

· 通信与信息工程 ·

## 基于RNS的PAPR抑制方法的性能分析与比较

姚毅, 胡剑浩, 马 上

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

**【摘要】**峰值平均功率比(PAPR)问题是多载波技术发展应用的瓶颈。为减少PAPR, 提出了基于余数系统(RNS)的PAPR抑制方法, 其核心是利用RNS的并行特性将原信号转化为较小的余数来表征, 并利用RNS模运算的性质使每个余数支路的输出信号小于相应的余数基。该方法减小了传输信号的动态范围, 无损地抑制了PAPR。对该方法的性能进行了理论分析, 并与常用的无损抑制方法SLM(选择性映射)和PTS(部分传输序列)进行比较。理论分析和仿真结果显示, 该方法能够无失真地抑制PAPR, 与SLM和PTS方法相比有较低的复杂度, 且不需要传输边带信息。

**关键词** 复杂度; 部分传输序列; 峰值平均功率比; 余数系统; 选择性映射

**中图分类号** TN914

**文献标志码** A

**doi:**10.3969/j.issn.1001-0548.2014.06.001

## Performance Analysis and Comparison of RNS-Based PAPR Reduction Method

YAO Yi, HU Jian-hao, and MA Shang

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

**Abstract** The high peak-to-average power ratio (PAPR) is the bottleneck of the development of multicarrier transmission technology. The residue number system (RNS)-based PAPR reduction method is proposed to improve PAPR performance. The main idea of the proposed method is to use the parallel and modular operation properties of RNS to limit the dynamic range of transmitted signals for PAPR reduction. In this paper, the performance of the proposed method is analyzed. In addition, the common lossless methods, selective mapping (SLM) and partial transmit sequences (PTS), are compared with the proposed method. Theoretical analysis and simulation results demonstrate the proposed method has the capability to achieve desirable PAPR reduction and low complexity without distortion and side information, compared with PTS and SLM.

**Key words** complexity; partial transmit sequence; peak-to-average power ratio; residue number system; selected mapping

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、多输入多输出(multiple-input multiple-out-put, MIMO)等技术因适应未来通信系统的更高要求而成为未来通信系统的核心技术, 而基于OFDM系统的主要缺点之一是峰值平均功率比较高, 当子载波数目越大时PAPR问题就越突出, 成为未来通信技术发展应用的瓶颈。文献[1-2]提出了抑制系统的PAPR方法, 可分为有损和无损两类。如削波、加窗、压扩变换等<sup>[3-5]</sup>为有损方法, 该类方法因受非线性失真和信号波形变化等影响, 会导致系统性能的降低, 有一定的局限性。近几年, 无损的PAPR抑制方法得到了广泛的研究, 如概率类方

法, 其中以基于PTS、SLM的方法为主要代表<sup>[6-8]</sup>。该类方法通过乘上相位序列产生原始信号的一系列替代信号, 从中选择PAPR最小的一组进行传输, 成为无损抑制PAPR的常用方式。但该类方法中相位序列的优化选择过程使计算复杂度大大增加; 另还需传输边带信息, 占用了额外的频带资源。

余数系统(residue number system, RNS)是一种并行的数字表征系统, 通过一组余数基将一个整数转换为其并行、独立的余数来表征。余数系统具有无进位、并行等特点, 能将一个复杂的计算过程分解成独立、并行的多组余数运算进行处理, 从而化简计算过程<sup>[9-10]</sup>。由于RNS的并行性和容错性, 近期

收稿日期: 2013-10-11; 修回日期: 2014-05-18

基金项目: 国家863计划(2012AA011702); 国家自然科学基金(61076096, 61101033)

作者简介: 姚毅(1983-), 男, 博士生, 主要从事通信与信息系统、余数系统等方面的研究。

在并行通信领域也受到了更多的关注<sup>[11-13]</sup>。文献[14-15]提出了一种基于余数系统的OFDM传输方法来抑制PAPR。

本文扩展了基于余数系统的PAPR抑制方法的性能研究,重点从理论角度对该方法的计算复杂度、峰均比、传输速率、动态范围及与带宽的关系等方面进行了分析,并与常用的无损PAPR抑制方法PTS和SLM进行比较。与文献[11-13]不同的是直接利用余数来表征传输信号进行余数处理,从信号的前端入手减小信号的PAPR。好处之一是将原信号转化为比其小的余数表示,利用余数总小于原数的特性,在前端控制信号的动态范围;其二,是利用余数模运算的性质,控制各支路的输出总小于其相应的余数基,即使当子载波数目很大时,该方案也能无损抑制PAPR。仿真结果表明,与SLM和PTS方法比较,在复杂度相近的情况下,该方法对PAPR抑制性能有超过3 dB的提高;即使当复杂度远小于PTS和SLM方法时,基于RNS的方法仍能保持对PAPR抑制性能的优势,且不需要传送边带信息。

## 1 SLM、PTS方法概述

峰值平均功率比简称峰均比,定义为最大峰值功率与平均功率的比值:

$$\text{PAPR} = 10 \lg \frac{\max\{|s_k|^2\}}{E\{|s_k|^2\}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中,  $s_k$  表示系统的输出信号,在OFDM系统中  $s_k = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j \frac{2\pi i k}{N}\right)$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ , 其中  $N$  是子载波个数,  $d_i$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ) 是第  $i$  个子载波上数据符号。

选择性映射方法对PAPR的抑制原理如图1所示。预设  $U$  组相位序列  $P^u = [P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u]$ ,  $1 \leq u \leq U$ , 原始信号的每个子载波都乘上相应的相位因子,对产生的  $U$  组信号分别进行IFFT运算,从中选出PAPR最小的信号  $\tilde{s}_k$  进行输出,同时传输边带信息。

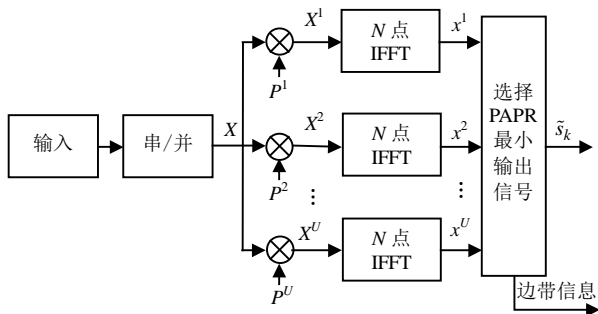


图1 选择性映射(SLM)方法原理框图

部分传输序列方法如图2所示,将  $N$  个子载波分成  $M$  路分别进行IFFT运算,再乘上相应的相位因子  $b^\mu = e^{jw^\mu}$ ,  $1 \leq \mu \leq M$ , 产生候选信号  $x = \sum_{\mu=1}^M b^\mu \text{IFFT}\{X^\mu\} = \sum_{\mu=1}^M b^\mu x^\mu$ 。通过比较备选信号的PAPR值,得到PAPR值最小的相位序列  $\tilde{b}^\mu$ , 相应发送的最小PAPR值的信号表示为  $\tilde{s}_k = \sum_{\mu=1}^M \tilde{b}^\mu x^\mu$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ , 并传输边带信息。

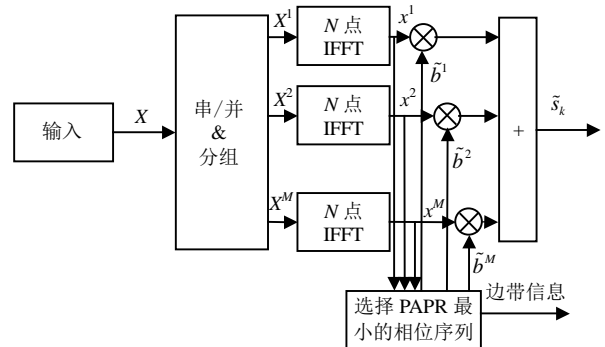


图2 部分传输序列(PTS)方法原理框图

## 2 基于RNS的PAPR抑制方法

基于RNS的PAPR抑制方法的基带模型如图3所示,令余数基为  $\{m_1, m_2, \dots, m_v\}$ , 余数基个数为  $V$  个, 调制后的输入信号为  $d_i$  ( $i = 0, 1, \dots, N-1$ )。经过映射模块,若输入为正数直接送入下一个模块;若输入为负数在映射模块中将输入信号加上动态范围  $M_1$ <sup>[9]</sup>。再通过前向转换模块,由B/R(binary to residue)表示,将输入信号对相应的余数基  $m_v$  求模:

$$r_{m_v, i} = \langle d_i \rangle_{m_v} \quad (2)$$

则原信号在相应的余数基通道的余数表征为  $r_{m_v, i}$ , 且由余数运算的性质,一定有余数信号小于相应余数通道的余数基,即  $r_{m_v, i} < m_v$ , 且  $1 \leq v \leq V$ 。

经前向变换后,将原串行信号转换为其  $V$  路并行的余数信号,将各通道余数信号分别进行IFFT, 输出信号表示为:

$$s_{k, m_v} = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v, i} \exp\left(j \frac{2\pi i k}{N}\right) \quad (3)$$

$$0 \leq k \leq N-1, 0 \leq i \leq N-1$$

从上述方法的介绍中可看出其优势在于:利用了余数总小于原数的特性,直接从前端控制信号的动态范围,从源头减小了高PAPR发生的可能。对于该方案的具体描述可见文献[15], 本文不再赘述。下面将重点研究该方法的性能,包括计算复杂度、PAPR性能、传输速率、动态范围等,并与常用的PAPR无损抑制方法SLM和PTS进行仿真对比。

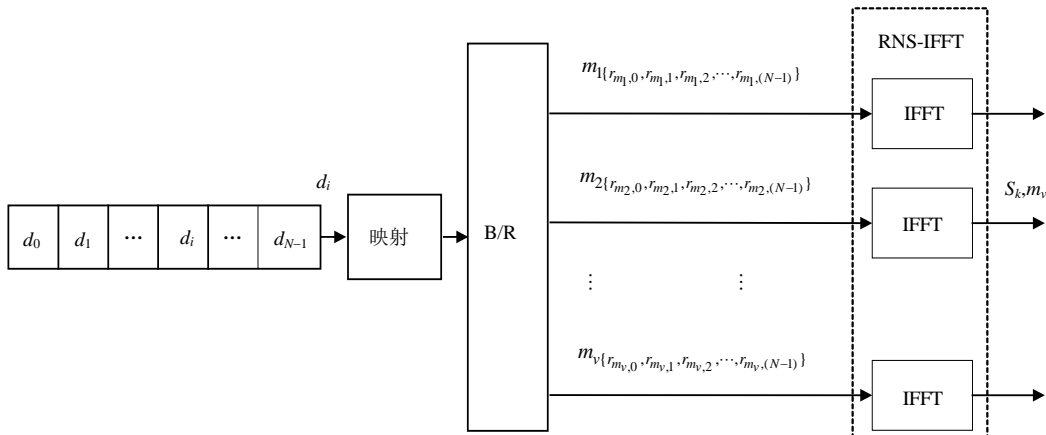


图3 基于RNS的PAPR抑制方法基本框图

2.1 计算复杂度分析

下面分析余数系统计算的基本单元：模加和模乘，这是余数系统复杂度分析的基础。在理论分析中，余数系统的模加法、模乘法是对余数基兼容的，即适用于任意余数基<sup>[16]</sup>。

对于任意余数基  $m$ ，加法器定义为：

$$\langle A + B \rangle_m = \begin{cases} A + B & \text{当 } A + B < m \\ A + B - m & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

实现该加法器最直接也是高复杂度的方式之一是用3个加法器实现，分别用于加法、减法和比较<sup>[16]</sup>。

复数乘法运算表示为：

$$\begin{aligned} A \times B &= (a_1 + ib_1)(a_2 + ib_2) = \\ & a_1a_2 - b_1b_2 + i(b_1a_2 + b_2a_1) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知，一个复数乘法需要4个实数乘法和2个实数加法实现。

对于复数信号的模乘运算可以表示为：

$$\begin{aligned} \langle A \times B \rangle_m &= \langle \langle a_1a_2 \rangle_m - \langle b_1b_2 \rangle_m \rangle_m + \\ & i \langle \langle b_1a_2 \rangle_m + \langle b_2a_1 \rangle_m \rangle_m \end{aligned} \quad (6)$$

复数的模乘法器需要4个实数乘法器和2个实数加法器实现，比复乘法器多需要6个模运算。若模运算同样以最直接的方式实现，则每个模运算需要2个加法器。

一般来讲，一个复数乘法需要4个实数乘法和2个实数加法实现，一个复数加法的实现需要2个实数加法，而一个实数乘法的复杂度等效于4个实数加法<sup>[7]</sup>。

在基于余数的PAPR抑制方案中，根据式(3)，需要  $V$  个(余数基个数)  $N$  点的 IFFT 运算。计算 PAPR 的  $|s_{k,m_v}|^2$  需要  $2VN$  个实数乘法和  $VN$  个实数加法。考虑输入信号为复数信号，以最直接也是高复杂度的方式实现，一个模加法需6个实数加法实现，一个模乘法等价于30个实数加法。

2.2 PAPR性能分析

下面从理论角度分析估计本文方案对PAPR的抑制性能。由前向转换式(2)，余数总是小于对应的余数基，由式(3)经过IFFT后的信号各余数分量之和可表示为：

$$z_v = \langle r_{m_v,0} + r_{m_v,1} + \dots + r_{m_v,(N-1)} \rangle_{m_v} \quad (7)$$

显然，可以得到  $z_v < m_v$ ，即  $\sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} < m_v$ 。同时可以

看出余数系统中无论加法或乘法器的个数，本文方法每个余数支路信号之和总小于对应的余数基，有效地限制了传输信号的动态范围。

由PAPR的定义，OFDM的PAPR和基于RNS的PAPR分别表示如下：

$$\begin{aligned} \text{PAPR}_{\text{OFDM}} &= 10 \lg \frac{\max \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}} \leq \\ & 10 \lg \frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} d_i \right|^2}{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{PAPR}_{\text{RNS}} &= 10 \lg \frac{\max \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}} \leq \\ & 10 \lg \frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \right|^2}{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \exp \left( j \frac{2\pi i k}{N} \right) \right|^2 \right\}} \end{aligned} \quad (9)$$

最极端情况为当 $N$ 个子载波的相位因子相同时有最大的PAPR值,即式(8)和式(9)的不等式取等号。一般情况下,当子载波个数较大时,由中心极限定理,OFDM信号的实部和虚部趋近高斯分布,其包络成瑞利分布 $R(\sigma\sqrt{0.5\pi},(2-0.5\pi)\sigma^2)$ ,其中均值 $E(X)=\sigma\sqrt{0.5\pi}$ ,方差 $D(X)=(2-0.5\pi)\sigma^2$ 。由方差的计算公式可以得到:

$$\begin{aligned} E(X^2) &= D(X) + [E(X)]^2 = \\ (2-0.5\pi)\sigma^2 + 0.5\pi\sigma^2 &= 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (10)$$

将式(10)分别带入式(8)和式(9),可以发现特定的瑞利过程下,OFDM的PAPR和本文方法的PAPR表达式的分母均为常数;比较两个数学表达式的分子,即 $\sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j\frac{2\pi ik}{N}\right)$ 和 $\sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \exp\left(j\frac{2\pi ik}{N}\right)$ 的大小,由数 $d_i$ 的余数总是小于该数本身,即 $r_{m_v,i} < d_i$ ,在乘以旋转因子 $\exp\left(j\frac{2\pi ik}{N}\right)$ 并求和后,有 $\sum_{i=0}^{N-1} r_{m_v,i} \exp\left(j\frac{2\pi ik}{N}\right) < \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j\frac{2\pi ik}{N}\right)$ 。可以看出本文方法对PAPR抑制上的优势和潜力。

本文方法利用余数系统模运算的性质在信号传输前进一步控制输出信号的大小,始终小于相应的余数基,从而达到无损抑制PAPR的目的。以下将阐述本文方法对PAPR性能改善的定量分析和与常用的无损抑制方法的对比。

### 2.3 RNS的传输速率及动态范围与带宽关系

传输速率定义为每秒传输的信号比特。假设输入为 $M$ 进制的信号,则传输速率为 $\log_2 M$ 比特( $M \geq 2$ )。在余数系统中B/R模块将一路数据流转化为原数的 $V$ 路余数信号进行传输,那么经B/R后数据的传输速率为 $\log_2(m_1 m_2 \cdots m_v) = \log_2 M_1$ 比特,则 $M$ 进制系统与余数系统传输速率的关系为:

$$r_R = \frac{\log_2(m_1 m_2 \cdots m_v)}{\log_2 M} r = \frac{\log_2 M_1}{\log_2 M} r \quad (11)$$

表1 基于RNS、SLM、PTS的PAPR抑制方法的计算复杂度比较(由等效实数加法个数衡量)

PAPR抑制方法	RNS	SLM	PTS
IFFT运算	$21VN \log_2 N$	$11UN \log_2 N$	$11MN \log_2 N$
相位因子结合	—	—	$2(M-1)W^{M-1}N$
计算PAPR	$9VN$	$9UN$	$9W^{M-1}N$
等效加法器个数	$21VN \log_2 N + 9VN$	$11UN \log_2 N + 9UN$	$11MN \log_2 N + (2M+7)W^{M-1}N$
实例	$N=2048, V=3$	$W=4$	$W=4$
等效加法器个数	1 474 560	$U=61\ 597\ 440$ $U=164\ 259\ 840$	$M=42\ 957\ 312$ $M=641\ 332\ 736$

令输入信号传输速率 $r = \log_2 M$ ,则余数系统的传输速率 $r_R = \log_2 M_1$ 。

余数通道第 $i$ 个支路传输速率则可表示为 $\log_2 m_i$  ( $1 \leq i \leq V$ )。若各余数基近似相等,则各支路的速率近似相等,为 $r_{Rsub} \approx \frac{1}{V} r_R$ 。

令位宽比系数 $c = \frac{\log_2 M_1}{\log_2 M}$ ,由传输带宽关系式<sup>[15]</sup>

对应的余数系统与常规 $M$ -ary系统的带宽的关系应为 $W_{RNS} = \frac{1}{1 + \frac{\log_2 c}{\log_2 \frac{P_s}{N_0}}} W$ ,其中 $\frac{P_s}{N_0}$ 为信噪比, $W$ 为传统系统的带宽, $W_{RNS}$ 为基于余数系统的带宽。

当 $c=1$ ( $M_1=M$ )时,即余数系统的动态范围等于 $M$ -ary系统的进制数, $W_{RNS}=W$ 。当 $c>1$ ( $M_1>M$ )时,即余数系统的动态范围大于进制数时,只要信噪比大于0, $W_{RNS}<W$ 。可以理解为,当 $c>1$ 时,余数系统传送符号所需的总比特数大于 $M$ 进制输入信号的比特数,带宽分析中<sup>[15]</sup>假设每比特能量一定,即传送每个符号的能量增加,带宽得到了下降。

当 $c=1$ ( $M_1=M$ )时,即余数系统的动态范围等于 $M$ -ary系统的进制数, $W_{RNS}=W$ 。当 $c>1$ ( $M_1>M$ )时,即余数系统的动态范围大于进制数时,只要信噪比大于0, $W_{RNS}<W$ 。可以理解为,当 $c>1$ 时,余数系统传送符号所需的总比特数大于 $M$ 进制输入信号的比特数,带宽分析中<sup>[15]</sup>假设每比特能量一定,即传送每个符号的能量增加,带宽得到了下降。

## 3 仿真结果

本文仿真中输入的OFDM符号数为1 000个,每个符号包含子载波个数 $N=2\ 048$ ,余数基个数 $V=3$ ,其值为 $\{m_1, m_2, m_3\} = \{128, 127, 63\}$ 。SLM和PTS方法中的相位因子取值为 $\{1, -1, j, -j\}$ ,即相位因子个数 $W=4$ 。

一个 $N$ 点IFFT运算需要 $(N/2)\log_2 N$ 个复数乘法和 $N \log_2 N$ 个复数加法,一个实数乘法的复杂度等效于4个实数加法。基于RNS、SLM、PTS方法<sup>[7]</sup>总的计算复杂度转化为等效的实数加法个数,如表1所示。

在本文复杂度的比较中, 基于RNS方法是按照高复杂度的方式实现的; 而SLM和PTS方法的相位因子设定在  $\{1, -1, j, -j\}$ , 避免了额外的乘法器使用, 减小了SLM和PTS实现的复杂度。另外PTS方法每传输一个OFDM符号, 还需要传输  $\lceil \log_2 W^M \rceil$  比特的边带信息和进行  $W^{M-1}N - 1$  次比较运算; SLM方法需要传输  $\lceil \log_2 U \rceil$  比特的边带信息和进行  $UN - 1$  次比较运算, 边带信息及比较运算并没有考虑在比较中。

从表1可以得到在  $M=4, 6$  时, PTS的复杂度分别是本文方法的2倍和28倍; 在  $U=6, 16$  时, SLM的复杂度分别是本文方法的1.08倍和2.89倍。可以看出基于RNS方法的计算复杂度优于PTS和SLM方法。

下面在基于RNS方法的复杂度与其他两种方法相近, 甚至小于的情况下, 比较这三种方法对PAPR的抑制性能。输入信号采用64 QAM调制方式, 曲线RNS<sub>m<sub>1</sub></sub>-PAPR、RNS<sub>m<sub>2</sub></sub>-PAPR、RNS<sub>m<sub>3</sub></sub>-PAPR分别表示余数基  $\{m_1, m_2, m_3\}$  对应的各余数支路信号的峰均比性能, 曲线Ori-PAPR表示传统的OFDM峰均比性能。图4显示了基于RNS方法与SLM方法的PAPR性能对比, 曲线SLM  $U=6, 16$  分别表示备选相位序列个数为6和16的SLM方法峰均比性能。 $U=6$  时, SLM方法和基于RNS方法的复杂度相近, 可以看到在CCDF 1%处, 本文方法的PAPR抑制性能优于SLM方法约3.5 dB;  $U=16$  时, 通过提升SLM方法的复杂度来换取性能, 其复杂度为本文方法的近3倍, 抑制性能仍低于本文方法至少3 dB。

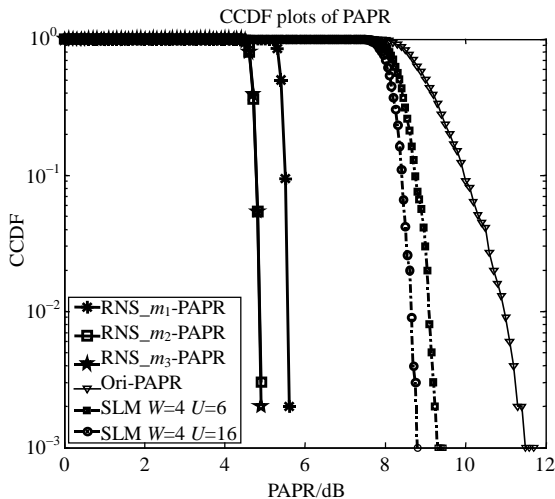


图4 本文方法与SLM方法的PAPR抑制性能对比

图5对比了本文方法与PTS方法对PAPR的抑制性能, 曲线PTS  $M=3, 4, 6$  分别表示分组个数为3、4和

6的PTS方法的峰均比性能。 $M=3$  时, PTS方法和基于RNS方法的复杂度相近, 可以看出在CCDF 1%处, 本文方法对PAPR抑制性能优于PTS方法3 dB以上;  $M=4$  时, PTS方法的复杂度是本文方法复杂度的2倍, 本文方法仍优于PTS方法3 dB左右;  $M=6$  时, PTS方法的复杂度增加了很多, 是本文方法复杂度的28倍, 基于本文方法仍优于PTS方法2.5 dB以上。

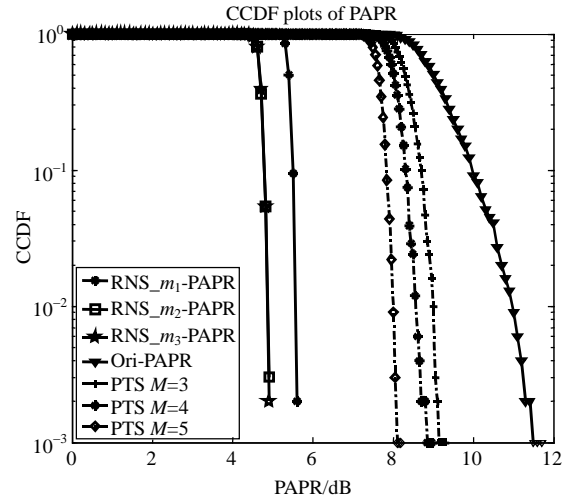


图5 本文方法与PTS方法的PAPR抑制性能对比

从图6 SLM和PTS方法的PAPR抑制性能对比中可以看出, 在SLM和PTS两种方法复杂度相近的情况下 ( $U=4$  时, SLM的复杂度略小于PTS;  $U=6$  时, SLM的复杂度略大于PTS), PTS对PAPR的抑制性能优于SLM。

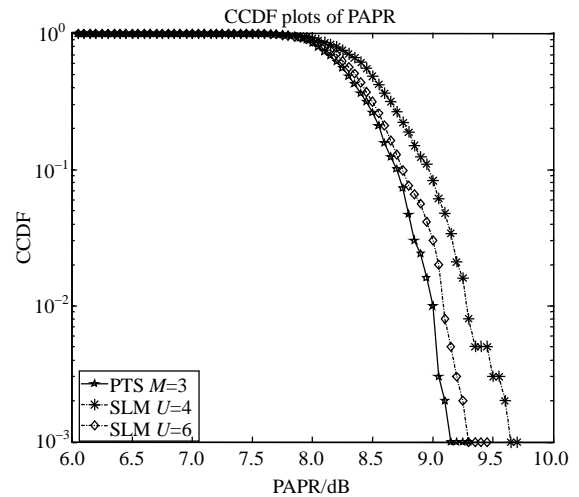


图6 PTS方法与SLM方法的PAPR抑制性能对比

改变输入信号的调制方式, 分别用64 QAM和4 QAM, 从图7中可以看出, 在不同的调制方式下3种方法的PAPR性能几乎不变, 基于RNS的方法、PTS和SLM方法的PAPR性能均不受调制方式的限制。

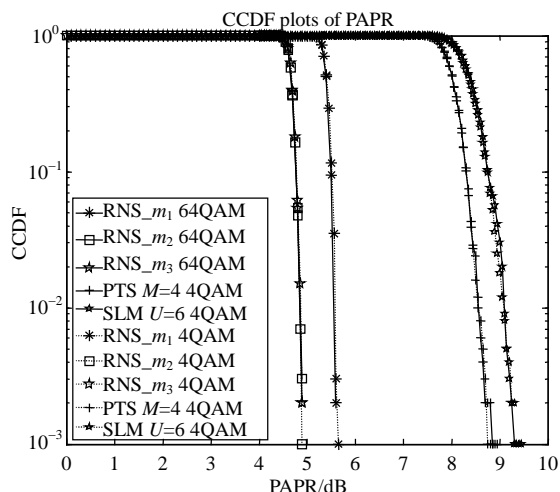


图7 基于RNS、PTS和SLM的方法  
不同调制方式下的PAPR性能

## 4 结论

本文对一种基于RNS的PAPR抑制方法的性能进行了分析研究,与常用的PTS、SLM方法在复杂度、PAPR抑制性能等方面进行了对比。基于本文方法,即使子载波数目较大时,也能无损抑制PAPR,且无需传输边带信息。从动态范围与带宽关系的分析结果中得知,本文方法可根据需要,通过调整余数系统的动态范围的方式来达到功率与带宽的优化折中。与SLM和PTS方法比较,本文方法在提高PAPR抑制性能的同时,大大降低了复杂度。

## 参考文献

[1] JIANG Tao, WU Yi-yan. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268.

[2] GOUDA M, SHEHATA K A, HUSSEIN M. PAPR reduction performance for LTE OFDM systems with different techniques[J]. International Journal of Scientific & Engineering Research, 2013, 4(5): 2337-2344.

[3] XIAO Yue, LEI Xia, LI Shao-qian. Modified clipping and filtering scheme for OFDM systems[C]// Proceeding of the International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCS). Milpitas, USA: IEEE, 2009: 38-42.

[4] DEEPA T, SWETHA K, KUMAR R. A joint clipping and logarithmic based companding for the reduction of peak-to-average power ratio in OFDM system[C]// Proceeding of the International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES). Chennai, India: IEEE, 2013: 655-659.

[5] MASOUMIAN S H S, SHABANI M, TAZEHKAND B M. A new PAPR reduction method based on clipping technique using compressive sensing[C]//Proceeding of the 6th International Symposium in Telecommunications (IST). Tehran, Iran: IEEE, 2012: 238-242.

[6] WEN Qing-song, XIAO Yue, DAN LI-lin, et al. A modified partial transmit sequence scheme for PAPR reduction in OFDM system[C]//Proceeding of the 68th Vehicular Technology Conference (VTC). Calgary, BC: IEEE, 2008: 1-5.

[7] BAXLEY R, ZHOU Guo-tong. Comparing selected mapping and partial transmit sequence for PAR reduction[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(4): 797-803.

[8] GOUDA M, HUSSEIN M. Partial transmit sequence PAPR reduction method for LTE OFDM systems[C]//Proceeding of the 4th International Conference on Intelligent Systems Modelling & Simulation (ISMS). Bangkok, Thailand: IEEE, 2013: 507-512.

[9] MA Shang, HU Jian-hao, ZHANG Lin, et al. A  $n^2$  scaling scheme for signed RNS integers and its VLSI implementation[J]. Information Sciences, 2010, 53(1): 203-212.

[10] YE Yan-long, HU Jian-hao, MA Shang, et al. A new efficient RNS-to-binary conversion for the three-moduli sets[C]//Proceedings of the IEEE ICCAS 2009. Milpitas, CA, USA: IEEE, 2009: 1000-1005.

[11] YANG Lie-liang, HANZO L. Performance of a residue number system based parallel communication system using orthogonal signaling: Part I-system outline[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2002, 51(6): 1528-1540.

[12] ZHU Da-lin, NATARAJAN B. Residue number system arithmetic-inspired hopping-pilot pattern design[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2010, 59(7): 3679-3683.

[13] SENGUPTA A, ZHU Da-lin, NATARAJAN B. On the performance of redundant residue number system codes assisted STBC design[C]//Proceedings of the International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC). Maui, HI, USA: IEEE, 2012: 1051-1055.

[14] YAO Yi, HU Jian-hao. RNS based OFDM transmission scheme with low PAPR[C]//Proceedings of the International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP). Chengdu: IEEE, 2011: 326-329.

[15] 姚毅, 胡剑浩, 马上. 基于余数系统的OFDM无损峰均比抑制方法[J]. 电子科技大学学报, 2013, 42(5): 667-671.

YAO Yi, HU Jian-hao, MA Shang. Residue number system based OFDM method for lossless PAPR reduction[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2013, 42(5): 667-671.

[16] OMONDI A, PREMKUMAR B. Residue number systems: Theory and implementation[M]. London: Imperial College Press, 2007: 1-296.

编辑 张俊