% Original PAPR calculation
X4a=ifft(X3a,L*IFFT_bin_length); % IFFT Matrix
w0=X4a*carrier_count;
x0=(abs(w0)).^2;
x=x0;
m0=mean(x);
v0=max(x);
papra=10*log10(v0./m0);

X4b=ifft(X3b,L*IFFT_bin_length); % IFFT Transformation
w1=X4b*carrier_count;
x1=(abs(w1)).^2;
xa=x1;
m1=mean(xa);
v1=max(xa);
paprb=10*log10(v1./m1);
papr0=max(papra,paprb);

%-----
% SS-SFPI
for k=1:symbols_per_carrier;
for p=1:M;
```



```

for u=1:4;
s1a=s1(:,k);
s1b=s1(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);2*s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s1c=s1(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s1d=s1(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]-...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2a=s2(:,k);
s2b=s2(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);2*s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2c=s2(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2d=s2(:,k)-[zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]-...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
S1a=[s1a;s1b;s1c;s1d];
S2a=[s2a;s2b;s2c;s2d];

Ta(:,k)=S1a([(u-1)*N+1:u*N],1);
X5a(:,k)=ifft(Ta(:,k),L*IFFT_bin_length);
w1a(:,k)=X5a(:,k)*carrier_count;
x1a(:,k)=(abs(w1a(:,k))).^2;
xaa(:,k)=x1a(:,k);
m1a(:,k)=mean(xaa(:,k));
v1a(:,k)=max(xaa(:,k));
paprla(u)=10*log10(v1a(:,k)/m1a(:,k));

Tb(:,k)=S2a([(u-1)*N+1:u*N],1);
X5b(:,k)=ifft(Tb(:,k),L*IFFT_bin_length);
w1b(:,k)=X5b(:,k)*carrier_count;
x1b(:,k)=(abs(w1b(:,k))).^2;
xab(:,k)=x1b(:,k);
m1b(:,k)=mean(xab(:,k));
v1b(:,k)=max(xab(:,k));
paprlb(u)=10*log10(v1b(:,k)/m1b(:,k));
paprl(u)=max(paprla(u),paprlb(u));
end
[papr2(p),l(p)]=min(paprl);

s1(:,k)=S1a([(l(p)-1)*N+1:l(p)*N],1);
s2(:,k)=S2a([(l(p)-1)*N+1:l(p)*N],1);

for v=1:3*p-2;           %p & all subblocks before p permu and inv. 3(p-1)plus original one
if p>1;
Sa(:,1,1)=s1(:,k);
Sb(:,1,1)=s2(:,k);

```



```

for q=1:p-1;
Sa(:,1,3*q-1)=s1(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);2*s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);2*
s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]; % -xq,-xp
Sa(:,1,3*q)=s1(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s1((p-
1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k
);zeros((M-p)*N/M,1)];% xp,xq
Sa(:,1,3*q+1)=s1(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s1((
p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,
k);zeros((M-p)*N/M,1)];% -xp,-xq
Sb(:,1,3*q-1)=s2(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);2*s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);2*
*s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]; % -xq,-xp
Sb(:,1,3*q)=s2(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s2((p-
1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k
);zeros((M-p)*N/M,1)];% xp,xq
Sb(:,1,3*q+1)=s2(:,k)-[zeros((q-1)*N/M,1);s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s2((
p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,
k);zeros((M-p)*N/M,1)];% -xp,-xq
end
else
Sa(:,1,v)=s1(:,k);
Sb(:,1,v)=s2(:,k);
end
Ga(:,k)=Sa(:,1,v);
X6a(:,k)=ifft(Ga(:,k),L*IFFT_bin_length);
w2a(:,k)=X6a(:,k)*carrier_count;
x2a(:,k)=(abs(w2a(:,k))).^2;
m2a(:,k)=mean(x2a(:,k));
v2a(:,k)=max(x2a(:,k));
papr3a(v)=10*log10(v2a(:,k)/m2a(:,k));

Gb(:,k)=Sb(:,1,v);
X6b(:,k)=ifft(Gb(:,k),L*IFFT_bin_length);
w2b(:,k)=X6b(:,k)*carrier_count;
x2b(:,k)=(abs(w2b(:,k))).^2;
m2b(:,k)=mean(x2b(:,k));
v2b(:,k)=max(x2b(:,k));

```



```
papr3b(v)=10*log10(v2b(:,k)./m2b(:,k));
papr3(v)=max(papr3a(v),papr3b(v));
end
[papr4(p),la(p)]=min(papr3);
s1(:,k)=Sa(:,1,la(p));
s2(:,k)=Sb(:,1,la(p));
end
[papr5(k),lx(k)]=min(papr4);
end
```

```
%-----
```

```
for k=1:symbols_per_carrier;
for l=1:71;
if papr0(k)>NN(l);
ccdf0(l)=ccdf0(l)+1;
end
if papr5(k)>NN(l);
ccdf1(l)=ccdf1(l)+1;
end
end
end
end
```

```
ccdf2=ccdf0./symbols_per_carrier;
ccdf3=ccdf1./symbols_per_carrier;
```

```
NN=5:1:12;
semilogy(NN,ccdf2,'k',NN,ccdf3,'r')
```

```
title('不同子载波数的 CCDF 曲线')
xlabel('papr(dB)'),ylabel('ccdf')
legend('原来','SS-SFPI',2)
grid on
```

附录二 级联随机空频旋转取反算法源程序 SRS_SFPI.m

```
%----- SRS_SFPI.m -----
% PAPR Reduction for MIMO-OFDM system
% Random-Selection Space-Frequency Permutation Method
% Nt: the number of transmit antennas
% M: the number of frequency blocks in each OFDM symbol
% V: the number of random selection sequences
```



```
% L: oversample rate
%-----
clear all;
close all;
%-----
% set simulation para
N=128;
M=4 ;
Nt=2;
U=2;
V=8;
L=4;
IFFT_bin_length=N;
carrier_count=N;
bits_per_symbol=1;
symbols_per_carrier=1000;
N_number=carrier_count*symbols_per_carrier*bits_per_symbol;
NN=5:1:12;
%-----
% vector initialization
Xa=zeros(1,N_number);

X1=[];
X2=[];
X3=[];
X4=[];

ccdf0=zeros(1,71);
ccdf1=ccdf0;
ccdf2=ccdf0;
ccdf3=ccdf0;

Xa=randsrc(1,N_number,[0:3]);% binary sequence (0 or 1)

%-----
% QPSK Modulation
X1a=pskmod(Xa,4);
%-----
% Serial/Parrel Transformation
X2a=reshape(X1a,carrier_count,symbols_per_carrier);
%-----
% STBC
s1=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s2=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
```



```

s1(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,1:2:symbols_per_carrier);
s1(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,2:2:symbols_per_carrier));
s2(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,2:2:symbols_per_carrier);
s2(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,1:2:symbols_per_carrier));

%-----
% oversample L=4
X3a=[s1(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s1(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
X3b=[s2(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s2(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
%-----
% Original PAPR calculation
X4a=ifft(X3a,L*IFFT_bin_length); % IFFT Matrix
w0=X4a*carrier_count;
x0=(abs(w0)).^2;
x=x0;
m0=mean(x);
v0=max(x);
papra=10*log10(v0/m0);

X4b=ifft(X3b,L*IFFT_bin_length); % IFFT Transformation
w1=X4b*carrier_count;
x1=(abs(w1)).^2;
xa=x1;
m1=mean(xa);
v1=max(xa);
paprb=10*log10(v1/m1);
papr0=max(papra,paprb);

%-----
% SRS-SFPI
for k=1:symbols_per_carrier;
R=randsrc(V,M,[1:4]);
T=[];
T0=[];
Tt=[];

for p=1:M;
Tt=randsrc((U-1),1,[1:3*p-2]);
T0=[T0,Tt];
end
% T contain the min PAPR of the V sequences, get better PAPR reduction
T=[randsrc(1,M,1);T0];

```



```

for v=1:V;
for p=1:M;
s1a=zeros(N,1);
s1b=[zeros((p-1)*N/M,1);-2*s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s1c=[zeros((p-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s1d=[zeros((p-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]-...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2a=zeros(N,1);
s2b=[zeros((p-1)*N/M,1);-2*s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2c=[zeros((p-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
s2d=[zeros((p-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]-...
    [zeros((p-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];
if R(v,p)==1
    Sa(:,1,v)=s1(:,k)+s1a;
    Sb(:,1,v)=s2(:,k)+s2a;
elseif R(v,p)==2
    Sa(:,1,v)=s1(:,k)+s1b;
    Sb(:,1,v)=s2(:,k)+s2b;
elseif R(v,p)==3
    Sa(:,1,v)=s1(:,k)+s1c;
    Sb(:,1,v)=s2(:,k)+s2c;
else
    Sa(:,1,v)=s1(:,k)+s1d;
    Sb(:,1,v)=s2(:,k)+s2d;
end
end

Ga(:,k)=Sa(:,1,v);
X5a(:,k)=ifft(Ga(:,k),L*IFFT_bin_length);
w1a(:,k)=X5a(:,k)*carrier_count;
x1a(:,k)=(abs(w1a(:,k))).^2;
xaa(:,k)=x1a(:,k);
m1a(:,k)=mean(xaa(:,k));
v1a(:,k)=max(xaa(:,k));
paprla(v)=10*log10(v1a(:,k)/m1a(:,k));

Gb(:,k)=Sb(:,1,v);
X5b(:,k)=ifft(Gb(:,k),L*IFFT_bin_length);
w1b(:,k)=X5b(:,k)*carrier_count;
x1b(:,k)=(abs(w1b(:,k))).^2;
xab(:,k)=x1b(:,k);

```



```

mlb(:,k)=mean(xab(:,k));
v1b(:,k)=max(xab(:,k));
paprlb(v)=10*log10(v1b(:,k)/mlb(:,k));

paprl(v)=max(paprla(v),paprlb(v));
[papr2,lx]=min(paprl);

s1(:,k)=Sa(:,1,lx);
s2(:,k)=Sb(:,1,lx);
end

for u=1:U;
for p=1:M;

q=fix((T(u,p)+1)/3);
if T(u,p)>1;
sb1=[zeros((q-1)*N/M,1);-2*s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-2*s1((p-1)*N/M+
1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)];% -xq,-xp
sc1=[zeros((q-1)*N/M,1);-s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*
N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k
);zeros((M-p)*N/M,1)];% xp,xq
sd1=[zeros((q-1)*N/M,1);-s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*
N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);-s1((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s1((q-1)*N/M+1:q*N/M,
k);zeros((M-p)*N/M,1)];% -xp,-xq

sb2=[zeros((q-1)*N/M,1);-2*s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-2*s2((p-1)*N/M+
1:p*N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]; % -xq,-xp
sc2=[zeros((q-1)*N/M,1);-s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*
N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k
);zeros((M-p)*N/M,1)];% xp,xq
sd2=[zeros((q-1)*N/M,1);-s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*
N/M,k);zeros((M-p)*N/M,1)]+...

[zeros((q-1)*N/M,1);-s2((p-1)*N/M+1:p*N/M,k);zeros((p-q-1)*N/M,1);-s2((q-1)*N/M+1:q*N/M,
k);zeros((M-p)*N/M,1)];% -xp,-xq

if mod(T(u,p),3)==2
s1(:,k)=s1(:,k)+sb1;

```



```

        s2(:,k)=s2(:,k)+sb2;
elseif mod(T(u,p),3)==1
    s1(:,k)=s1(:,k)+sc1;
    s2(:,k)=s2(:,k)+sc2;
else
    s1(:,k)=s1(:,k)+sd1;
    s2(:,k)=s2(:,k)+sd2;
end

else
    s1(:,k)=s1(:,k);
    s2(:,k)=s2(:,k);
end
end

X6a(:,k)=ifft(s1(:,k),L*IFFT_bin_length);
w2a(:,k)=X6a(:,k)*carrier_count;
x2a(:,k)=(abs(w2a(:,k))).^2;
m2a(:,k)=mean(x2a(:,k));
v2a(:,k)=max(x2a(:,k));
papr3a(u)=10*log10(v2a(:,k)./m2a(:,k));

X6b(:,k)=ifft(s2(:,k),L*IFFT_bin_length);
w2b(:,k)=X6b(:,k)*carrier_count;
x2b(:,k)=(abs(w2b(:,k))).^2;
m2b(:,k)=mean(x2b(:,k));
v2b(:,k)=max(x2b(:,k));
papr3b(u)=10*log10(v2b(:,k)./m2b(:,k));
papr3(u)=max(papr3a(u),papr3b(u));
end
[papr4(k),Iy(k)]=min(papr3);
end
%-----
for k=1:symbols_per_carrier;
for l=1:71;
if papr0(k)>NN(l);
    ccdf0(l)=ccdf0(l)+1;
end

if papr4(k)>NN(l);
    ccdf1(l)=ccdf1(l)+1;
end
end
end
end
end

```



```
ccdf2=ccdf0./symbols_per_carrier;
ccdf3=ccdf1./symbols_per_carrier;

NN=5:.1:12;
semilogy(NN,ccdf2,'k',NN,ccdf3,'r');
title('不同子载波数的 CCDF 曲线')
xlabel('PAPR0(dB)'),ylabel('CCDF')
legend('Original','SRS-SFPI',2)
grid on
```

附录三 随机空频旋转算法源程序 RS_SFP.m

```
%----- RS_SFP.m -----
% PAPR Reduction for MIMO-OFDM system
% Random-Selection Space-Frequency Permutation Method
% Nt: the number of transmit antennas
% M: the number of frequency blocks in each OFDM symbol
% V: the number of random selection sequences
% L: oversample rate
%-----
clear all;
close all;
%-----
% set simulation para
N=64;
M=4 ;
Nt=2;
V=32;
L=4;
IFFT_bin_length=N;
carrier_count=N;
bits_per_symbol=1;
symbols_per_carrier=1000;
N_number=carrier_count*symbols_per_carrier*bits_per_symbol;
NN=5:.1:12;
%-----
% vector initialization
Xa=zeros(1,N_number);

X1=[];
X2=[];
```



```

X3=[];
X4=[];

ccdf0=zeros(1,71);
ccdf1=ccdf0;
ccdf2=ccdf0;
ccdf3=ccdf0;

Xa=randsrc(1,N_number,[0:3]);    % binary sequence (0 or 1)
%-----
% QPSK Modulation
X1a=pskmod(Xa,4);
%-----
% Serial/Parrel Transformation
X2a=reshape(X1a,carrier_count,symbols_per_carrier);
%-----
% STBC
s1=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s2=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s1(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,1:2:symbols_per_carrier);
s1(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,2:2:symbols_per_carrier));
s2(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,2:2:symbols_per_carrier);
s2(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,1:2:symbols_per_carrier));

%-----
% oversample L=4
X3a=[s1(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s1(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
X3b=[s2(1:carrier_count/2,:);zeros((L-1)*IFFT_bin_length,symbols_per_carrier);s2(carrier_count
/2+1:carrier_count,:)];
%-----
% Original PAPR calculation
X4a=ifft(X3a,L*IFFT_bin_length); % IFFT Matrix
w0=X4a*carrier_count ;
x0=(abs(w0)).^2;
x=x0;
m0=mean(x);
v0=max(x);
papra=10*log10(v0./m0);

X4b=ifft(X3b,L*IFFT_bin_length); % IFFT Transformation
w1=X4b*carrier_count;
x1=(abs(w1)).^2;
xa=x1;

```



```

m1=mean(xa);
v1=max(xa);
paprb=10*log10(v1./m1);
papr0=max(papra,paprb);
%-----
% RS-SFP
S1=[];
S2=[];
for z=1:symbols_per_carrier;
Sa=s1(:,z);
Sb=s2(:,z);
St=[Sa,Sb];
Sx=[];
Sy=[];
for v=1:V
S=[];
Ga=[];
Gb=[];
T=[];
Tt=[];

t=[1:M*Nt];          % SFP
r=v+z;               % to ensure each r is different
Tr=randintrlv(t,r);

for p=1:Nt;
Tt=Tr(1,(p-1)*M+1:p*M);
T=[T;Tt];             % T: Nt*K rows , M columns
end

for p=1:Nt;
Sy=[];
for q=1:M;
m=mod(T(p,q),M);      % the mth subblock
if m==0
m=M;
end

u=fix((T(p,q)-1)/M+1); % the uth antenna

Sx=St((m-1)*N/M+1:m*N/M,u);
Sy=[Sy;Sx];
end
S=[S,Sy];

```



end

```
Ga=S(:,1);           % the 1st antenna
Gb=S(:,2);           % the 2nd antenna
```

```
X5a(:,v)=ifft(Ga,L*IFFT_bin_length);
w1a(:,v)=X5a(:,v)*carrier_count;
x1a(:,v)=(abs(w1a(:,v))).^2;
xaa(:,v)=x1a(:,v);
m1a(:,v)=mean(xaa(:,v));
v1a(:,v)=max(xaa(:,v));
paprla(v)=10*log10(v1a(:,v)/m1a(:,v));
```

```
X5b(:,v)=ifft(Gb,L*IFFT_bin_length);
w1b(:,v)=X5b(:,v)*carrier_count;
x1b(:,v)=(abs(w1b(:,v))).^2;
xab(:,v)=x1b(:,v);
m1b(:,v)=mean(xab(:,v));
v1b(:,v)=max(xab(:,v));
paprlb(v)=10*log10(v1b(:,v)/m1b(:,v));
paprl(v)=max(paprla(v),paprlb(v));
end
```

```
[papr2(z),lx(z)]=min(papr1);
```

end

```
for z=1:symbols_per_carrier;
for l=1:71;
if papr0(z)>NN(l);
    ccdf0(l)=ccdf0(l)+1;
end
```

```
if papr2(z)>NN(l);
    ccdf1(l)=ccdf1(l)+1;
end
end
end
```

```
ccdf2=ccdf0./(symbols_per_carrier);
ccdf3=ccdf1./(symbols_per_carrier);
```

```
NN=5:1:12;
semilogy(NN,ccdf2,'k',NN,ccdf3,'r');
xlabel('PAPR0(dB)',ylabel('CCDF'))
```



legend('Original','RS-SFP',2)

grid on

附录四 随机空时频旋转取反算法源程序 RS_STFPI.m

```
%----- RS_STFPI.m -----
% PAPR Reduction for MIMO-OFDM system
% Space-Time-Frequency Permutation Method
% Nt: the number of transmit antennas
% M: the number of frequency blocks in each OFDM symbol
% K: the used number of symbols in one timeslot
% V: the number of random selection sequences
% L: oversample rate
%-----
clear all;
close all;
%-----
% set simulation para
N=64;
M=4 ;
Nt=2;
K=3;
V=32;
L=1;
IFFT_bin_length=N;
carrier_count=N;
bits_per_symbol=1;
symbols_per_carrier=10000;
N_number=carrier_count*symbols_per_carrier*bits_per_symbol;
NN=5:1:12;
%-----
% vector initialization
Xa=zeros(1,N_number);

X1=[];
X2=[];
X3=[];
X4=[];

ccdf0=zeros(1,71);
ccdf1=ccdf0;
ccdf2=ccdf0;
```



```
ccdf3=ccdf0;

Xa=randsrc(1,N_number,[0:3]);%binary sequence (0 or 1)
%-----
% QPSK Modulation
X1a=pskmod(Xa,4);
%-----
% Serial/Parrel Transformation
X2a=reshape(X1a,carrier_count,symbols_per_carrier);
%-----
% STBC
s1=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s2=zeros(carrier_count,symbols_per_carrier);
s1(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,1:2:symbols_per_carrier);
s1(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,2:2:symbols_per_carrier));
s2(:,1:2:symbols_per_carrier)=X2a(:,2:2:symbols_per_carrier);
s2(:,2:2:symbols_per_carrier)=conj(X2a(:,1:2:symbols_per_carrier));
%-----
% Original PAPR calculation
X4a=ifft(s1,L*IFFT_bin_length); % IFFT Matrix
w0=X4a*carrier_count ;
x0=(abs(w0)).^2;
x=x0;
m0=mean(x);
v0=max(x);
papra=10*log10(v0/m0);

X4b=ifft(s2,L*IFFT_bin_length); % IFFT Transformation
w1=X4b*carrier_count;
x1=(abs(w1)).^2;
xa=x1;
m1=mean(xa);
v1=max(xa);
paprb=10*log10(v1/m1);
papr0=max(papra,paprb);

for num=1:symbols_per_carrier;
    for l=1:71;
        if papr0(num)>NN(l);
            ccdf0(l)=ccdf0(l)+1;
        end
    end
end
%-----
```



```
% for STF permutation
S1=[];
S2=[];
papr3=[];
%-----
% STFPI PAPR calculation
for z=1:symbols_per_carrier/K;
Sa=s1(:,(z-1)*K+1:z*K);
Sb=s2(:,(z-1)*K+1:z*K);

St=[Sa,Sb];
Sx=[];
Sy=[];
for v=1:V
S=[];
Ga=[];
Gb=[];
T=[];
Tt=[];

t=[];
for to=1:M*Nt*K
    t=[t,randsrc(1,1,[2*to-1:2*to])); % permutation and inversion
end
r=randsrc(1,1,randsrc(1,1,[5*v:5*v+M])); %to ensure each r is different
Tr=randintrlv(t,r);

for p=1:Nt*K;
Tt=Tr(1,(p-1)*M+1:p*M);
T=[T;Tt]; % T: Nt*K rows , M columns
end

for p=1:Nt*K;
Sy=[];
for q=1:M;
u=fix((T(p,q)-1)/(2*M*K)+1); % the uth antenna
k=mod(fix((T(p,q)-1)/(2*M)+1),K); % the kth symbol
if k==0
    k=K;
end

m=mod(fix((T(p,q)+1)/2),M); % the mth subblock
if m==0
    m=M;
end
```



end

if $T(p,q)/2==0$

$S_x = -St((m-1)*N/M+1:m*N/M,(u-1)*K+k);$ %permutation & inversion

else

$S_x = St((m-1)*N/M+1:m*N/M,(u-1)*K+k);$

end

$S_y = [S_y; S_x];$

end

$S = [S, S_y];$

end

$S_1 = S(:, 1:K);$

% the first antenna

$S_2 = S(:, K+1:2*K);$

% the second antenna

for $k=1:K$

$S_{1k} = S_1(:, k);$

$S_{2k} = S_2(:, k);$

$G_a = [G_a; S_{1k}];$

$G_b = [G_b; S_{2k}];$

end

$X_{5a}(:, v) = \text{ifft}(G_a, L * K * \text{IFFT_bin_length});$

$w_{1a}(:, v) = X_{5a}(:, v) * \text{carrier_count} * K;$

$x_{1a}(:, v) = (\text{abs}(w_{1a}(:, v)))^2;$

$x_{aa}(:, v) = x_{1a}(:, v);$

$m_{1a}(:, v) = \text{mean}(x_{aa}(:, v));$

$v_{1a}(:, v) = \text{max}(x_{aa}(:, v));$

$\text{paprla}(v) = 10 * \log_{10}(v_{1a}(:, v) / m_{1a}(:, v));$

$X_{5b}(:, v) = \text{ifft}(G_b, L * K * \text{IFFT_bin_length});$

$w_{1b}(:, v) = X_{5b}(:, v) * \text{carrier_count} * K;$

$x_{1b}(:, v) = (\text{abs}(w_{1b}(:, v)))^2;$

$x_{ab}(:, v) = x_{1b}(:, v);$

$m_{1b}(:, v) = \text{mean}(x_{ab}(:, v));$

$v_{1b}(:, v) = \text{max}(x_{ab}(:, v));$

$\text{paprlb}(v) = 10 * \log_{10}(v_{1b}(:, v) / m_{1b}(:, v));$

$\text{paprl}(v) = \text{max}(\text{paprla}(v), \text{paprlb}(v));$

end

$[\text{papr2}(z), \text{lx}(z)] = \text{min}(\text{paprl});$

for $\text{num} = ((z-1)*K+1):z*K;$

$\text{papr3} = [\text{papr3}, \text{papr2}(z)];$



end

end

```
for number=1:(symbols_per_carrier-mod(symbols_per_carrier,K));
```

```
    for l=1:71;
```

```
        if papr3(number)>NN(l);
```

```
            ccdf1(l)=ccdf1(l)+1;
```

```
        end
```

```
    end
```

```
end
```

```
ccdf2=ccdf0./(symbols_per_carrier);
```

```
ccdf3=ccdf1./(symbols_per_carrier-mod(symbols_per_carrier,K));
```

```
NN=5:1:12;
```

```
semilogy(NN,ccdf2,'k',NN,ccdf3,'r');
```

```
xlabel('PAPR0(dB)',ylabel('CCDF'))
```

```
legend('Original','STFPI',2)
```

```
grid on
```

攻读硕士学位期间发表论文

1. 第一作者, “MIMO-OFDM PAPR Reduction by Space-Frequency Permutation and Inversion,” IEEE WiCOM 2008, Dalian, Oct. 12-14, ISBN: 978-1-4244-2108-4 (EI Index: 090111833048)
2. 通信作者, “A Novel PAPR Reduction Method in OFDM Systems by Using CAZAC Matrix Transform,” IEEE WiCOM 2008, Dalian, Oct. 12-14, ISBN: 978-1-4244-2108-4 (EI Index: 090111833095)
3. 第三作者, “Carrier Frequency Synchronization joint Channel Estimation for OFDM Using Block-Type Pilot,” IEEE WiCOM 2008, Dalian, Oct. 12-14, ISBN: 978-1-4244-2108-4 (EI Index: 090111833125)
4. 第三作者, 一种走迷宫电脑鼠的设计与实现. 微型电脑应用, 2008 第 24 卷, 第 9 期, pp.59-62

致 谢

首先我要感谢我的导师仇润鹤教授。本论文是在仇老师的悉心指导下完成的。两年来,导师以渊博的知识、开阔的思路、严谨的治学态度和诲人不倦的精神,时刻指导着我、鼓励着我。两年的艰苦学习中,仇老师不仅在学业上给予我精心的指导和大量锻炼的机会,而且还在做人和生活方面也给了我有益的教诲,他认真求实的工作态度、一丝不苟地工作作风,不论对我今后在学术研究、工作方法还是在做人方面都将产生深刻的影响。在这里我向仇老师致以最诚挚的敬意和谢意!

另外,我对信息学院的所有老师和同学表示感谢,谢谢昔日你们对我的关怀和帮助,幸得有你们的指导才能使得我的研究基础更为扎实!

同时我要感谢和我共同在实验室工作的各位同学,和你们一起工作学习给我带来了许多快乐。他们是我的同学朱姗、王伟、史玮等,在我的课题研究期间,自始至终都得到了他们热情关心和指导,在此表示诚挚的谢意!

最后我还要感谢我的家人和朋友,感谢他们的支持和鼓励,使我有机会顺利完成学业。谢谢你们!

参考文献

- [1]. 黄韬, 袁超伟, 杨睿, 刘鸣. MIMO 相关技术与应用. 北京: 机械工业出版社, 2007
- [2]. Branka Vucetic, Jinhong Yuan. 空时编码技术. 王晓海等译. 北京: 机械工业出版社, 2004: 49-50
- [3]. S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4]. Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block from orthogonal designs. IEEE Trans. Inform. Theory. 1999(45):1456-1467
- [5]. 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2003
- [6]. Seung Hee Han, Jae Hong Lee, "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission", IEEE Wireless Communications, vol.12, no.2, pp.56-65, Apr.2005
- [7]. I.E.Telatar, " Capacity of multi-antenna Gaussian channels," AT&T Bell Labs Internal Tech.Memo, June 1995
- [8]. G.J.Foschini and M.J.Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antenna," Wireless Personal Communications, vol.6,no.3,pp.311-315,Mar.1998
- [9]. A.J.Paulraj et al., "An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless", Proceedings of IEEE, Vol.92, No.2, pp.198-218, Feb 2004
- [10]. L.J. Wu and Y.W. Li, "Reducing the PAR In OFDM Systems by Clipping Scheme". Natural Computation, 2007. ICNC 2007. Third International Conference on, vol.5, Aug.2007, pp:63 – 68
- [11]. U.K.Kwon and G.H.Im, "Iterative amplitude reconstruction of clipped OFDM signals with optimum equalization," Electron.Lett., vol.42, pp.1189-1190, Sep.2006.
- [12]. Eetvelt P V, Wade G, Tomlinson M. Peak to average power reduction for OFDM schemes selective scrambling. IEEE Elect. Letters, 1996, 32(21):1963-1964
- [13]. Dae-Woon Lim, Jong-Seon No, Chi-Woo Lim and Habong Chung. "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction". IEEE Signal Proc. Lett.,

vol.12, no.2, Feb. 2005, pp:93-96

- [14]. D.W.Lim et al., "On the phase sequences of SLM OFDM system for PAPR reduction", presented at the ISITA, Parma, Italy, Oct.10-13, 2004, pp.230-235
- [15]. Seung Hee Han, Jae Hong Lee. "Modified Selected Mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal". IEEE Trans. Broadcast., vol.50, no.3, Sept. 2004, pp:335-341
- [16]. Stefan H M, Johannes B H. A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM. IEEE ISIPMRC, 1997:1090-1094
- [17]. Cimini L J J, Sollenberger N R, Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using parital transmit sequences. Proc.IEEE Int.Comm.,New York,1999:511-515
- [18]. Jayalath A D S, Tellambura C. SLM and PTS peak-power reduction of OFDM Signals without Side Information. IEEE Trans. Wireless Commun.,2005,4(5): 2006-2013
- [19]. Dae-Woon Lim, Seok-Joong Heo, Jong-Seon No, and Habong Chung. A new PTS OFDM Scheme with low complexity for PAPR reduction. IEEE Trans. Broadcast., vol.52, No.1, March 2006
- [20]. 周恩, 郑侃, 王文博. 采用矩阵变换法降低 OFDM 信号峰均功率比值. 重庆邮电学院学报, 2004.6, vol.16,no.3, pp.118-121
- [21]. Myonghee Park, Heeyoung Jun, et al. "PAPR Reduction in OFDM Transmission using Hadamard Transform", IEEE International Conference on Communications[C]. ICC 2000, vol.1, pp430-433, June 2000.
- [22]. Krongold B S, Jones D L. PAR Reduction in OFDM Via Active Constellation Extension. IEEE Trans. Broadcast.,2003,49(3):258-268
- [23]. 宋铁成, 尤肖虎, 沈连丰. 基于信号空间扩展方法降低 OFDM 系统的 PAPR. 东南大学学报 (自然科学版), 2005,5(5):323-327.
- [24]. Yung-Lyul Lee, Young-Hwan You, Won-Gi Jeon, Jong-Ho Paik, and Hyoung-Kyu Song, "Peak-to-Average Power Ratio in MIMO-OFDM Systems Using Selective Mapping," IEEE Comm. Lett., vol. 7, no. 12, pp. 575-577 Dec. 2003.
- [25]. M.Tan, Z.Latinovic, and Y.Bar-Ness, "STBC MIMO-OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction by Cross-Antenna Rotation and Inversion," IEEE Commun. Lett., 2005, vol.9, no.7, pp. 592 - 594



- [26]. Zoran Latinovic, Yeheskel Bar-Ness. "SFBC MIMO-OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction by Polyphase Interleaving and Inversion". IEEE Commun. Lett., vol.10,no.4, April 2006, pp.266-268
- [27]. Ui-Kun Kwon, Dongsik Kim, Kiho Kim, and Gi-Hong Im. "Amplitude Clipping and Iterative Reconstruction of STBC/STBC-OFDM Signals". IEEE Signal Proc.Lett., vol.14, no.11, Nov. 2007. pp:808-811
- [28]. Z.F.Li, X.-G.Xia. "PAPR reduction for repetition space-time-frequency coded MIMO-OFDM systems using Chu sequences". IEEE Trans. Wireless Commun., vol.7, no.4, Apr.2008
- [29]. T.C.W.Schenk, P.F.M.Smulders, and E.R.Fledderus, "Peak-to-average power reduction in space division multiplexing based OFDM systems through spatial shifting," Electron. Lett., 2005, vol.41, no.15, pp. 860-861
- [30]. Yi Wang, Xiaofeng Tao, Ping Zhang, et al. MIMO-OFDM PAPR reduction by combing shifting and inversion with matrix transform, the 18th Annual IEEE International Symposium, on PIMRC, 2007
- [31]. X.-B.Liang, "Orthogonal designs with maximal rates," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.49, pp.2468-2503, Oct.2003
- [32]. W.Su, X.-G.Xia, and K.J.Liu,"A systematic design of high-rate complex orthogonal spaace-time block codes," IEEE Commun.Lett., vol.8, no.6, pp380-382, June 2004
- [33]. H.Wang and X.-G.Xia, "Upper bounds of rates of complex orthogonal space-time block codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.49,pp.2788-2796, Oct.2003
- [34]. Tarokh,V., Seshadri and A.R.Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE Trans. Inform.Theory,Vol.44, No.2, pp.744-765, March 1998
- [35]. Foschini,G, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multielement Antennas," Bell Labs Technical Journal, pp.41-59, Autumn 1996
- [36].W.Zhang, X.G.Xia, and P.C.Ching, "Full-diversity and fast ML decoding properties of general orthogonal space-time block codes for MIMO-OFDM system," IEEE Trans. Wireless Commun, vol.6, no.5, pp.1647-1653, May 2007
- [37]. G. Wunder, H. Boche. "Peak value estimation of bandlimited signals from their samples, noise enhancement, and a local characterization in the neighborhood of an

- extremum," IEEE Trans. Signal Processing, pp.2771-780, Mar.2003
- [38].Oppenheim A V, Schafer R W. Discrete-time signal processing[M]. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989: 564-567
- [39]. Chin-Liang Wang and Yuan Ouyang, "Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, pp. 4652-4660, Dec. 2005
- [40]. Tao Jiang, Weidong Xiang, Paul C. Richardson, Jinhua Guo, and Guangxi Zhu. "PAPR Reduction of OFDM Transmission Using Partial Transmit Sequences With Low Computational Complexity", IEEE Transactions on Broadcasting. vol.53, no.3, Sept.2007.
- [41].B.M.Lee, R.J.P, "Side Information Power Allocation for MIMO-OFDM PAPR Reduction by Selected Mapping," IEEE ICASSP 2007, vol.3, pp.15-20, Apr.2007
- [42]. Baek, M.-S., Kim, M.-J., You, Y.-H., and Song, H.-K. "Semi-blind channel estimation and PAR reduction for MIMO-OFDM system with multiple antennas", IEEE Trans.Broadcast.,2004,50,pp.414-424
- [43]. Jing Gao, Jinkuan Wang, Yun Wang. "A low complexity PAPR reduction technique for STBC MIMO-OFDM system", IEEE Conference, May 2007
- [44]. 郑青,杨凯,罗永强. 应用 PTS 降低 MIMO-OFDM 信号峰均比技术研究. 电光与控制, 2006, 13(2): 81-83.
- [45]. 洪善艳. MIMO-OFDM 系统中峰均功率比降低算法的研究, 浙江大学硕士学位论文, 2006
- [46]. 徐仲, 张凯院等. 矩阵论简明教程 (第二版). 科学出版社, 2006.p152-153
- [47]. 亨塞尔曼, 利特菲尔德著, 朱仁峰译. 精通 MATLAB 7. 北京: 清华大学出版社, 2006
- [48]. Andrew Kebo, Ioannis Konstantinidis, John J. Benedetto, Michael R. Dellomo and Jeffrey M. Sierackit. "Ambiguity and sidelobe behavior of CAZAC coded waveforms", IEEE Radar Conference, Boston, Apr. 17-20, 2007
- [49]. D.C.Chu, "Ployphase codes with good periodic correlation properties," IEEE Trans.Inform.Theory, vol.18, pp.531-533, July 1972
- [50]. P.Fan and M.Darnell, Sequence Design for Communications Applications. Taunton, Somerset, England: Research Studies Press, 1996
- [51]. C.Tellambura, "Upper bound on peak factor of N-multiple carriers", Electronics

Letters, vol.33, pp.1608-1609, Sept.1997

[52]. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std.P802.16e/D4, August 2004